

ЭЛЕКТРИЧЕСТВО

1976



ИЗДАТЕЛЬСТВО · ЭНЕРГИЯ ·

10

ОРГАН АКАДЕМИИ НАУК СССР, ГОСУДАРСТВЕННОГО КОМИТЕТА
СОВЕТА МИНИСТРОВ СССР ПО НАУКЕ И ТЕХНИКЕ, ЦП НАУЧНО-ТЕХНИЧЕСКОГО ОБЩЕСТВА ЭНЕРГЕТИКИ
И ЭЛЕКТРОТЕХНИЧЕСКОЙ ПРОМЫШЛЕННОСТИ

УДК 621.315.55.014.12:538.311

Поверхностный эффект и распределение электродинамических усилий в цилиндрических токопроводах коаксиальной системы с импульсным током

Инж. БАРАНОВ М. И., кандидаты техн. наук БЕЛЫЙ И. В., ХИМЕНКО Л. Т.

Харьковский политехнический институт

В импульсных двухпроводных линиях передачи электрической энергии при исследовании плазмы, измерении больших импульсных токов широко используется коаксиальная система цилиндрических токопроводов [Л. 1—5]. При проектировании и анализе электромагнитных и механических процессов в токопроводящих элементах такой системы одними из основных задач являются исследования импульсного проникновения электромагнитного поля в ее трубчатые или сплошные цилиндрические проводники и распределения нестационарных объемных электродинамических усилий (э. д. у.) в материалах токопроводов.

Рассмотрим коаксиальную систему из двух трубчатых прямолинейных проводников цилиндрической формы, служащих прямым и обратным токопроводами для импульсного тока в контуре источника напряжения (рис. 1). При протекании тока в электрической цепи источника напряжения наружная поверхность внутреннего токопровода и внутренняя поверхность внешнего токопровода подвержены воздействию волн нестационарного электромагнитного поля. При исследовании их импульсного проникновения в проводящие цилиндры коаксиальной системы ограничимся рассмотрением случая, когда токами смещения в диэлектрическом зазоре между ее токоведущими частями можно пренебречь. Удельную электропроводность и магнитную проницаемость материала внутреннего токопровода системы обозначим соответственно γ_1 и μ_1 , а внешнего — γ_2 и μ_2 . Будем считать, что $\gamma_i = \text{const}$ и $\mu_i = \text{const}$ ($i = 1, 2$). Внутренний и наружный радиусы внутреннего трубчатого проводника равны соответственно

a и b , а внешнего — d и c . Ниже приведено решение одномерного варианта сформулированной задачи: трубчатые проводники коаксиальной системы с неизменными радиальными размерами приняты бесконечно длинными. При этом условии векторы электромагнитного поля зависят только от координаты r и времени t . Так как система симметрична, то в цилиндрических координатах векторы напряженности электрического поля \vec{E}_i и плотности тока \vec{j}_i в токопроводах имеют лишь осевую составляющую, а вектор напряженности магнитного поля \vec{H}_i — азимутальную составляющую, направленную по касательной к окружностям, расположенным concentрично с круговыми сечениями поверхностей цилиндров.

Решение уравнений электромагнитного поля. Цилиндрическое уравнение диффузии импульсного азимутального магнитного поля, являющееся следствием первых двух уравнений Максвелла, в проводящей среде имеет вид [Л. 1]:

$$\frac{\partial^2 H_{\vartheta i}}{\partial r^2} + \frac{1}{r} \frac{\partial H_{\vartheta i}}{\partial r} - \frac{H_{\vartheta i}}{r^2} - \mu_i \gamma_i \frac{\partial H_{\vartheta i}}{\partial t} = 0, \quad (1)$$

где $i=1$ при $a \leq r \leq b$, $i=2$ при $d \leq r \leq c$.

Начальное условие

$$H_{\vartheta i}(r, 0) = 0. \quad (2)$$

Граничные условия при $0 < t < \infty$:

$$H_{\vartheta 1}(a, t) = H_{\vartheta 2}(c, t) = 0; \quad (3)$$

$$H_{\vartheta 1}(b, t) = H_{\vartheta 2}(d, t) = H_{\vartheta i}(t). \quad (4)$$

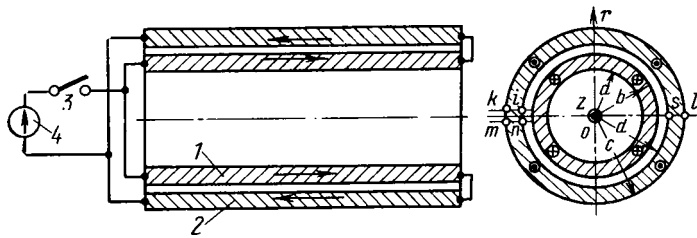


Рис. 1. Расчетная конструкция коаксиальной системы цилиндрических токопроводов, включенной в электрическую цепь импульсного источника энергии.

1, 2 — внутренний и внешний токопроводы; 3 — коммутатор; 4 — источник напряжения (стрелками, точками и крестиками обозначены направления протекания тока в системе).

В (4) принято, что азимутальное магнитное поле в зазоре между токопроводами коаксиальной системы однородно.

Уравнение (1) для плотности тока $\delta_{zi}(r, t) = \frac{\partial(rH_{\theta i})}{r\partial r}$ в изображениях по Лапласу приводит к однородному уравнению Гельмгольца

$$\frac{d^2\delta_{zi}(r, p)}{dr^2} + \frac{1}{r} \frac{d\delta_{zi}(r, p)}{dr} - p\mu_i\gamma_i\delta_{zi}(r, p) = 0, \quad (5)$$

где

$$\delta_{zi}(r, p) \doteq \delta_{zi}(r, t).$$

Для уравнения (5) справедливы граничные условия

$$\left. \frac{d\delta_{z1}}{dr} \right|_{r=a} = \left. \frac{d\delta_{z2}}{dr} \right|_{r=c} = 0; \quad (6)$$

$$\delta_{z1}(b, p) = \delta_{z2}(d, p) = \delta_{z1}(p). \quad (7)$$

Решение обыкновенного дифференциального уравнения (5) с граничными условиями (6), (7) может быть представлено в следующем виде:

$$\delta_{zi}(r, p) = A_i(p) J_0(-j\sqrt{p\mu_i\gamma_i}r) + B_i(p) N_0(-j\sqrt{p\mu_i\gamma_i}r), \quad (8)$$

где $A_i(p)$, $B_i(p)$ — изображения по Лапласу коэффициентов, постоянных относительно r ; J_0 , N_0 — функции Бесселя нулевого порядка первого и второго рода; $j = \sqrt{-1}$.

Внутренний трубчатый токопровод. Для нахождения коэффициентов $A_1(p)$ и $B_1(p)$ на основании граничных условий (6), (7) составляем систему алгебраических уравнений. Опуская элементарные преобразования, связанные с решением данной системы уравнений, для плотности тока во внутреннем трубчатом токопроводе системы получаем:

$$\delta_{z1}(r, p) = \delta_{z1}(p) \frac{J_1(na)N_0(nr) - J_0(nr)N_1(na)}{J_1(na)N_0(nb) - N_1(na)J_0(nb)}, \quad (9)$$

где J_1 , N_1 — функции Бесселя первого порядка первого и второго рода; $n = -j\sqrt{p\mu_1\gamma_1}$.

Для связи $\delta_{z1}(p)$ с $H_{\theta 1}(p) \doteq H_{\theta 1}(t)$ воспользуемся дополнительным граничным условием на наружной поверхности внутреннего токопровода, вытекающим из закона полного тока:

$$\frac{1}{b} \int_a^b \delta_{z1}(r, p) r dr = H_{\theta 1}(p). \quad (10)$$

Используя закон Ома в дифференциальной форме и выражения (9) и (10), для напряженности аксиального электрического поля во внутреннем трубчатом токопроводе в изображениях по Лапласу имеем:

$$E_{z1}(r, p) = \frac{nH_{\theta 1}(p)}{\gamma_1} \frac{J_0(nr)N_1(na) - J_1(na)N_0(nr)}{J_1(nb)N_1(na) - J_1(na)N_1(nb)}. \quad (11)$$

Выражение для напряженности азимутального магнитного поля во внутреннем трубчатом токопроводе находим в виде общего интеграла первого уравнения Максвелла:

$$H_{\theta 1}(r, p) = \exp\left(-\int \frac{dr}{r}\right) \left[\int \delta_{z1}(r, p) \times \exp\left(\int \frac{dr}{r}\right) dr + C(p) \right], \quad (12)$$

где $C(p)$ — изображение по Лапласу постоянной интегрирования.

Из граничного условия (3) и замены в (12) неопределенного интегрирования в пределах от a до r следует, что $C(p) = 0$. Тогда из (12) получим:

$$H_{\theta 1}(r, p) = H_{\theta 1}(p) \frac{J_1(nr)N_1(na) - J_1(na)N_1(nr)}{J_1(nb)N_1(na) - J_1(na)N_1(nb)}. \quad (13)$$

Внутренний сплошной токопровод. Из (11) при $a=0$ получаем операторное выражение для напряженности электрического поля в сплошном токопроводе системы:

$$E_{z1}(r, p) = \frac{nH_{\theta 1}(p)}{\gamma_1} \frac{J_0(nr)}{J_1(nb)}. \quad (14)$$

Считая в (13) $a=0$, для напряженности магнитного поля в сплошном внутреннем токопроводе имеем:

$$H_{\theta 1}(r, p) = H_{\theta 1}(p) \frac{J_1(nr)}{J_1(nb)}. \quad (15)$$

Внешний токопровод. Для анализа проникновения импульсного электромагнитного поля во внешний трубчатый токопровод системы запишем на его внутренней поверхности дополнительное граничное условие в виде

$$\frac{1}{d} \int_a^c \delta_{z2}(r, p) r dr = H_{\theta 1}(p). \quad (16)$$

Условие (16) получено на основании закона полного тока путем обхода контура $iklmnsi$, образованного благодаря условному разрезу внешнего токопровода вдоль оси oz параллельными бесконечно близкими плоскостями ik и mn (рис. 1). С учетом (16) аналогично (11) и (13) операторные выражения для напряженностей электрического и магнитного полей во внешнем токопроводе системы соответственно примут вид:

$$E_{z2}(r, p) = \frac{mH_{\theta 1}(p)}{\gamma_2} \frac{J_0(mr)N_1(mc) - J_1(mc)N_0(mr)}{J_1(md)N_1(mc) - J_1(mc)N_1(md)}; \quad (17)$$

$$H_{\theta 2}(r, p) = H_{\theta 1}(p) \frac{J_1(mr)N_1(mc) - J_1(mc)N_1(mr)}{J_1(md)N_1(mc) - J_1(mc)N_1(md)}, \quad (18)$$

где

$$m = -j\sqrt{p\mu_2\gamma_2}.$$

Этим полностью решается одномерная задача проникновения импульсного электромагнитного по-

ля в трубчатые и сплошные проводники коаксиальной системы в общем случае, т. е. независимо от того, насколько резко в системе проявляется поверхностный эффект.

Первоначально рассмотрим воздействие на трубчатые и сплошные токопроводы системы ступенчатого импульса магнитного поля, т. е.

$$\text{при } t < 0 \quad H_{\theta 1}(b, t) = H_{\theta 2}(d, t) = 0,$$

$$\text{при } t > 0 \quad H_{\theta 1}(b, t) = H_{\theta 2}(d, t) = H_{\theta m}, \quad \text{а } H_{\theta 1}(p) = H_{\theta m} p^{-1}.$$

Исследования показали, что несмотря на многозначность функций Бесселя второго рода выражения (11), (13), (17) и (18) однозначны и не имеют точек ветвления. Поэтому, применив для нахождения оригиналов изображений напряженности электромагнитного поля в токопроводах теорему разложения [Л. 6], при ступенчатом импульсе внешнего поля получим:

для внутреннего трубчатого токопровода

$$H_{\theta 1}(r, t) = H_{\theta m} \left\{ \frac{\alpha \left[\left(\frac{r}{a} \right)^2 - 1 \right]}{(\alpha^2 - 1) \frac{r}{a}} + \right. \\ \left. + 2 \sum_{k=1}^{\infty} \frac{\exp(p_k t) \left[J_1(x_k) N_1 \left(x_k \frac{r}{a} \right) - J_1 \left(x_k \frac{r}{a} \right) N_1(x_k) \right]}{x_k \Pi_k} \right\}, \quad (19)$$

$$E_{z1}(r, t) = \frac{2H_{\theta m}}{a\gamma_1} \left\{ \frac{\alpha}{\alpha^2 - 1} + \right. \\ \left. + \sum_{k=1}^{\infty} \frac{\exp(p_k t) \left[J_1(x_k) N_0 \left(x_k \frac{r}{a} \right) - J_0 \left(x_k \frac{r}{a} \right) N_1(x_k) \right]}{\Pi_k} \right\}, \quad (20)$$

где

$$\alpha = \frac{b}{a}; \quad p_{k1} = - \frac{x^2 k}{\mu_1 \gamma_1 a^2};$$

$$\Pi_k = J_0(x_k) N_1(\alpha x_k) + \alpha [J_1(x_k) N_0(\alpha x_k) - J_0(\alpha x_k) N_1(x_k)] - J_1(\alpha x_k) N_0(x_k);$$

x_k — корни уравнения $J_1(x) N_1(\alpha x) - J_1(\alpha x) N_1(x) = 0$ [Л. 7];

для внутреннего сплошного токопровода

$$H_{\theta 1}(r, t) = H_{\theta m} \left[\frac{r}{b} + 2 \sum_{k=1}^{\infty} \frac{\exp(p_{k2} t) J_1 \left(y_k \frac{r}{b} \right)}{y_k J_0(y_k)} \right], \quad (21)$$

$$E_{z1}(r, t) = \frac{2H_{\theta m}}{b\gamma_1} \left[1 + \sum_{k=1}^{\infty} \frac{\exp(p_{k2} t) J_0 \left(y_k \frac{r}{b} \right)}{J_0(y_k)} \right], \quad (22)$$

где

$$p_{k2} = - \frac{y^2 k}{\mu_1 \gamma_1 b^2}, \quad y_k \text{ — нули } J_1 \text{ [Л. 7];}$$

для внешнего токопровода

$$H_{\theta 2}(r, t) = H_{\theta m} \left\{ \frac{\beta^2 - \left(\frac{r}{d} \right)^2}{(\beta^2 - 1) \frac{r}{d}} + \right. \\ \left. + 2 \sum_{k=1}^{\infty} \frac{\exp(p_{k3} t) \left[J_1 \left(z_k \frac{r}{d} \right) N_1(\beta z_k) - \right. \right. \\ \left. \left. - J_1(\beta z_k) N_1 \left(z_k \frac{r}{d} \right) \right]}{z_k T_k} \right\}; \quad (23)$$

$$E_{z2}(r, t) = \frac{2H_{\theta m}}{d\gamma_2} \left\{ \frac{1}{1 - \beta^2} + \right. \\ \left. + \sum_{k=1}^{\infty} \frac{\exp(p_{k3} t) \left[J_0 \left(z_k \frac{r}{d} \right) N_1(\beta z_k) - J_1(\beta z_k) N_0 \left(z_k \frac{r}{d} \right) \right]}{T_k} \right\}, \quad (24)$$

где

$$\beta = \frac{c}{d}, \quad p_{k3} = - \frac{z^2 k}{\mu_2 \gamma_2 d^2};$$

$$T_k = J_0(z_k) N_1(\beta z_k) + \beta [J_1(z_k) N_0(\beta z_k) - J_0(\beta z_k) N_1(z_k)] - J_1(\beta z_k) N_0(z_k);$$

z_k — корни уравнения $J_1(z) N_1(\beta z) - J_1(\beta z) N_1(z) = 0$ [Л. 7].

Из формул (19)–(24) при помощи интеграла Дюамеля можно получить зависимости для напряженностей электромагнитного поля во внутреннем и внешнем трубчатых или сплошных токопроводах коаксиальной системы при произвольном законе изменения импульсов внешнего азимутального магнитного поля.

Рассмотрим случай, имеющий прикладное значение в технике создания и технологического применения сильных импульсных азимутальных полей, когда внешнее магнитное поле изменяется по закону экспоненциально затухающей синусоиды:

$$H_{\theta 1}(b, t) = H_{\theta 2}(d, t) = H_{\theta 0} \exp(-\delta t) \sin \omega t, \quad (25)$$

где $H_{\theta 0}$ — начальное значение огибающей кривой напряженности магнитного поля; δ , ω — коэффициент затухания и круговая частота поля соответственно.

Закон изменения поля (25) практически реализуется при разряде конденсаторной батареи на рассматриваемую коаксиальную систему. Опустив промежуточные действия, связанные с применением одной из форм интеграла Дюамеля, в которой дифференцируется функция (25), приведем при изменении внешнего магнитного поля по закону экспоненциально затухающей синусоиды результаты импульсного проникновения электромагнитного по-

ля в безразмерном виде:

для внутреннего трубчатого токопровода

$$H_{\theta 1}^* = \frac{\alpha \left[\left(\frac{r}{a} \right)^2 - 1 \right]}{(\alpha^2 - 1) \frac{r}{a}} \exp \left(-\varphi \frac{\delta}{\omega} \right) \sin \varphi +$$

$$+ \sum_{k=1}^{\infty} \frac{\psi_{k1} \left[J_1(xk) N_1 \left(xk \frac{r}{a} \right) - J_1 \left(xk \frac{r}{a} \right) N_1(xk) \right]}{xk \Pi_k}; \quad (26)$$

$$E_{z1}^* = \frac{\Delta_1}{a} \left\{ \frac{\alpha}{\alpha^2 - 1} \exp \left(-\varphi \frac{\delta}{\omega} \right) \sin \varphi + \right.$$

$$\left. + \sum_{k=1}^{\infty} \frac{\psi_{k1} \left[J_1(xk) N_0 \left(xk \frac{r}{a} \right) - J_0 \left(xk \frac{r}{a} \right) N_1(xk) \right]}{\Pi_k} \right\}, \quad (27)$$

где

$$H_{\theta 1}^* = \frac{H_{\theta 1}(r, t)}{H_{\theta 0}}; \quad E_{z1}^* = \frac{E_{z1}(r, t) \gamma_1 \Delta_1}{2H_{\theta 0}}$$

$\Delta_1 = \left(\frac{2}{\omega \mu_1 \gamma_1} \right)^{1/2}$ — глубина проникновения стационарного синусоидального магнитного поля в материал внутреннего токопровода [Л. 1];

$$\psi_{k1} = \exp \left(-\varphi \frac{\delta}{\omega} \right) \sin \varphi -$$

$$- \frac{\frac{x^2 k}{2} \left(\frac{\Delta_1}{a} \right)^2}{\sqrt{\left[\frac{\delta}{\omega} - \frac{x^2 k}{2} \left(\frac{\Delta_1}{a} \right)^2 \right]^2 + 1}} \times$$

$$\times \left\{ \exp \left[-\varphi \frac{x^2 k}{2} \left(\frac{\Delta_1}{a} \right)^2 \right] \sin \theta_{k1} + \right.$$

$$\left. + \exp \left(-\varphi \frac{\delta}{\omega} \right) \sin(\varphi - \theta_{k1}) \right\}; \quad \varphi = \omega t;$$

$$\theta_{k1} = \arctg \frac{1}{\frac{x^2 k}{2} \left(\frac{\Delta_1}{a} \right)^2 - \frac{\delta}{\omega}};$$

для внутреннего сплошного токопровода

$$H_{\theta 1}^* = \frac{r}{b} \exp \left(-\varphi \frac{\delta}{\omega} \right) \sin \varphi + 2 \sum_{k=1}^{\infty} \frac{\psi_{k2} J_1 \left(yk \frac{r}{b} \right)}{yk J_0(yk)};$$

$$(28)$$

$$E_{z1}^* = \frac{\Delta_1}{b} \left[\exp \left(-\varphi \frac{\delta}{\omega} \right) \sin \varphi + \sum_{k=1}^{\infty} \frac{\psi_{k2} J_0 \left(yk \frac{r}{b} \right)}{J_0(yk)} \right];$$

$$(29)$$

где

$$\psi_{k2} = \exp \left(-\varphi \frac{\delta}{\omega} \right) \sin \varphi -$$

$$- \frac{\frac{y^2 k}{2} \left(\frac{\Delta_1}{b} \right)^2}{\sqrt{\left[\frac{\delta}{\omega} - \frac{y^2 k}{2} \left(\frac{\Delta_1}{b} \right)^2 \right]^2 + 1}} \times$$

$$\times \left\{ \exp \left[-\varphi \frac{y^2 k}{2} \left(\frac{\Delta_1}{b} \right)^2 \right] \sin \theta_{k2} + \right.$$

$$\left. + \exp \left(-\varphi \frac{\delta}{\omega} \right) \sin(\varphi - \theta_{k2}) \right\};$$

$$\theta_{k2} = \arctg \frac{1}{\frac{y^2 k}{2} \left(\frac{\Delta_1}{b} \right)^2 - \frac{\delta}{\omega}};$$

для внешнего токопровода

$$H_{\theta 2}^* = \frac{\beta^2 - \left(\frac{r}{d} \right)^2}{(\beta^2 - 1) \frac{r}{d}} \exp \left(-\varphi \frac{\delta}{\omega} \right) \sin \varphi +$$

$$+ 2 \sum_{k=1}^{\infty} \frac{\psi_{k3} \left[J_1 \left(zk \frac{r}{d} \right) N_1(\beta zk) - J_1(\beta zk) N_1 \left(zk \frac{r}{d} \right) \right]}{zk T_k};$$

$$(30)$$

$$E_{z2}^* = \frac{\Delta_2}{d} \left\{ \frac{1}{1 - \beta^2} \exp \left(-\varphi \frac{\delta}{\omega} \right) \sin \varphi + \right.$$

$$\left. + \sum_{k=1}^{\infty} \frac{\psi_{k3} \left[J_0 \left(zk \frac{r}{d} \right) N_1(\beta zk) - J_1(\beta zk) N_0 \left(zk \frac{r}{d} \right) \right]}{T_k} \right\};$$

$$(31)$$

где $\Delta_2 = \left(\frac{2}{\omega \mu_2 \gamma_2} \right)^{1/2}$ — глубина проникновения стационарного синусоидального магнитного поля в материал внешнего токопровода [Л. 1];

$$\psi_{k3} = \exp \left(-\varphi \frac{\delta}{\omega} \right) \sin \varphi -$$

$$- \frac{\frac{z^2 k}{2} \left(\frac{\Delta_2}{d} \right)^2}{\sqrt{\left[\frac{\delta}{\omega} - \frac{z^2 k}{2} \left(\frac{\Delta_2}{d} \right)^2 \right]^2 + 1}} \times$$

$$\times \left\{ \exp \left[-\varphi \frac{z^2 k}{2} \left(\frac{\Delta_2}{d} \right)^2 \right] \sin \theta_{k3} + \right.$$

$$\left. + \exp \left(-\varphi \frac{\delta}{\omega} \right) \sin(\varphi - \theta_{k3}) \right\};$$

$$\theta_{k3} = \arctg \frac{1}{\frac{z^2 k}{2} \left(\frac{\Delta_2}{d} \right)^2 - \frac{\delta}{\omega}};$$

Особенности нестационарного поверхностного эффекта. Импульсное проникновение азимутального магнитного поля в цилиндрические токопроводы коаксиальной системы оказывает существенное влияние на проявляющийся в них поверхностный эффект. На рис. 2 показаны изменения напряженностей электромагнитного поля в стенке внутреннего трубчатого токопровода системы в зависимости

от фазы φ внешнего поля, изменяющегося по закону экспоненциально затухающей синусоиды, и относительной координаты точек стенки $(b-r)/\Delta_1$. О правомерности их сопоставления говорит то, что при $a \gg \Delta_1$ или $d \gg \Delta_2$ решения уравнения (1) асимптотически приближаются к решениям соответствующих плоских задач. Численный анализ сходимости знакопеременных рядов по формулам (26), (27), (30) и (31), выполненный на ЦВМ, показал, что погрешность расчета мгновенных значений напряженностей поля в практических диапазонах изменения безразмерных параметров $\alpha = \beta = 1,1-2,0$ и $\delta/\omega = 0-0,3$ для любых φ при $k=5$ меньше 6%, при $k=20$ меньше 1%. Причем, ряды для $H_{\theta i}$ сходятся быстрее, чем для E_{zi} . Из кривых

рис. 2,а (I) видно, что первые амплитуды напряженности азимутального магнитного поля по всей толщине стенки токопровода в импульсном режиме значительно больше, чем в установившемся. Так, например, для $(b-r)/\Delta_1 = 1,0$ (кривые 3) это расхождение составляет около 35%. Причем, эти различия для внутренних слоев стенки токопровода больше, чем для внешних. Из рис. 2,б (I) следует, что первая амплитуда напряженности аксиального электрического поля во внешних слоях стенки токопроводов системы в импульсном режиме значительно меньше, чем в установившемся. Для $(b-r)/\Delta_1 = 0$ (кривые 1) это расхождение составляет около 33%. В то же время для внутренних слоев стенки цилиндрического проводника ампли-

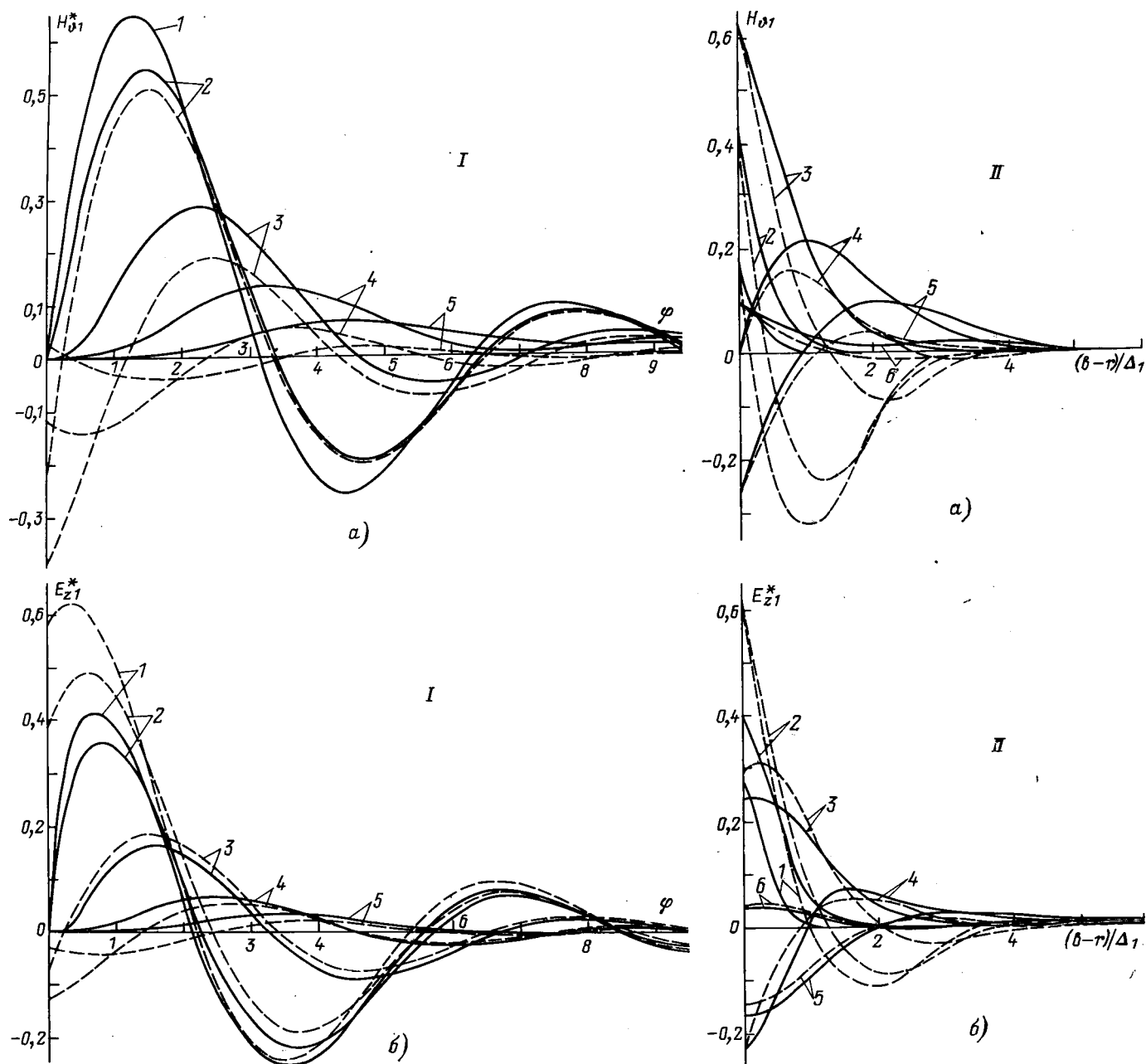


Рис. 2. Распределение напряженностей магнитного (а) и электрического (б) полей в стенке внутреннего трубчатого токопровода ($\delta/\omega=0,3$; $\alpha=1,5$; $\Delta_1/a=0,1$).

I — фазовые: 1 — $(b-r)/\Delta_1=0$; 2 — 0,2; 3 — 1,0; 4 — 2,0; 5 — 3,0; II — радиальные: 1 — $\varphi=0,2$; 2 — 0,5; 3 — 1,5; 4 — 3,14; 5 — 4,5; 6 — 7,85. — — — импульсный режим; — — — стационарный при «полном» затухании в одиночном трубчатом цилиндрическом проводнике толщиной $(b-a)/\Delta_1=5,0$ плоских волн аксиального магнитного и азимутального электрического полей [Л. 8].

туды первых полуволи электрического поля в нестационарном режиме больше, чем в стационарном (кривые 4, 5). Из кривых рис. 2 (I) видно также, что при воздействии импульсного азимутального магнитного поля, изменяющегося во времени по закону экспоненциально затухающей синусоиды, на трубчатый токопровод коаксиальной системы переходный процесс установления напряженностей электромагнитного поля в его стенке практически длится полтора периода воздействующего поля. Аналогичный результат по длительности переходного процесса получен при исследовании импульсного проникновения плоских волн аксиального синусоидального магнитного поля в «непрозрачный»¹ для поля трубчатый проводник [Л. 9]. Кроме того, из рис. 2 следует, что напряженность азимутального магнитного поля быстрее устанавливается во внешних слоях стенки токопровода, а напряженность аксиального электрического поля — во внутренних.

Анализ зависимостей на рис. 2 (II) показывает, что импульсное электромагнитное поле во внутреннем цилиндре системы «полностью» затухает на глубине $(b-r)/\Delta_1 \approx 5$. На основе сопоставления данных рис. 2 (II) с результатами расчета по формулам (30) и (31) при $\alpha = \beta$, $\Delta_1/a = \Delta_2/d$ распределения импульсного электромагнитного поля во внешнем токопроводе установлено, что как магнитное, так и электрическое поле затухает по глубине внешнего токопровода быстрее, чем внутреннего. Например, для равноудаленных от диэлектрического зазора системы точек стенок токопроводов с координатами $(b-r)/\Delta_1 = (r-d)/\Delta_2 = 1,5$ при $\varphi = 3,14$ напряженность магнитного поля во внешнем токопроводе примерно на 13% меньше, чем во внутреннем. При тех же значениях безразмерных координат точек стенок элементов системы напряженность электрического поля во внешнем токопроводе примерно на 40% меньше, чем во внутреннем. Несмотря на это «полное» затухание импульсного электромагнитного поля во внешнем токопроводе наблюдается так же, как и во внутреннем при $(r-d)/\Delta_2 \approx 5$. Описанная особенность, связанная с различной степенью пространственного затухания импульсного электромагнитного поля во внутреннем и внешнем токопроводах рассматриваемой системы, ранее была отмечена и физически объяснена при исследовании проникновения стационарного синусоидального электромагнитного поля в токопроводы коаксиального кабеля с «непрозрачной» для поля оболочкой [Л. 10].

Особенности распределения нестационарных объемных э. д. у. Значение рассматриваемых э. д. у., воздействующих на слои материалов токопроводов, определим как

$$f_{ri} = \mu_i \gamma_i E_{zi} H_{\theta i} \quad (32)$$

В безразмерном виде для (32) получим:

$$f_{ri}^* = E_{zi}^* H_{\theta i}^* \quad (33)$$

где

$$f_{ri}^* = \frac{\Delta_i}{2\mu_i H_{\theta 0}^2} f_{ri}$$

¹ Проводник считается «непрозрачным» для поля, если в его стенке электромагнитная волна затухает «полностью».

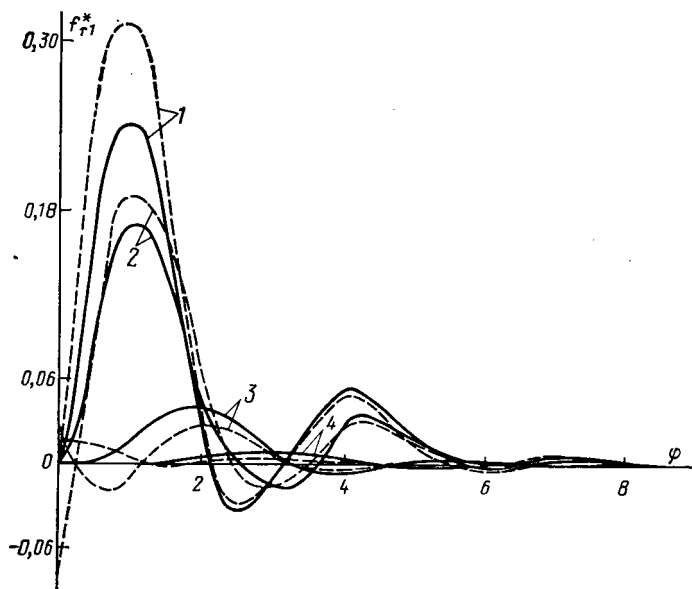


Рис. 3. Фазовые распределения удельных э. д. у. по толщине стенки внутреннего токопровода в случае «полного» затухания в ней электрического поля ($\delta/\omega = 0,3$; $\alpha = 1,5$; $\Delta_1/a = 0,1$).
1 — $(b-r)/\Delta_1 = 0$; 2 — 0,2; 3 — 1,0; 4 — 2,0; — — — переходный режим; — — — — установившийся [Л. 8].

На рис. 3 показана построенная с помощью выражений (26), (27) и (33) зависимость f_{ri}^* от φ — фазы изменения внешнего магнитного поля в различных по координате точках стенки внутреннего токопровода относительной толщины $(b-a)/\Delta_1 = 5$ в случае «полного» затухания в ней плоских электромагнитных волн. Из анализа кривых рис. 3 следует, что при воздействии импульсного азимутального магнитного поля, изменяющегося во времени по закону экспоненциально затухающей синусоиды, на токопровод коаксиальной системы при «полном» затухании волн аксиального электрического поля в его стенке переходный процесс установления объемных э. д. у. продолжается один период внешнего поля. Подобный вывод сделан в [Л. 11] при воздействии импульсного аксиального синусоидального магнитного поля на проводящую трубу для случая «полного» затухания плоских волн в ее стенке.

Далее из кривых рис. 3 видно, что амплитуды первых полуволи удельных э. д. у., действующих на внешние слои стенки трубы, в переходном режиме значительно меньше, чем в стационарном. Так, например, при $(b-r)/\Delta_1 = 0$ это расхождение составляет около 23%, при $(b-r)/\Delta_1 = 0,2$ около 11,5%. В то же время амплитуды первых полуволи э. д. у., действующих на внутренние слои стенки трубы, в нестационарном режиме больше чем в стационарном. При $(b-r)/\Delta_1 = 1,0$ это расхождение достигает примерно 32,5%. Удельные э. д. у. во внутренних слоях стенки токопровода устанавливаются быстрее, чем во внешних. В переходном режиме как и в установившемся распределение объемных э. д. у. носит волновой характер с последовательным чередованием волн сжатия и растяжения (рис. 3).

Расчеты показали, что в случае «частичного» затухания плоских нестационарных волн аксиаль-

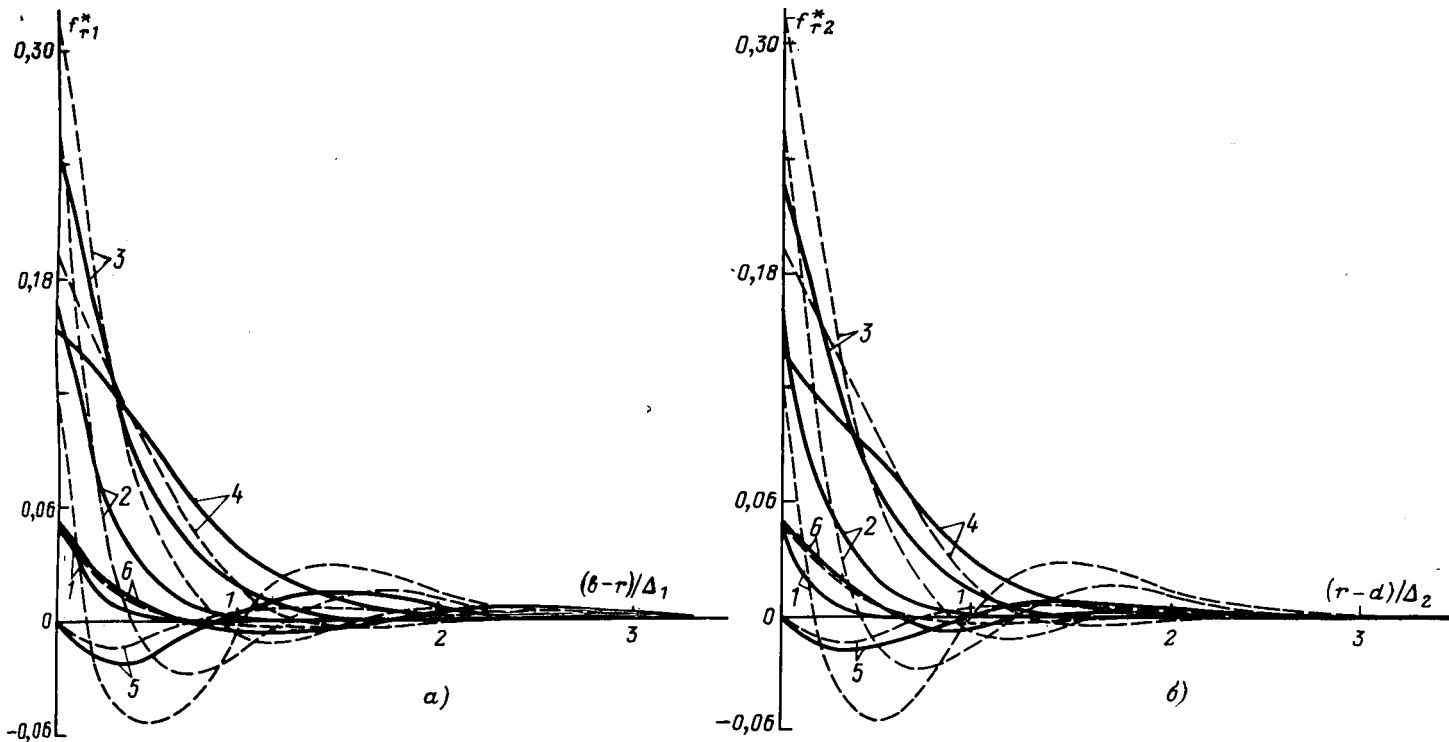


Рис. 4. Радиальные распределения удельных э. д. у. по толщине стенок внутреннего (а) и внешнего (б) токопроводов ($\delta/\omega=0,3$; $\alpha=1,5$; $\Delta_1/a=0,1$).

1 — $\varphi=0,2$; 2 — $0,5$; 3 — $1,0$; 4 — $1,5$; 5 — $3,14$; 6 — $4,0$.
— переходный режим; - - - - - квазистационарный.

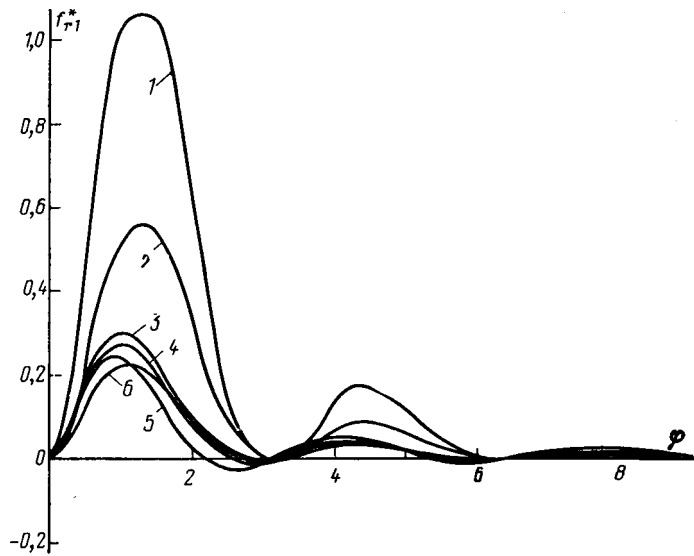


Рис. 5. Фазовые распределения удельных э. д. у. в стенке внутреннего токопровода при воздействии на него плоских и цилиндрических волн электромагнитного поля.
1, 2, 4, 6 — $\alpha=1,1$; 3, 5 — $1,5$; 1, 2, 3 — $\Delta_1/a_1=0,5$; 4, 5, 6 — $0,1$; 1, 3, 4, 5 — $(b-r)/\Delta_1=0$; 2, 6 — $0,1$.

ного электрического поля в токопроводе за счет отраженных от внутренней поверхности «прозрачной» для поля трубы волн происходит возрастание положительных (сжимающих) и уменьшение отрицательных (растягивающих) удельных э. д. у. по сравнению со случаем «полного» затухания. На рис. 4 показаны распределения удельных э. д. у. по толщине стенок внутреннего и внешнего токопроводов в различные моменты времени для $(b-a)/\Delta_1 = (c-d)/\Delta_2 = 5$ и плоских волн поля. Объемные

э. д. у. с увеличением глубины слоев токопроводов уменьшаются, практически «полностью» затухая при $(b-r)/\Delta_1 = (r-d)/\Delta_2 \approx 3$. Из данных рис. 4 следует также, что удельные нестационарные э. д. у. во внешнем токопроводе в равноудаленных по координате $(r-d)/\Delta_2$ точках стенки трубы от ее граничной поверхности, прилегающей к изоляционному круговому зазору системы, значительно меньше удельных э. д. у., воздействующих на соответствующие равноудаленные по координате $(b-r)/\Delta_1$ от зазора слои стенки внутреннего токопровода и противоположны им по направлению. Например, для $(b-r)/\Delta_1 = (r-d)/\Delta_2 = 0$ и $\varphi=1,5$ это расхождение составляет около 10,4% для $(b-r)/\Delta_1 = (r-d)/\Delta_2 = 1,0$ и $\varphi=1,5$ около 22,2%. В результате переходный процесс установления объемных э. д. у. намного быстрее заканчивается в стенке наружного токопровода, чем внутреннего.

Приведенные выше результаты получены при воздействии на трубчатые проводники коаксиальной системы плоских нестационарных электромагнитных волн. Для оценки влияния кривизны фронта электромагнитных волн на характер распределения в переходном режиме удельных э. д. у. выполнен расчет зависимостей f_{r1}^* от фазы φ в различных по координате $(b-r)/\Delta_1$ точках стенки внутреннего токопровода системы для $\delta/\omega=0,3$ при варьировании параметра α и отношения толщины скин-слоя к радиусу кривизны поверхности трубы Δ_1/a (рис. 5). Из сопоставления кривых 3 и 5 на рис. 5 следует, что при «полном» затухании электромагнитных волн в стенке токопровода в переходном процессе амплитуды первых полуволн удельных э. д. у., действующих на равноудаленные

от граничной поверхности внешние слои трубы, в случае воздействия на трубчатый токопровод цилиндрических волн поля (кривая 3) больше, чем при воздействии плоских волн (кривая 5). Для кривых 3 и 5 это расхождение составляет около 20%. При «частичном» затухании электрического поля в токопроводе амплитуды первых полувольт удельных э. д. у. во внешних слоях трубы в случае воздействия цилиндрических волн (кривая 1) в несколько раз больше, чем при воздействии плоских волн поля (кривая 4). Для внутренних слоев стенки токопровода это расхождение уменьшается (кривые 2 и 6). Аналогичная картина наблюдается и для внешнего токопровода, т. е. уменьшение радиусов кривизны поверхностей токопроводов по отношению к толщине соответствующих скин-слоев при прочих равных условиях приводит к увеличению силового воздействия на слои материалов цилиндрических токопроводов коаксиальной системы.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Нейман Л. Р., Демирчян К. С. Теоретические основы электротехники. Л., «Энергия», 1967, т. 2, ч. 4, 407 с.
2. Linhart J. G. A simplified analysis of the dynamics of plasma guns.— «Nuclear Fusion», 1961, vol. 1, № 2, p. 78—81.
3. Furth H. P. Metal-forming devices using direct electrode contact. Pat. № 3187532, 1965, June, 8. (США).

4. Новгородцев А. Б., Шнейерсон Г. А. Энергетические соотношения в колебательном контуре, используемом для ускорения проводников электромагнитными силами.— «Изв. АН СССР. Энергетика и транспорт», 1970, № 2, с. 154—161.

5. Schwab A. Die Berechnung der Bandbreite und der Anstiegszeit rohrförmiger koaxialer Meßwiderstände unter Berücksichtigung der Stromverdrängung.— «ETZ-A», 1968, Bd 89, H. 22, S. 604—606.

6. Дёч Г. Руководство к практическому применению преобразования Лапласа и Z-преобразования. М., «Наука», 1971, 288 с.

7. Янке Е., Эмде Ф., Лёш Ф. Специальные функции. М., «Наука», 1964. 344 с.

8. Белый И. В., Остроумов Г. В., Фертик С. М. Давление на тонкостенную заготовку при обработке ее импульсным магнитным полем.— «Вестник Харьковского политехнического института. Магнитноимпульсная обработка металлов», Изд. ХГУ, 1971, № 53, вып. 1, с. 3—15.

9. Михайлов В. М. О распространении импульсного электромагнитного поля в системе «индуктор—обрабатываемая деталь». — «Вестник Харьковского политехнического института. Магнитноимпульсная обработка металлов», Изд. ХГУ, 1971, № 53, вып. 1, с. 15—23.

10. Нетушил А. В., Поливанов К. М. Основы электротехники. М., Госэнергоиздат, 1956, ч. 3. 192 с.

11. Михайлов В. М. О распределении усилий в стенке проводящей трубы в нестационарном электромагнитном поле.— В кн.: Теоретическая электротехника. Изд. Львовского Госуниверситета, 1971, вып. 12, с. 124—129.

[12.3.1976]



УДК 538.311.001.24

Электромагнитное поле плоской кольцевой катушки, экранированной проводящей пластиной

Инж. ОДНОРАЛ А. П., канд. техн. наук ЧЕРНОВ Е. Н.

Всесоюзный электротехнический институт

Расчету электромагнитных полей в осесимметричных индукторных системах посвящено достаточно большое число работ. В некоторых из них [Л. 1—3] рассчитывается поле витка, расположенного над проводящей средой. В работах [Л. 4—6] определяется поле плоского спирального индуктора вблизи проводящего полупространства. Влиянию сверхпроводящего экрана на эквивалентные параметры экранируемой катушки посвящена работа [Л. 7]. Однако замена проводящей среды полупространством для многих технических приложений приводит к значительным погрешностям при расчете полей.

Целью статьи является расчет квазистационарного электромагнитного поля и определение эквивалентных параметров индукторной системы: тонкая спиральная катушка — проводящая немагнитная пластина.

Электромагнитное поле. Пластина толщиной d (рис. 1) помещена в поле кольцевой катушки с током

$$i(t) = \text{Im}(\dot{I}) = \text{Im}[I_m \exp(j\omega t)], \quad (1)$$

где I_m — максимальное значение тока; ω — круговая частота; $j = \sqrt{-1}$.

Расчет поля проводится при следующих допущениях:

ток в катушке является поверхностным, равномерно распределенным по радиусу;

материал пластины немагнитный с электропроводностью γ ;

внешней средой является диэлектрик (при $z > 0$ и $z < -d$);

напряженность магнитного поля обращается в нуль на бесконечности;

расчетная система осесимметрична в цилиндрической системе координат.

Согласно [Л. 3] электромагнитное поле единичного витка, помещенного над пластиной, характеризуется векторным потенциалом в виде выражений, содержащих несобственные интегралы. Интегрируя эти выражения по радиусу r , получим:

$$\left. \begin{aligned} \dot{A}_{11} &= 0,5\mu_0 g \int_0^\infty J_1(\lambda r) \Phi(\lambda, \xi) \exp(-\lambda|z-h|) d\lambda; \\ \dot{A}_{12} &= -0,5\mu_0 g \int_0^\infty J_1(\lambda r) \Phi(\lambda, \xi) \times \\ &\times \frac{\exp(-\lambda h - \lambda z) [(q^2 - \lambda^2) [\exp(qd) - \exp(-qd)] d\lambda]}{(q + \lambda)^2 \exp(qd) - (q - \lambda)^2 \exp(-qd)}; \\ \dot{A}_2 &= \mu_0 g \int_0^\infty J_1(\lambda r) \Phi(\lambda, \xi) \lambda \exp(-\lambda h) \times \\ &\times \frac{(q + \lambda) \exp[q(d+z)] + (q - \lambda) \exp[-q(d+z)] d\lambda}{(q + \lambda)^2 \exp(qd) - (q - \lambda)^2 \exp(-qd)}; \end{aligned} \right\} (2)$$

$$\dot{A}_3 = \mu_0 g \int_0^\infty J_1(\lambda r) \Phi(\lambda, \xi) q \lambda \exp(-\lambda h) \times \left. \begin{array}{l} \\ \times \frac{\exp[\lambda(d+z)] d \lambda}{(q+\lambda)^2 \exp(qd) - (q-\lambda)^2 \exp(-qd)}, \end{array} \right\}$$

где \dot{A}_{11} , \dot{A}_{12} , \dot{A}_2 , \dot{A}_3 — векторные потенциалы, характеризующие поле кольца с током при отсутствии проводящей пластины; поле в зазоре, обусловленное вихревыми токами в пластине; поле в пластине и за пластиной соответственно;

$$\left. \begin{array}{l} g = \frac{i\omega}{r_1 - r_2}; \quad \Phi(\lambda, \xi) = \int_{r_2}^{r_1} J_1(\lambda r) r dr; \\ \xi = \frac{r_2}{r_1}; \quad q = \sqrt{\lambda^2 + j\omega\gamma\mu_0}, \end{array} \right\} (3)$$

где ω — число витков катушки; μ_0 — магнитная постоянная.

Вводя переменную $n = \lambda r_1$, после разделения действительной и мнимой частей вместо (2) получим:

$$\left. \begin{array}{l} A_{11}(t) = A_0 \int_0^\infty \frac{1}{n} \varphi_1 \exp(nz') dn; \\ \operatorname{Re}(\dot{A}_{12}) = -A_0 \int_0^\infty \frac{1}{n} \varphi_1 \exp(-nz') \frac{R_1}{R_2} dn; \\ \operatorname{Im}(\dot{A}_{12}) = -A_0 \int_0^\infty \frac{1}{n} \varphi_1 \exp(-nz') \frac{R_3}{R_2} dn; \end{array} \right\} \text{при } z \leq h \quad (4)$$

$$\left. \begin{array}{l} \operatorname{Re}(\dot{A}_2) = A_0 \int_0^\infty \frac{1}{n} \varphi_1 \frac{R_4}{R_2} dn, \\ \operatorname{Im}(\dot{A}_2) = A_0 \int_0^\infty \frac{1}{n} \varphi_1 \frac{R_5}{R_2} dn \end{array} \right\} \text{при } -d \leq z \leq 0; \quad (5)$$

$$\left. \begin{array}{l} \operatorname{Re}(\dot{A}_3) = A_0 \int_0^\infty \frac{1}{n} \varphi_1 \exp[n(d'+z')] \frac{R_6}{R_2} dn, \\ \operatorname{Im}(\dot{A}_3) = A_0 \int_0^\infty \frac{1}{n} \varphi_1 \frac{R_7}{R_2} \exp[n(d'+z')] dn \end{array} \right\} \text{при } z \leq -d, \quad (5)$$

где выражения для $(R_1 - R_7)$ даны в приложении (П-1) — (П-7)

$$\left. \begin{array}{l} A_0 = \mu_0 \frac{\pi}{4} \frac{i(t)\omega}{r_1 - r_2}; \\ \Phi(\lambda, \xi) = \frac{\pi}{2n} r_1^2 [F(n) - \xi F(n\xi)]^*; \\ F(x) = J_1(x) N_0(x) - J_0(x) N_1(x), \\ J_\nu(x) - \text{функции Бесселя}; \quad N_\nu(x) - \text{функции Струве;} \end{array} \right\} (6)$$

$$\left. \begin{array}{l} \varphi_1 = J_1(nr') [F(n) - \xi F(n\xi)] \exp(-nh'); \\ r' = \frac{r}{r_1}; \quad z' = \frac{z}{r_1}; \quad h' = \frac{h}{r_1}; \quad d' = \frac{d}{r_1}; \\ \Delta'_3 = \frac{\Delta_3}{r_1}; \quad \Delta_3 = \sqrt{\frac{2}{\omega\gamma\mu_0}}. \end{array} \right\} (7)$$

Формулы для определения компонент электромагнитного поля найдем из определения векторного потенциала:

$$\left. \begin{array}{l} \dot{E}_\varphi = -j\omega \dot{A}; \quad \dot{E}_r = \dot{E}_z = 0; \\ \dot{H}_r = -\frac{1}{\mu_0} \frac{\partial \dot{A}}{\partial z}; \quad \dot{H}_z = \frac{1}{\mu_0} \frac{1}{r} \frac{\partial}{\partial r} (r \dot{A}); \quad \dot{H}_\varphi = 0. \end{array} \right\} (8)$$

Изменение поля во времени можно определить следующим образом:

$$H_{r,z}(t) = \hat{H}_{r,z} \sin(\omega t + \psi_{r,z}), \quad (9)$$

где $\hat{H}_{r,z} = \sqrt{(\operatorname{Re} \dot{H}_{r,z})^2 + (\operatorname{Im} \dot{H}_{r,z})^2}$ — амплитудное значение;

$$\psi_{r,z} = \operatorname{arctg} \frac{\operatorname{Im} \dot{H}_{r,z}}{\operatorname{Re} \dot{H}_{r,z}}.$$

Составляющие напряженности магнитного и электрического поля рассчитывались на ЦВМ. Интегрирование осуществлялось методом трапеций с точностью 0,001. Расчет функций Бесселя и Струве, входящих в подынтегральные выражения в диапазоне изменения аргумента от 0 до 15, проводился с помощью рядов, а при аргументе больше 15 — по асимптотическим формулам [Л. 8].

В качестве примера на рис. 1 показано распределение тангенциальных составляющих напряженности магнитного поля \vec{H} на поверхности пластины ($z=0$; $z=-d$) для нескольких значений параметров рассматриваемой индукторной системы.

Результаты расчета позволяют заключить, что даже в области больших частот ($\Delta'_3 \leq 0,01$) распределение поля в пространстве определяется всей совокупностью параметров, хотя в этом случае поле в зазоре ($h > z \geq 0$) не зависит от отношения d/Δ_3 (рис. 1). В диапазоне $d/\Delta_3 > 2$ поле за пластиной ($z \leq -d$) отсутствует, а распределение поля по толщине пластины подчиняется закономерностям, характерным для плоской электромагнитной волны в полупространстве. Уменьшение частоты (при одинаковых геометрических размерах) оказывает существенное влияние как на характер распределения поля, так и на абсолютное значение напряженности.

Указанные обстоятельства следует учитывать при определении эквивалентных параметров для составления схемы замещения рассматриваемой системы, используя наиболее общие выражения (4) для векторных потенциалов.

Индуктивность и активное сопротивление. По принципу наложения в области I (рис. 1,а) поле представляется суммой первоначального поля катушки \dot{A}_{11} и поля вихревых токов проводящей пластины \dot{A}_{12} . Используя выражение для векторного потенциала

$$\dot{A}_1 = \dot{A}_{11} - [\operatorname{Re}(\dot{A}_{12}) - j \operatorname{Im}(\dot{A}_{12})], \quad (10)$$

* Преобразование определенного интеграла (3), хотя и табулированного в [Л. 7], необходимо для удобства последующих вычислений на ЦВМ.

можно определить полное сопротивление катушки в присутствии проводящей пластины. Найдем для этого напряжение \dot{U}_1 на выводах катушки, используя теорему Стокса:

$$\dot{U}_1 = - \frac{\partial}{\partial t} \int_S \omega \mu_0 \vec{H}_1 \cdot d\vec{s} = j\omega 2\pi r_1 \omega \dot{A}_1(r_1; h). \quad (11)$$

Отсюда

$$Z = \frac{\dot{U}_1}{I} = Z_0 + Z_{\text{вн}}, \quad (12)$$

где $Z_0 = j\omega L_K$ — начальное полное сопротивление; $Z_{\text{вн}} = R_{\text{вн}} - j\omega L_{\text{вн}}$ — вносимое сопротивление, обусловленное полем проводящей пластины.

Подставляя выражение (10) при $r=r_1$ и $z=h$ в (11) и далее в (12), получим следующие соотношения для определения индуктивности катушки L_K и вносимых параметров $L_{\text{вн}}$ и $R_{\text{вн}}$:

$$L_K = L_0 \frac{1}{1-\xi} \int_0^\infty \frac{1}{n} f_1(n, \xi) dn; \quad (13)$$

$$L_{\text{вн}} = L_0 \frac{1}{1-\xi} \int_0^\infty \frac{1}{n} f_1(n, \xi) \exp(-2nh') \frac{R_1}{R_2} dn; \quad (14)$$

$$R_{\text{вн}} = R_0 \frac{1}{1-\xi} \left(\frac{r_1}{\Delta_0} \right)^2 \int_0^\infty \frac{1}{n} f_1(n, \xi) \exp(-2nh') \frac{R_3}{R_2} dn, \quad (15)$$

где

$$L_0 = 0,5\mu_0\pi^2\omega^2 r_1;$$

$$R_0 = \frac{1}{\gamma} \frac{\omega^2\pi^2}{r_1};$$

$$f_1(n, \xi) = J_1(n) [F(n) - \xi F(n\xi)].$$

Вычисление полученных выражений проводилось аналогично расчету составляющих напряженности поля. Для проверки методики расчета индуктивность катушки L_K определялась также по формулам [Л. 9]. Результаты расчетов, показывают, что при $0,3 \leq \xi \leq 0,9$ вычисленные значения разнятся не более чем на 10%, что (наряду с проведенной экспериментальной проверкой), подтверждает правильность метода расчета. Зависимости вносимого сопротивления от Δ'_0 при различных значениях геометрических размеров представлены на рис. 2. В логарифмическом масштабе эти зависимости близки к линейным для значений $d/\Delta_0 \geq 0,1$.

Расчеты показывают, что относительное вносимое сопротивление имеет максимум, который с увеличением толщины пластины сдвигается в область более низких частот (рис. 3). Вносимая индуктивность в диапазоне $20 \geq d/\Delta_0 > 2$ слабо зависит от Δ'_0 , поскольку в этом случае имеет место резко выраженный поверхностный эффект и пластину можно считать полупространством. При малых значениях ($d/\Delta_0 < 2$) зависимость $L_{\text{вн}}/L_K$ от Δ'_0 выражена резко; большим значениям Δ'_0 соответствуют меньшие значения вносимой индуктивности.

Выражения (13) — (15), содержащие несобственные интегралы, мало пригодны для инженерных расчетов. Поэтому для получения аппроксимирующих формул запишем выражение для интеграла (13) в виде:

$$I_1 = \varphi(n, \xi) \Big|_0^{n \rightarrow \infty}.$$

График зависимости функций $\varphi(n, \xi)$ от n представлен на рис. 4 (сплошные линии). Эту функцию

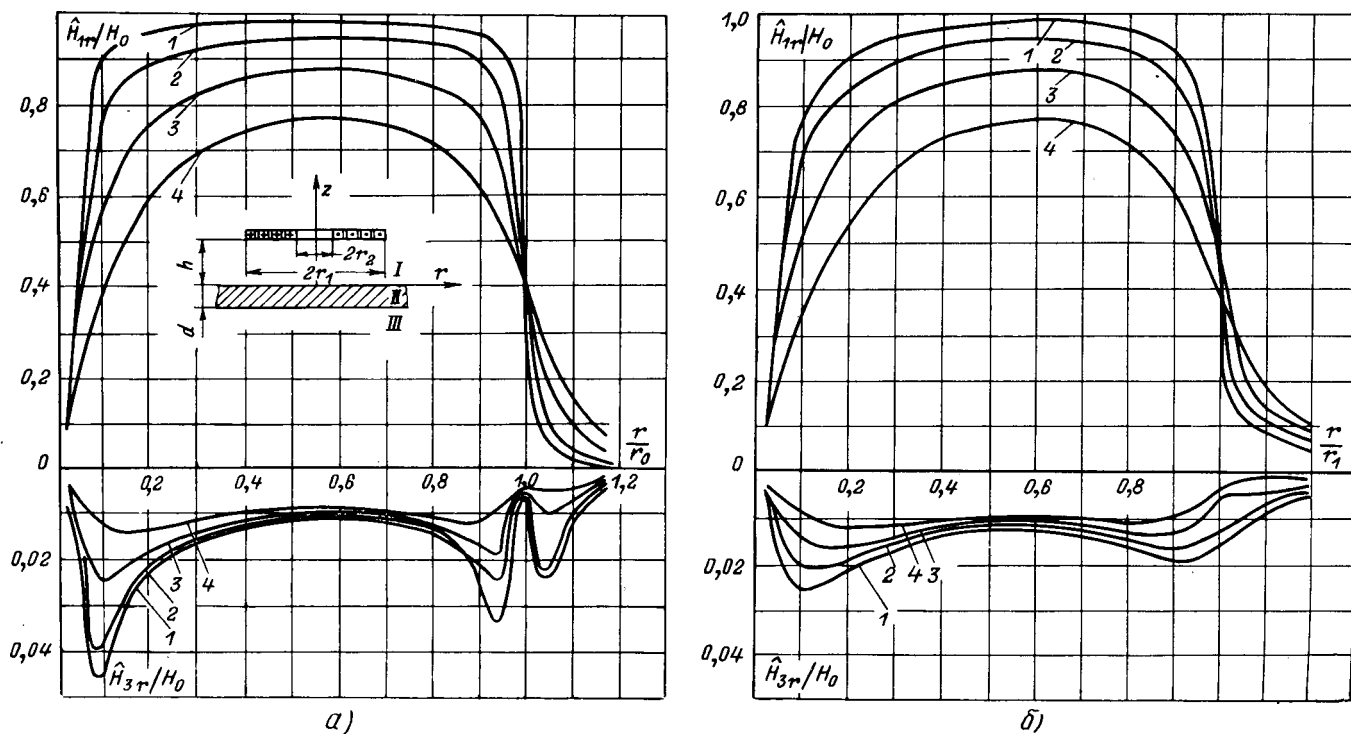


Рис. 1. Распределение напряженности магнитного поля по радиусу в зазоре и за пластиной (при $\xi=0,05$; $\Delta'_0=0,01$).
а — $d/\Delta_0=1,0$; б — $d/\Delta_0=0,1$; 1 — $h'=0,005$; 2 — $0,020$; 3 — $0,050$; 4 — $0,100$.

можно аппроксимировать следующей формулой:

$$\varphi(n, \xi) = l(\xi) [1 - \exp(-nk_1)].$$

Результаты расчета по аппроксимирующей формуле изображены пунктирными линиями. Расчет коэффициентов R_1/R_2 и R_3/R_2 , входящих в формулы для определения $L_{вн}$ и $R_{вн}$ показал, что при изменении d/Δ_3 от 2 до 20 они слабо зависят от d/Δ_3 и являются функцией лишь Δ_3 и n . С достаточной степенью точности их можно аппроксимировать следующими формулами:

$$\frac{R_1}{R_2} = \exp(-an);$$

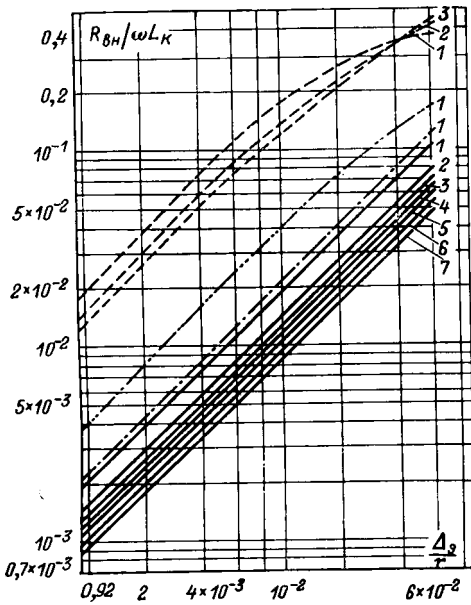


Рис. 2. Зависимость вносимого сопротивления от эквивалентной глубины проникновения.

1 — $\xi=0.8$; $h'=0.01$; 2 — $\xi=0.6$; $h'=0.01$; 3 — $\xi=0.4$; $h'=0.01$; 4 — $\xi=0.4$; $h'=0.03$; 5 — $\xi=0.4$; $h'=0.05$; 6 — $\xi=0.4$; $h=0.08$; 7 — $\xi=0.4$; $h'=0.10$.
 — $d/\Delta_3=20$; — $d/\Delta_3=1$; - - - $d/\Delta_3=0.5$;

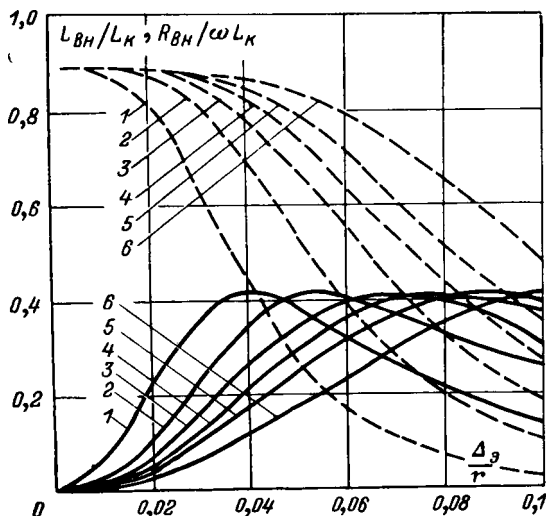


Рис. 3. Зависимость вносимых эквивалентных параметров от частоты для пластин различной толщины (при $\xi=0.05$; $h'=0.03$).

1 — $d'=0.002$; 2 — 0.004; 3 — 0.006; 4 — 0.008; 5 — 0.010; 6 — 0.015.
 — $L_{вн}/L_k$; - - - $R_{вн}/\omega L_k$.

$$\frac{R_3}{R_2} = an \exp(-\beta n).$$

Тогда после интегрирования (14) и (15) по частотам, получим:

$$\frac{L_{вн}}{L_k} = 1 - \frac{2h' - a}{2h' + a + k_1};$$

$$\frac{R_{вн}}{\omega L_k} = \frac{\alpha k_1}{(2h' + \beta + k_1)^2},$$

где $a = 0.85\Delta'_3$; $k_1 = 1 - 0.81\sqrt{\xi}$; $\alpha = 0.75\Delta'_3$; $\beta = \Delta'_3$.

Сравнение результатов расчета по точным и аппроксимирующим формулам показало, что в диапазоне изменения h' от 0 до 0,1 погрешность не превышает 5—10%, а при $0.1 < h' \leq 0.5$ составляет не более 30%.

Таким образом, расчет квазистационарного электромагнитного поля плоской кольцевой катушки, экранированной проводящей пластиной, показал, что распределение поля в пространстве зависит от всей совокупности параметров этой системы в широком диапазоне их изменения.

Приложение. Коэффициенты, входящие в интегралы для определения векторного потенциала и напряженности магнитного поля:

$$R_1 = -V_1 \operatorname{ch}\left(\frac{d}{\Delta_3} a\right) \sin\left(\frac{d}{\Delta_3} b\right) + V_2 \operatorname{sh}\left(\frac{d}{\Delta_3} a\right) \cos\left(\frac{d}{\Delta_3} b\right); \quad (\text{П-1})$$

$$R_2 = V_1^2 + V_2^2; \quad (\text{П-2})$$

$$R_3 = V_1 \operatorname{sh}\left(\frac{d}{\Delta_3} a\right) \cos\left(\frac{d}{\Delta_3} b\right) + V_2 \operatorname{ch}\left(\frac{d}{\Delta_3} a\right) \sin\left(\frac{d}{\Delta_3} b\right); \quad (\text{П-3})$$

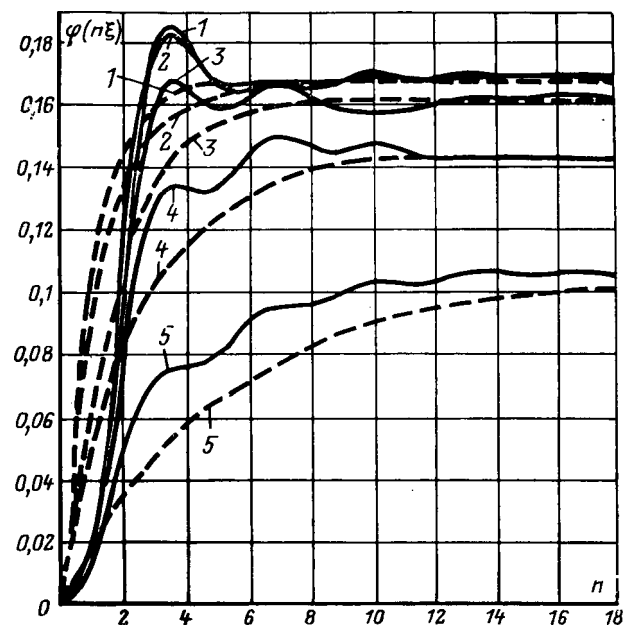


Рис. 4. Зависимость $\varphi(n, \xi)$, рассчитанная по точным и аппроксимирующим формулам.

1 — $\xi=0$; 2 — 0.2; 3 — 0.4; 4 — 0.6; 5 — 0.8.

где

$$\begin{aligned}
 V_1 &= \operatorname{sh} \left(\frac{d}{\Delta_3} a \right) \left[2y^2 \cos \left(\frac{d}{\Delta_3} b \right) - y \sqrt{2} b \sin \left(\frac{d}{\Delta_3} b \right) \right] + \\
 &+ \operatorname{ch} \left(\frac{d}{\Delta_3} a \right) \left[y \sqrt{2} a \cos \left(\frac{d}{\Delta_3} b \right) - \sin \left(\frac{d}{\Delta_3} b \right) \right]; \\
 V_2 &= \operatorname{sh} \left(\frac{d}{\Delta_3} a \right) \left[\cos \left(\frac{d}{\Delta_3} b \right) + y \sqrt{2} a \sin \left(\frac{d}{\Delta_3} b \right) \right] + \\
 &+ \operatorname{ch} \left(\frac{d}{\Delta_3} a \right) \left[y \sqrt{2} b \cos \left(\frac{d}{\Delta_3} b \right) + 2y^2 \sin \left(\frac{d}{\Delta_3} b \right) \right]; \quad (\text{П-4}) \\
 R_4 &= V_1 V_{12} + V_1 \operatorname{ch} \left(\frac{d+z}{\Delta_3} a \right) \sin \left(\frac{d+z}{\Delta_3} b \right) + \\
 &+ V_2 V_{22} - V_2 \operatorname{sh} \left(\frac{d+z}{\Delta_3} a \right) \cos \left(\frac{d+z}{\Delta_3} b \right); \\
 R_5 &= V_1 V_{22} - V_1 \operatorname{sh} \left(\frac{d+z}{\Delta_3} a \right) \cos \left(\frac{d+z}{\Delta_3} b \right) - \\
 &- V_2 V_{12} - V_2 \operatorname{ch} \left(\frac{d+z}{\Delta_3} a \right) \sin \left(\frac{d+z}{\Delta_3} b \right), \quad (\text{П-5})
 \end{aligned}$$

где V_{12}, V_{22} соответствуют V_1 и V_2 с аргументом под знаком функций $\sin; \cos; \operatorname{sh}; \operatorname{ch}$, равным $\frac{d+z}{\Delta_3} a$ и $\frac{d+z}{\Delta_3} b$.

$$R_6 = y \sqrt{2} (aV_1 + bV_2); \quad (\text{П-6})$$

$$R_7 = y \sqrt{2} (bV_1 - aV_2), \quad (\text{П-7})$$

где

$$y = \frac{n\Delta'_3}{\sqrt{2}}; \quad a = \sqrt{V^2 y^4 + 1 + y^2}; \quad b = \sqrt{V^2 y^4 + 1 - y^2}.$$

Составляющие напряженности магнитного поля определяем, исходя из (8). Для тангенциальных составляющих имеем:

$$\begin{aligned}
 \hat{H}^*_{r_{11}} &= \frac{\pi}{4} \int_0^\infty \varphi_1 \exp(nz') dn; \\
 \operatorname{Re}(\hat{H}^*_{r_{12}}) &= \frac{\pi}{4} \int_0^\infty \varphi_1 \exp(-nz') \frac{R_1}{R_2} dn; \quad z' \leq h'; \\
 \operatorname{Im}(\hat{H}^*_{r_{12}}) &= \frac{\pi}{4} \int_0^\infty \varphi_1 \exp(-nz') \frac{R_3}{R_2} dn;
 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
 \operatorname{Re}(\hat{H}^*_{r_2}) &= \frac{\pi}{4} \int_0^\infty \varphi_1 \frac{R_8}{R_2} dn; \\
 \operatorname{Im}(\hat{H}^*_{r_2}) &= \frac{\pi}{4} \int_0^\infty \varphi_1 \frac{R_9}{R_2} dn; \quad -d \leq z' \leq 0
 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
 \operatorname{Re}(\hat{H}^*_{r_3}) &= \frac{\pi}{4} \int_0^\infty \varphi_1 \exp n(d' + z') \frac{R_6}{R_2} dn; \\
 \operatorname{Im}(\hat{H}^*_{r_3}) &= \frac{\pi}{4} \int_0^\infty \varphi_1 \exp n(d' + z') \frac{R_7}{R_2} dn; \quad z' \leq -d;
 \end{aligned}$$

где

$$\hat{H}^*_r = -\frac{\hat{H}_{rl}}{H_0}; \quad H_0 = \frac{\operatorname{Im}W}{r_1(1-\xi)}; \quad i = 1; 2; 3;$$

$$\begin{aligned}
 R_8 &= V_1 V_{12} - V_1 \operatorname{ch} \left(\frac{d+z}{\Delta_3} a \right) \sin \left(\frac{d+z}{\Delta_3} b \right) + \\
 &+ V_2 V_{22} + V_2 \operatorname{sh} \left(\frac{d+z}{\Delta_3} a \right) \cos \left(\frac{d+z}{\Delta_3} b \right);
 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
 R_9 &= V_1 V_{22} + V_1 \operatorname{sh} \left(\frac{d+z}{\Delta_3} a \right) \cos \left(\frac{d+z}{\Delta_3} b \right) - \\
 &- V_2 V_{12} + V_2 \operatorname{ch} \left(\frac{d+z}{\Delta_3} a \right) \sin \left(\frac{d+z}{\Delta_3} b \right).
 \end{aligned}$$

Выражения для аксиальных составляющих получим, учитывая (8) и используя рекуррентные соотношения для функций Бесселя [Л. 8]:

$$\begin{aligned}
 \hat{H}^*_{z_{11}} &= \frac{\pi}{4} \int_0^\infty \varphi_2 \exp(nz') dn; \\
 \operatorname{Re}(\hat{H}^*_{z_{12}}) &= -\frac{\pi}{4} \int_0^\infty \varphi_2 \exp(-nz') \frac{R_1}{R_2} dn; \quad z' \leq h' \\
 \operatorname{Im}(\hat{H}^*_{z_{12}}) &= -\frac{\pi}{4} \int_0^\infty \varphi_2 \exp(-nz') \frac{R_3}{R_2} dn; \\
 \operatorname{Re}(\hat{H}^*_{z_2}) &= \frac{\pi}{4} \int_0^\infty \varphi_2 \frac{R_4}{R_2} dn; \\
 \operatorname{Im}(\hat{H}^*_{z_2}) &= \frac{\pi}{4} \int_0^\infty \varphi_2 \frac{R_5}{R_2} dn; \quad -d \leq z' \leq 0
 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
 \operatorname{Re}(\hat{H}^*_{z_3}) &= \frac{\pi}{4} \int_0^\infty \varphi_2 \exp[n(d' + z')] \frac{R_6}{R_2} dn; \\
 \operatorname{Im}(\hat{H}^*_{z_3}) &= \frac{\pi}{4} \int_0^\infty \varphi_2 \exp[n(d' + z')] \frac{R_7}{R_2} dn; \quad z' \leq -d'
 \end{aligned}$$

$$\text{где } \hat{H}^*_z = \frac{\hat{H}_{zr}}{H_0};$$

$$\varphi_2 = J_0(n, r') [F(n) - \xi F(n, \xi)] \exp(-nh').$$

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Светлов А. О распределении переменного магнитного поля витка в присутствии проводящих плоскостей. — Труды физико-математического института им. Светлова, 1933, т. 4.
2. Бюлер Г. А. Распределение плотности индукционных токов на поверхности металла. — Ученые записки Томского государственного университета им. В. В. Куйбышева, 1948, ч. II.
3. Соболев В. С., Шкарлет Ю. М. Накладные и экранные датчики. Новосибирск, «Наука», 1967.
4. Попов С. Д. Переменное электромагнитное поле плоского спирального индуктора, расположенного параллельно металлической ферромагнитной пластине. — Вестник ХПИ, № 19 (67).
5. Дзенитис О. Я., Бандер З. И. Расчет распределения поля плоской катушки вблизи полубесконечной проводящей среды с учетом переходного процесса. — Изв. АН Латв. ССР, 1971, № 6.
6. Бондалетов В. Н., Гальетов В. П., Чернов Е. Н. Переходные процессы в индукторной системе плоская катушка — проводящая многослойная среда. — В кн.: Сб. статей «Высоковольтная импульсная техника. Чебоксары, 1972.
7. Цейтлин Л. А. Влияние электромагнитного экрана на параметры экранируемой катушки. — Изв. АН СССР. Энергетика и транспорт, 1972, № 6.
8. Градштейн И. С., Рыжик И. М. Таблицы интегралов, сумм, рядов и произведений. М., «Наука», 1971.
9. Калантаров П. Л., Цейтлин Л. А. Расчет индуктивностей. М., «Энергия», 1970.

Расчет кривых намагничивания ферромагнитных материалов на переменном токе

Канд. техн. наук ГЕРАСИМОВИЧ А. Н., инж. БОБКО Н. Н.

Белорусский политехнический институт

Кривые намагничивания ферромагнитных материалов на переменном токе при промышленных частотах (динамические кривые) обычно получают на основе результатов измерения амплитуды магнитного потока в намагничиваемом образце по э. д. с. в измерительной обмотке и значению намагничивающего тока с последующим расчетом по общепринятой методике. Намагничивание образца производится в одном из двух режимов: в режиме синусоидальной индукции (магнитного потока в образце) или в режиме синусоидальной напряженности магнитного поля (намагничивающего тока) [Л. 1—3]. В обоих случаях расчетные формулы не учитывают неравномерное распределение магнитного потока по сечению образца (поверхностный эффект), нелинейность магнитных характеристик и его электрическую проводимость γ .

В результате получаемые по общепринятой методике динамические кривые намагничивания $B(H)$ или $\mu(H)$ для образцов, выполненных из одной и той же стали, но имеющих разную толщину, при их намагничивании в одном и том же режиме и измерении с помощью одних и тех же приборов, существенно различаются между собой [Л. 4]. Эта разница между характеристиками тем больше, чем больше различие в толщине образцов. Аналогичное отличие существует и для динамических кривых намагничивания, полученных на образцах одной толщины, но при разных частотах намагничивающего тока [Л. 5]. С увеличением частоты (увеличение поверхностного эффекта) кривые намагничивания располагаются ниже. Таким образом, получаемые по общепринятой методике динамические кривые намагничивания характеризуют усредненные свойства конкретного образца, не могут объективно отражать магнитные свойства материала образца и давать достоверные количественные зависимости магнитных характеристик от напряженности поля.

Так как электромагнитные процессы в материале образца при его намагничивании переменным током описываются уравнениями Максвелла, то и определение его кривых намагничивания должно основываться на решении этих уравнений с учетом электромагнитных свойств. В математическом отношении задача сводится к нахождению такой зависимости магнитных характеристик от напряженности магнитного поля $B(H)$ или $\mu(H)$, чтобы результаты расчета значения магнитного потока в образце по уравнениям Максвелла в заданном режиме намагничивания соответствовали значению, определенному экспериментально.

Исходными данными для расчета могут служить экспериментально определенная амплитуда потока в образце и намагничивающий ток, как и при расчете по общепринятой методике. В этом случае измерительная схема и метод измерений остаются прежними.

Решение данной задачи рассмотрим на примере намагничивания сплошного кольцевого ферромаг-

нитного образца в режиме синусоидального намагничивающего тока. (Задачу можно решать и при намагничивании образца в режиме синусоидального магнитного потока, при этом уравнения Максвелла должны быть разрешены относительно напряженности электрического поля и соответствующим образом определены краевые и начальные условия [Л. 6]). Образец будем считать изотропным, а его геометрические размеры примем такими (радиус кривизны поверхности велик, ширина h значительно превышает толщину Δ , а внешний $D_{\text{н}}$ и внутренний $D_{\text{в}}$ диаметры незначительно отличаются от среднего $D_{\text{ср}}$), чтобы процесс его намагничивания можно было рассматривать как случай проникновения плоской электромагнитной волны в проводящий лист (рис. 1). Мгновенные значения напряженности, магнитной индукции и напряженности электрического поля E в листе связаны между собой уравнениями Максвелла:

$$-\frac{\partial H}{\partial z} = \gamma E; \quad -\frac{\partial E}{\partial z} = \frac{\partial B(H)}{\partial t}; \quad B(H) = \mu(H)H. \quad (1)$$

Ферромагнитные материалы имеют неоднозначную зависимость индукции от напряженности вследствие гистерезиса. Учет явления гистерезиса, т. е. определение петель гистерезиса материалов при их намагничивании переменным током, является самостоятельной довольно сложной задачей. Для упрощения задачи и решения уравнений (1) в нашем случае предположим, что намагничивание вещества происходит по некоторой однозначной искомой кривой $B(H)$. Такое допущение можно принять и из-за неучета гистерезиса при определении магнитных характеристик $B(H)$ и $\mu(H)$ по общепринятой методике.

Дифференцируя первое уравнение по z и используя второе, получим:

$$\frac{\partial^2 H}{\partial z^2} = \gamma \frac{\partial B(H)}{\partial t} = \gamma \frac{\partial B(H)}{\partial H} \frac{\partial H}{\partial t} = \gamma \mu_d(H) \frac{\partial H}{\partial t}, \quad (2)$$

где $\mu_d(H) = \frac{\partial B(H)}{\partial H}$ — так называемая динамическая (дифференциальная) магнитная проницаемость.

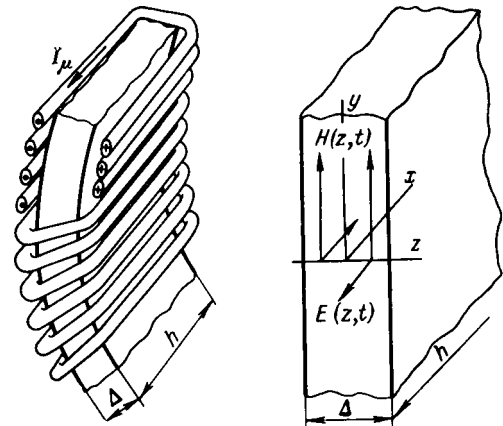


Рис. 1. Распределение векторов электромагнитного поля в материале образца при его намагничивании переменным током.

Пусть искомая зависимость $B(H)$, определяемая кривой, представлена на рис. 2. Зависимость $B(H)$ аппроксимируем кусочно-линейной функцией. Тогда динамическая магнитная проницаемость на каждом участке будет постоянной и равной

$$\mu_{di} = \frac{B_i - B_{i-1}}{H_i - H_{i-1}}, \quad (3)$$

а задача нахождения зависимости $B(H)$ сводится к определению значения дифференциальной магнитной проницаемости на каждом участке аппроксимации. Решение задачи будем производить поэтапно, т. е. последовательно найдем μ_{d1} , μ_{d2} , μ_{d3} , ..., μ_{di} , ..., μ_{dk} на каждом участке напряженности, переходя от меньших значений к большим.

На первом этапе намагничивающий ток I_{μ} выберем таким, чтобы мгновенные значения напряженности магнитного поля в любой точке образца не превышали значения H_1 . Определим амплитудное значение магнитного потока в образце из решения уравнения

$$\frac{\partial^2 H}{\partial z^2} = \gamma \mu_{di} \frac{\partial H}{\partial t}; \quad 0 \leq H \leq H_1; \quad \mu_{di} = \mu_{d1}. \quad (2a)$$

Первоначально задаемся произвольно значением μ_{d1} . Для численного решения уравнения в частных производных (2a) используем метод прогонки [Л. 10, 11]. Область непрерывного изменения аргументов z и t заменим расчетной сеткой. Частные производные, входящие в (2a), представим в виде разностных отношений:

$$\left(\frac{\partial^2 H}{\partial z^2}\right)_{j,l} = \frac{H_{j+1,l} - 2H_{j,l} + H_{j-1,l}}{(\Delta z)^2}; \quad (4)$$

$$\left(\frac{\partial H}{\partial t}\right)_{j,l} = \frac{H_{j,l} - H_{j,l-1}}{\Delta t}, \quad (5)$$

где Δz — шаг сетки по координате z ; Δt — шаг сетки по времени t ; $z = j\Delta z$ ($j = n, n-1, \dots, 1, 0, -1, \dots, -n$); $t = l\Delta t$ ($l = 0, 1, 2, \dots, m$); $2n = \Delta/\Delta z$ — число слоев, на которое разделяется намагничиваемый образец; $m = t/\Delta t$ — число слоев по времени.

Значение t необходимо принять таким, чтобы получить установившийся режим намагничивания образца.

С учетом (4) и (5) уравнение (2a) преобразуется в следующее:

$$H_{j-1,l+1} - H_{j,l+1}(2+s) + H_{j+1,l+1} + sH_{j,l} = 0, \quad (6)$$

где

$$s = \frac{\gamma \mu_{di} (\Delta z)^2}{\Delta t}.$$

Аппроксимация нелинейного дифференциального уравнения (2) разностным (6) означает, что образец толщиной Δ делится на $2n$ слоев. В пределах каждого слоя магнитные свойства характеризуются значением μ_d , зависящим от мгновенного значения напряженности магнитного поля на границе слоя, т. е. нелинейное уравнение (2) линеаризуется в пределах каждого слоя. Такой подход к решению уравнений электромагнитного поля в нелинейных средах с успехом применяется отечественными и зарубежными исследователями [Л. 7, 12, 13], в особенности при их решении на АВМ и сеточных моделях.

При выборе шагов Δz и Δt необходимо стремиться к тому, чтобы погрешность замены дифференциального уравнения разностным была минимальной, точность решения наибольшей, а вычислительный процесс — устойчивым. Уравнение (6) устойчиво при любом соотношении величин шагов Δz и Δt [Л. 10, 11].

Найдем пространственно-временное распределение напряженности магнитного поля $H(t, z)$, удовлетворяющее уравнению (6), начальному условию ($t=0$)

$$H(0, z) = f(z); \quad -\Delta/2 \leq z \leq \Delta/2 \quad (7)$$

и краевым условиям (на поверхности образца)

$$H(t, -\Delta/2) = \varphi(t); \quad H(t, \Delta/2) = \psi(t). \quad (8)$$

Так как до момента включения напряженность магнитного поля в образце равна нулю, то $H(0, z) = 0$. Режим намагничивания образца выберем таким, чтобы намагничивающий ток и, следовательно, напряженность магнитного поля на поверхности образца, определяемая из закона полного тока, изменялись во времени по синусоидальному закону. Тогда

$$\left. \begin{aligned} H\left(t, -\frac{\Delta}{2}\right) &= \frac{I_{\mu m1} \sin \omega t \cdot \omega_1}{\pi D_n} \approx \frac{I_{\mu m1} \sin \omega t \cdot \omega_1}{\pi D_{cp}} = \\ &= H_{m1} \sin \omega t; \\ H\left(t, \frac{\Delta}{2}\right) &= \frac{I_{\mu m1} \sin \omega t \cdot \omega_1}{\pi D_b} \approx \frac{I_{\mu m1} \sin \omega t \cdot \omega_1}{\pi D_{cp}} = \\ &= H_{m1} \sin \omega t; \\ H\left(t, -\frac{\Delta}{2}\right) &= H\left(t, \frac{\Delta}{2}\right) = H_{m1} \sin \omega t, \end{aligned} \right\} \quad (9)$$

где $I_{\mu m1}$ — амплитуда намагничивающего тока; ω_1 — число витков намагничивающей обмотки.

Значение H_{m1} в (9) должно быть равно значению H_1 (рис. 2).

Приведенные выражения (6), (7) и (9) позволяют производить расчет напряженности независимо от толщины образца. Однако объем вычислительных операций при заданной точности (выбранных значениях Δz и Δt) увеличивается пропорционально толщине образца. Это обстоятельство приходится учитывать в расчетах магнитных характеристик. Для шихтованных образцов (электротехнические стали) с толщиной листа $\Delta = 0,3-0,5$ мм число слоев будет небольшим (6-10 при $\Delta z = 0,05$ мм) и объем вычислений сравнительно невелик. Для сплошных образцов (конструкционные стали) с $\Delta = 10-15$ мм число слоев становится значительным (100-150) даже при $\Delta z = 0,1$ мм, т. е.

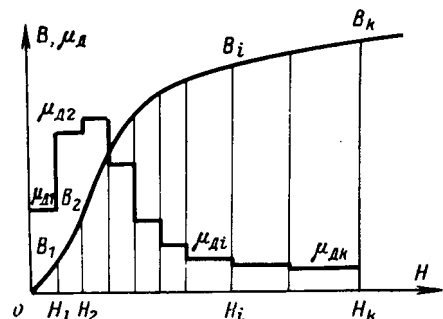


Рис. 2. Аппроксимация искомой кривой намагничивания $B(H)$.

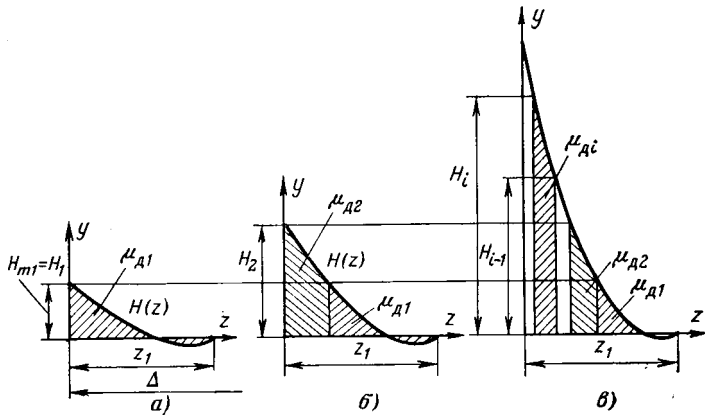


Рис. 3. Пространственное распределение напряженности магнитного поля по толщине слоя z_1 для различных этапов расчета и моментов времени.

a — на первом этапе расчета (магнитные свойства вещества характеризуются величиной μ_{d1}); *б* — на втором этапе (магнитные свойства вещества слоев 1, 2, ..., *i* характеризуются величиной μ_{d2} , а слоев *i*+1, ..., *n* — μ_{d1}); *в* — на *i*-м этапе (магнитные свойства слоев характеризуются величинами μ_{d1} , μ_{d2} , ..., μ_{di}).

объем вычислений увеличивается в 10—15 раз. Поэтому для сплошных образцов с целью уменьшения объема вычислений наряду с краевыми условиями (8) можно использовать явление затухания электромагнитных волн в ферромагнитном материале. На основании решения уравнений Максвелла при известной магнитной характеристике вещества $B(H)$ установлено [Л. 8, 12], что на расстоянии $z_1 = 3\text{--}5$ мм от поверхности материала уже при промышленной частоте волна практически затухает полностью. Такая же величина z_1 получается из решения линейных уравнений поля при

$$\mu \approx 10 \cdot 10^{-4} \frac{\Gamma}{\text{м}} \text{ и } \gamma = 8 \cdot 10^6 \frac{1}{\text{Ом} \cdot \text{м}} \text{ [Л. 8, 9];}$$

$$z_1 = \lambda = 2\pi \sqrt{\frac{2}{\omega \gamma \mu}}, \quad (10)$$

где λ — длина волны. Это позволяет для сплошных образцов применять краевые условия:

$$H(t, 0) = H_{m1} \sin \omega t; \quad H(t, z_1) = 0 \quad (11)$$

и рассчитывать напряженность магнитного поля в слое толщиной z_1 . В дальнейших расчетах по определению магнитных характеристик будем применять краевые условия (11). Так как распределение напряженности поля по толщине сплошного образца симметрично относительно оси поперечного сечения, то произведем расчет пространственно-временного распределения напряженности только в одном слое z_1 . Уравнение (6) приводится к виду [Л. 10, 11]:

$$H_{j,l+1} = a_{j,l+1} H_{j+1,l+1} + b_{j,l+1}, \quad (12)$$

где коэффициенты $a_{j,l+1}$ и $b_{j,l+1}$ определяются по формулам:

$$\left. \begin{aligned} a_{j,l+1} &= \frac{1}{2 + s - a_{j-1,l+1}}; \\ b_{j,l+1} &= \frac{b_{j-1,l+1} + s H_{j,l}}{2 + s - a_{j-1,l+1}}. \end{aligned} \right\} \quad (13)$$

Расчет значений $H_{j,l+1}$ на слое $l+1$ состоит из двух прогонок. Используя значения $H_{j,l}$ для l -го слоя, по выражениям (13) вычисляем коэффициенты $a_{j,l+1}$, $b_{j,l+1}$ (прямая прогонка), а при обратной прогонке согласно (12) вычисляем $H_{j,l+1}$ для этого же слоя. На рис. 3,а приведено распределение мгновенных значений напряженности поля по толщине для момента времени, когда $H(t, 0) = H_{m1}$. Магнитные свойства вещества характеризуются динамической проницаемостью μ_{d1} . По известным значениям напряженности поля находим значения индукции:

$$B_{j,l+1} = \mu_{d1} H_{j,l+1}, \quad (14)$$

а значение магнитного потока, приходящегося на единицу длины периметра поперечного сечения образца, получим по формуле Симпсона:

$$\Phi_{l+1} = \int_0^{z_1} B(z) dz \approx \frac{\Delta z}{3} (B_{0,l+1} + 4B_{1,l+1} + 2B_{2,l+1} + \dots + 2B_{n-2,l+1} + 4B_{n-1,l+1} + B_{n,l+1}). \quad (15)$$

Из всех мгновенных значений магнитного потока за период в установившемся режиме найдем амплитудное значение, которое назовем расчетным $\Phi_{мр}$. Сравним расчетную амплитуду потока с определенной экспериментально Φ_{m0} при заданной амплитуде намагничивающего тока. Если

$$\Phi_{мр} = \Phi_{m0}, \quad (16)$$

то значение μ_{d1} выбрано правильно и является искомым. Предварительные многократные расчеты магнитного потока в образце с различной крутизной (μ_d) кривой индукции на разных участках показали, что каждой кривой индукции соответствует определенная зависимость $\Phi_{мр}$ от амплитуды напряженности магнитного поля на поверхности образца или $I_{\mu m}$. При этом $\Phi_{мр}$ при одной и той же величине H_m тем больше, чем больше μ_d . Следовательно, если $\Phi_{мр} < \Phi_{m0}$, то первоначально принятое значение μ_{d1} занижено, и наоборот. Таким образом, имеется возможность производить коррекцию значения динамической магнитной проницаемости по отношению амплитуд опытного и расчетного магнитных потоков. Если условие (16) не выполнено, то первоначально выбранная величина должна быть скорректирована по соотношению

$$\mu'_{d1} = \mu_{d1} \left(\frac{\Phi_{m0}}{\Phi_{мр}} \right)^2 \quad (17)$$

и повторно произведен расчет напряженности магнитного поля, индукции и магнитного потока с новым значением μ'_{d1} и последующей проверкой условия (16). Коррекцию динамической магнитной проницаемости и новый расчет проникновения плоской волны в образец необходимо производить до выполнения условия (16) с заданной точностью ϵ . Величина $\Phi_{мр}$ имеет различную количественную зависимость от μ_d при заданной величине H_m . Для напряженностей линейного участка кривой индукции, где $\mu_d \approx \mu$, амплитуда магнитного потока пропорциональна $\sqrt{\mu_d}$, что следует из решения уравнения (2) при $\mu_d = \text{const}$ [Л. 4, 8, 9]. Для напряженностей в области насыщения эта зависимость проявляется слабо. Так как первоначально приня-

тая величина $\mu_{дi}$ может значительно отличаться от искомой, и между $\Phi_{тр}$ и $\mu_{д}$ нет прямо пропорциональной зависимости, то для уменьшения числа коррекций величины $\mu_{д}$ в (17) вводится степень ν . Для линейного участка ν можно принять равным 2—4, а для участка насыщения 8—10.

После нахождения $\mu_{д1}$ на первом участке аппроксимации переходим к определению $\mu_{д2}$ на втором участке. Первоначальное значение принимаем равным найденному $\mu_{д1}$. На втором этапе расчета на-

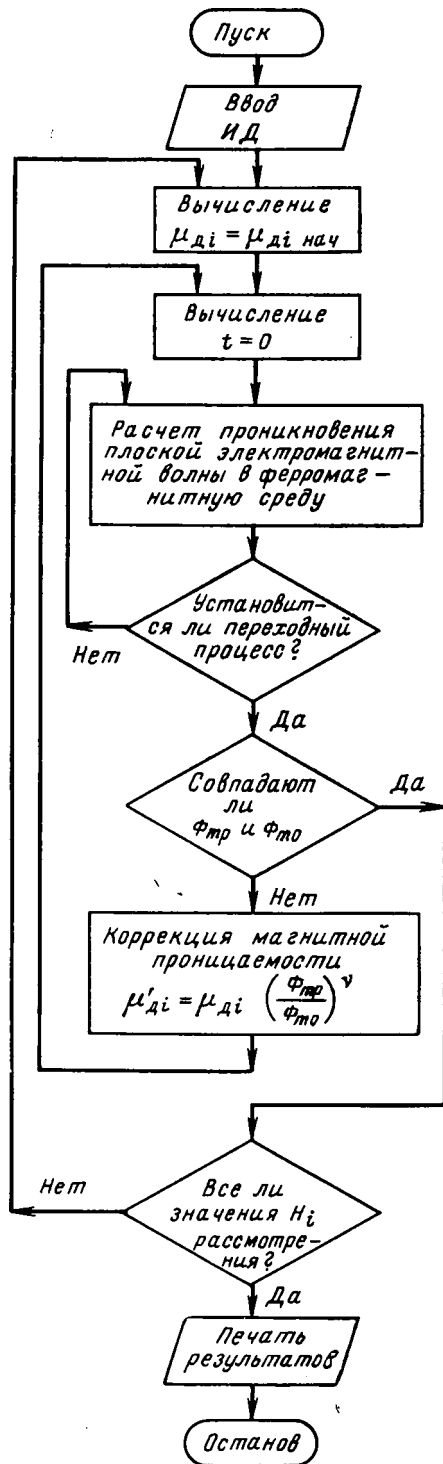


Рис. 4. Блок-схема программы расчета магнитных характеристик ферромагнитных материалов на ЦВМ.

магничивающий ток $I_{2\mu}$ выбираем таким, чтобы мгновенные значения напряженности магнитного поля в слое z_1 не превышали значения H_2 (рис. 2). Граничные условия примут вид:

$$H(t, 0) = H_{m2} \sin \omega t; H(t, z_1) = 0, \quad (11a)$$

где

$$H_{m2} = \frac{I_{2m2} \omega_1}{\pi D_{ср}} = H_{2*}$$

Используя условия (7) и (11a), производим по (12) расчет распределения напряженности магнитного поля в образце в установившемся режиме аналогично расчету на первом этапе. Однако здесь следует помнить, что при расчетах H в узлах сетки величина $\mu_{д}$ зависит от самой величины H в узле. Если $0 < H_{j,l} < H_1$, то коэффициенты $a_{j,l+1}$, $b_{j,l+1}$ и напряженности $H_{j,l+1}$ рассчитываются при $\mu_{д} = \mu_{д1}$, а если $H_1 < H_{j,l} < H_2$, — при $\mu_{д} = \mu_{д2}$.

Индукция в узлах сетки, значение напряженности в которых $H < H_1$, находится по (14), а в узлах, где $H_1 < H \leq H_2$, — по выражению

$$B_{j,l+1} = B_1 + \mu_{д2}(H_{j,l+1} - H_1), \quad (18)$$

где $B_1 = \mu_{д1} H_1$.

После расчета индукции определяются мгновенные значения магнитного потока по (15) и его амплитудное значение в установившемся режиме. По результатам сравнения амплитуд потока производится коррекция и расчет искомого значения $\mu_{д2}$.

Аналогично определяются $\mu_{д3}$, $\mu_{д4}$, ..., $\mu_{ди}$, ..., $\mu_{дk}$ на остальных участках аппроксимации кривой намагничивания. Однако при определении динамической проницаемости на участках в области насыщения, где зависимость $\Phi_{тр}$ от $\mu_{д}$ проявляется слабее, чем на линейном участке, как показали проведенные расчеты, необходимо вводить ограничения по ϵ и $\mu_{д}$. Значение $\mu_{д}$ не должно быть меньше $\mu_{д \min}$, обусловленного насыщением. За $\mu_{д \min}$ можно принимать магнитную проницаемость воздуха. Если на i -ом участке аппроксимации в результате расчета получено $\mu_{дi} = \mu_{д \min}$, а $\Phi_{тр} > \Phi_{то}$, то определяется максимальное отклонение между амплитудами опытного и расчетного потоков и производится расчет динамической проницаемости на $i+1$ участке. Искомую кривую $B(H)$ или $\mu(H)$ получим путем сглаживания значений, полученных в расчетных узлах H .

По описанному алгоритму составлена программа расчета на ЦВМ кривой намагничивания массивного ферромагнитного образца на переменном токе. Упрощенная блок-схема программы приведена на рис. 4.

Экспериментальное определение амплитуды потока $\Phi_{то} = F(H_m)$ производилось на двух сплошных кольцевых образцах со следующими геометрическими размерами: толщина Δ 14 и 20 мм, ширина h 50 и 59 мм, внешний диаметр D_n 88 и 80 мм; число витков намагничивающей обмотки ω_1 86 и 67 и измерительной ω_2 60 и 53. Удельная электрическая проводимость образцов $\gamma = 7,7 \cdot 10^6 \frac{1}{\text{Ом} \cdot \text{м}}$. На-

магничивание образцов осуществлялось в режиме синусоидальной напряженности магнитного поля на

Число участков аппроксимации	$H_m, \text{ А/м}$	$\Phi_m, \frac{\text{Вб}}{\text{м}} \cdot 10^4$		$\delta, \%$
		заданный	расчетный	
1	100	0,55	0,548	0,36
2	200	1,37	1,373	0,22
3	300	2,32	2,328	0,34
4	400	3,25	3,224	0,80
5	500	4,15	4,19	0,96
6	700	5,79	5,87	1,36
7	900	7,19	7,27	1,10
8	1100	8,45	8,68	2,82
9	1400	10,15	10,88	7,2
10	2000	13,63	14,60	7,35
11	2500	15,22	16,21	6,60
12	3000	16,97	17,80	4,88

их поверхности при частотах 50 и 400 Гц. Амплитуда магнитного потока в образце рассчитывалась по средней э. д. с. в измерительной обмотке:

$$\Phi_m = \frac{E_{\text{ср}}}{4\omega_2 f}, \quad (19)$$

а амплитуда магнитного потока, приходящаяся на единицу длины периметра образца в слое z_1 , — по формуле

$$\Phi_{m0} = \frac{\Phi_m}{\Pi} = \frac{E_{\text{ср}}}{4\omega_2 f \Pi}, \quad (20)$$

где $\Pi = 2(h + \Delta)$ — периметр поперечного сечения образца.

Рассчитанные по (20) значения Φ_{m0} для обоих образцов при частоте 50 Гц и одинаковых значениях H_m получились равными. Аналогичные результаты получены на частоте 400 Гц. Экспериментальные значения амплитуды потока, полученные для равностоящих узлов H_m , были дважды сглажены затем по методу наименьших квадратов. Количественная зависимость величины Φ_{m0} от амплитуды напряженности поля на поверхности образцов при частоте 50 Гц для принятых участков аппроксимации приведена в таблице. Там же приведены значения расчетной амплитуды магнитного потока $\Phi_{mр}$ и ее отличие δ от Φ_{m0} .

Для искомой зависимости $B(H)$ в диапазоне H от 0 до 3000 А/м было принято 12 участков аппроксимации. На участке до насыщения (до 500 А/м) величина шага ΔH принята равной 100 А/м, на участке 500—1000 А/м — 200 А/м и на участке насыщения — 500 А/м. При расчете магнитных характеристик величина ν принималась на линейном участке равной 4, на участке насыщения — 10. Толщина слоя z_1 при 50 Гц принималась 5 мм, а при 400 Гц в соответствии с (10) $z_1 = 1,8$ мм.

Расчеты проводились при различной величине шагов Δz и Δt (20 и 50 слоев по z_1 и 40 и 100 слоев по времени за период). Результаты расчета в обоих случаях отличались незначительно (1—2%). Установившийся режим намагничивания образцов наступал через 5—6 периодов. Полученные в результате расчета динамические магнитные характеристики образцов на частоте 50 и 400 Гц отличались между собой на 1—5% и представлены на рис. 5 (кривые 1). Там же для сравнения приведены результаты расчета магнитных характеристик по

общепринятой методике для образца толщиной 14 мм и $f = 50$ Гц (кривые 2), по методике, основанной на решении линейных уравнений Максвелла [Л. 4] (кривые 3), и статические (4), полученные баллистическим методом [Л. 1—3, 5].

Индукция определялась по общепринятой методике из выражения

$$B_m = \frac{\Phi_m}{\Delta h} = \frac{E_{\text{ср}}}{4\omega_2 f \Delta h}, \quad (21)$$

а по методике [Л. 4]:

$$B_m = \frac{\Phi_{m0}^2 \omega \gamma H_m}{\Pi^2} = \frac{\pi E_{\text{ср}}^2 \gamma H_m}{8f(\omega_2 \Pi)^2}. \quad (22)$$

Рассчитанные по (22) динамические магнитные характеристики для обоих образцов на частоте 50 и 400 Гц также отличались между собой на 1—5%.

Из рис. 5 видно, что рассчитанные указанными методами магнитные характеристики $B(H)$ и $\mu(H)$ значительно отличаются между собой. Так, при определении магнитных характеристик по (21) не учитывается то, что магнитный поток проходит по слою толщиной z_1 , неравномерность распределения H по толщине этого слоя и электрическая проводимость материала образца. Полученные таким образом характеристики дают заниженные количественные зависимости $B(H)$ и $\mu(H)$. Кривые 3 получены с учетом прохождения магнитного потока по тонкому слою z_1 . Однако толщина этого слоя и распределение напряженности поля в нем получено на основе решения линейных уравнений Максвелла ($\mu = \text{const}$). На начальном участке до 600 А/м, где нелинейность кривой намагничивания $B(H)$ проявляется незначительно, кривые 1 и 3 отличаются между собой на 3—5%; в области насыщения — в 1,1—1,5 раза. Следовательно, магнитные характеристики, рассчитанные без учета нелинейности $B(H)$, не дают правильных количественных зависимостей магнитных свойств материала образца от напряженности магнитного поля. Наименьшее различие получилось между кривыми 1 и 4. На начальном участке полученные по рассмотренной методике магнитные характеристики практически совпадают со статическими, а в области насыщения отличаются между собой на 4—15%.

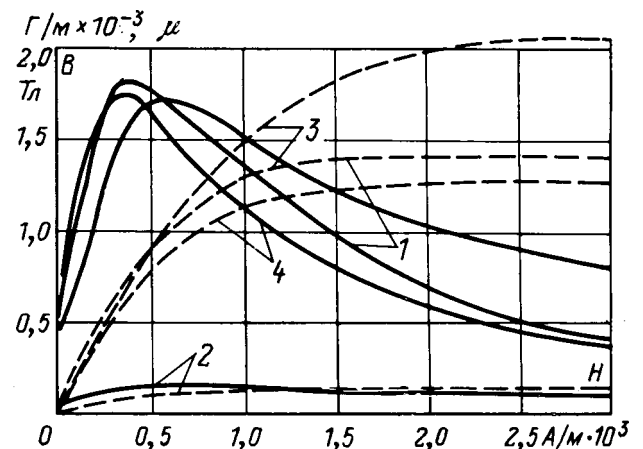


Рис. 5. Магнитные характеристики стали Ст. 3пс, рассчитанные по различным методам.
— $\mu(H)$; - - - $B(H)$.

Выводы. 1. Предложенная методика расчета $B(H)$, $\mu(H)$ позволяет получить кривые намагничивания, которые дают более правильные количественные зависимости этих свойств от напряженности при намагничивании переменным током.

2. Разработанный алгоритм наряду с определением магнитных характеристик позволяет производить расчет параметров переменного электромагнитного поля в проводящих средах с нелинейной магнитной проницаемостью.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Чернышев Е. Т., Чернышева Н. Г., Чечурина Е. И. Магнитные измерения на постоянном и переменном токе. М., Стандартгиз, 1962.
2. Электрические измерения. Под ред. Шрамкова Е. Г. М., «Высшая школа», 1972.
3. Чечерников В. И. Магнитные измерения. Изд-во МГУ, 1969.
4. Определение магнитной проницаемости конструкционных сталей. — «Изв. вузов. Энергетика», 1974, № 3. Авт.:

А. И. Рущкий, А. Н. Герасимович, Ю. Г. Румянцев, В. Н. Ма-
зуркевич.

5. Дружинин В. В. Магнитные свойства электротехнической стали. М., «Энергия», 1974.
6. Чабан В. И. Расчет переходного нелинейного скин-эффекта. — «Изв. вузов. Энергетика», 1974, № 10.
7. Сухоруков В. В. Математическое моделирование электромагнитных полей в проводящих средах. М., «Энергия», 1975.
8. Нейман Л. Р. Поверхностный эффект в ферромагнитных телах. М., ГЭИ, 1949.
9. Нейман Л. Р., Демирчян К. С. Теоретические основы электротехники. Т. 2, Л., «Энергия», 1967.
10. Годунов С. К., Рябенский В. С. Разностные схемы. М., «Наука», 1973.
11. Копченова Н. В., Марон Н. А. Вычислительная математика в примерах и задачах. М., «Наука», 1972.
12. Zakrzewski K. Analiza pola elektromagnetycznego w maszynym zelaze metoda numeryczna. — «Archiwum Elektrot.», 1969, № 3.
13. Болдырев Е. А., Зихерман М. Х., Камнева Н. П. Переменное электромагнитное поле в проводящем листе с нелинейной магнитной проницаемостью. — «Электричество», 1974, № 3, с. 61—67.

[12.3.1976]



УДК 621.311.6.001.24

Зарядка накопительного конденсатора через индуктивно-емкостный преобразователь

Доктор техн. наук БЕРТИНОВ А. И., инж. БОЧАРОВ В. В.,
кандидаты техн. наук МИЗЮРИН С. Р., РЕЗНИКОВ О. Б., инж. ЛОМОНОСОВ Л. Е.

Москва

Широкое распространение в устройствах для зарядки накопительного конденсатора от источника переменного тока получили индуктивно-емкостные преобразователи источника напряжения в источник неизменного заряда тока (ИЕП), выполненные, как правило, по схемам Бушера и Штейнметца [Л. 1—3]. Это вызвано простотой, надежностью схем и возможностью получения высоких энергетических показателей ИЕП.

Особенностью работы ИЕП в этих устройствах является широкий спектр гармоник токов и напряжений, определяемый циклической зарядкой накопительного конденсатора и коммутациями вентилей выпрямителя. Расчет схем ИЕП с выпрямительно-емкостной нагрузкой в литературе отсутствует. В статье делается попытка восполнить этот пробел.

Рассмотрим расчет процесса зарядки накопительного конденсатора через однофазный ИЕП, выполненный по Т-образной схеме Бушера, и двухполупериодный выпрямитель (рис. 1).

Примем следующие обозначения: ω — угловая частота питающего напряжения; $Z_1 = j\omega L_1$; $Z_2 = j\omega L_2$; $Z = -j\frac{1}{\omega C}$ — реактивные сопротивления дросселей

и конденсатора ИЕП; $U_1(U_2)$; $I_1(I_2)$ — амплитуды входных (выходных) напряжений и токов ИЕП; U_C — амплитуда напряжения на конденсаторе ИЕП; u_n ; i_n — напряжение и ток накопительного конденсатора; $K_u = \frac{u_n}{U_2} \sqrt{2}$; $K_i = \frac{i_n}{I_2} \sqrt{2}$ — коэффициенты преобразования выпрямителя по напряжению и току, являющиеся константами во всех случаях [Л. 2, 4]; $R_n =$

$= \frac{U_2}{I_2} = \frac{K_u i_n}{K_i I_2}$ — эквивалентное сопротивление выпрямительно-емкостной нагрузки.

Для использования относительных единиц примем за базисные следующие величины: $U_0 = U_1$; $x_0 = \frac{1}{\omega C}$; $\omega_0 = \omega$; $I_0 = \frac{U_0}{x_0}$; $t_0 = \frac{1}{\omega}$.

Обозначим относительные величины: $\tau = \frac{t}{t_0} = t\omega$ — время; $x_n = \frac{1}{\omega C_n} \frac{1}{x_0}$ — емкостное синхронное сопротивление накопительного конденсатора; $x_1 = \frac{\omega L_1}{x_0}$; $x_2 = \frac{\omega L_2}{x_0}$; $x = \frac{1}{\omega C} \frac{1}{x_0} = 1$ — реактивные сопротивления дросселей и конденсатора ИЕП.

В дальнейших расчетах относительные величины обозначены для простоты так же, как и абсолютные (кроме времени).

Для упрощения аналитических расчетов вводят следующие допущения:

токи и напряжения ИЕП приняты синусоидальными с изменяющейся амплитудой (метод огибающих); при этом коммутационные искажения (высшие гармоники) учтены коэффициентами преобразования выпрямителя по току и напряжению (K_i , K_u) [Л. 2, 4];

сопротивления r_1 и r_2 при расчете токов и напряжений приняты равными нулю, но могут быть учтены при расчете к. п. д.

Синусоидальность формы входного и выходного токов ИЕП (I_1 , I_2), а также напряжения на кон-

денсаторе (U_C) обусловлена большими значениями добротностей входной и выходной его цепей ($\omega L_1/r_1$, $\omega L_2/r_2$) и соответствующим значением емкости конденсатора (C). При этом форма выходного напряжения ИЕП (U_2) существенно несинусоидальна (трапецевидная).

Коэффициенты преобразования выпрямителя по току и напряжению характеризуют отношение средних за полупериод значений выпрямленного тока и напряжения: $i_H = \frac{\omega}{\pi} \int_0^{\omega/\pi} i_{C_H}(t) dt$; $u_H = \frac{\omega}{\pi} \int_0^{\omega/\pi} u_{C_H}(t) dt$ к действующим значениям токов и напряжений на входе выпрямителя

$$\frac{I_2}{\sqrt{2}} = \sqrt{\frac{\omega}{\pi} \int_0^{\omega/\pi} i_2^2(t) dt}; \quad \frac{U_2}{\sqrt{2}} = \sqrt{\frac{\omega}{\pi} \int_0^{\omega/\pi} u_2^2(t) dt}.$$

Физический смысл указанных коэффициентов состоит в том, что выпрямленный ток и напряжение приводятся к действующим значениям эквивалентных синусоидальных величин на входе выпрямителя (основных гармоник). При этом $\cos \varphi$ на входе выпрямителя принимается постоянным и близким к единице, что обусловлено значением коэффициента мощности χ на входе реальной выпрямительно-емкостной нагрузки, значение которого постоянно и примерно равно 1. Значения коэффициентов K_i и K_u зависят от значения ($U_C - U_2$) и ($\omega L_2/r_2$) и, строго говоря, изменяются в процессе зарядки накопительного конденсатора. Однако зарядка накопительного конденсатора через ИЕП характеризуется приблизительно одинаковым нарастанием напряжений U_C и U_2 , чем определяется приблизительно постоянное величин K_i и K_u .

Расчеты на ЦВМ и эксперименты показывают, что в диапазоне реальных соотношений параметров ($\omega L_2/r_2 = 5 \div 10$) значения коэффициентов преобразования выпрямителя изменяются в следующих пределах: для однофазной схемы $K_u = 0,9 - 0,98$; $K_i = 0,9 - 0,93$; для трехфазной схемы $K_u = 2,12 - 2,17$; $K_i = 1,3 - 1,35$.

Входное сопротивление равно:

$$Z_{вх} = \frac{(x_1 + x_2 - x_1 x_2)(1 - x_1)R_H j}{R_H(1 - x_2)j} = \sqrt{\frac{(x_1 + x_2 - x_1 x_2)^2 + (1 - x_1)^2 R_H^2}{(1 - x_2)^2 + R_H^2}} e^{i\varphi}, \quad (1)$$

где

$$(\cos \varphi)_{вх} = \frac{R_H(1 + x_2 - x_1 x_2)}{[R_H^2 + (1 - x_2)^2][x_1 + x_2 - x_1 x_2]^2 + (1 - x_1)^2 R_H^2}.$$

Потребляемый ток и напряжение на емкости:

$$\left. \begin{aligned} I_1 &= \frac{1}{Z_{вх}} = \frac{R_H - (1 - x_2)j}{\sqrt{(x_1 + x_2 - x_1 x_2) - (1 - x_1)R_H j}}; \\ \dot{U}_C &= 1 - x_1 j I_1 = \frac{x_2 - R_H j}{(x_1 + x_2 - x_1 x_2) - (1 - x_1)R_H j}. \end{aligned} \right\} (2)$$

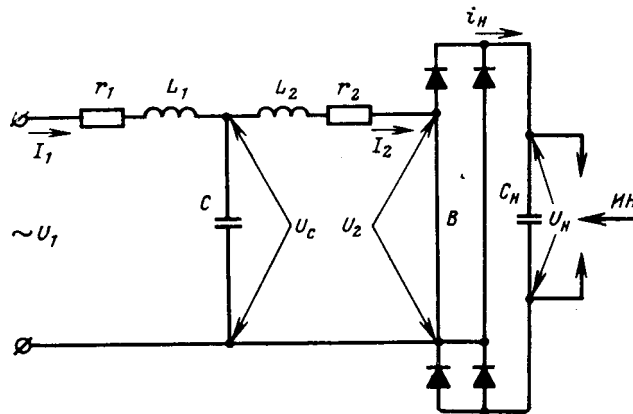


Рис. 1.

Выходные ток и напряжение:

$$\left. \begin{aligned} I_2 &= I_1 \frac{-j}{R_H - (1 - x_2)j} = \frac{-1}{(1 - x_1)R_H - (x_1 + x_2 - x_1 x_2)j}; \\ \dot{U}_2 &= I_2 R_H = \frac{-R_H}{(1 - x_1)R_H - (x_1 + x_2 - x_1 x_2)j}. \end{aligned} \right\} (3)$$

Из последних уравнений, исключив R_H , получаем уравнение внешней характеристики ИЕП в комплексной форме:

$$(1 - x_1)\dot{U}_2 - j(x_1 + x_2 - x_1 x_2)I_2 = -1. \quad (4)$$

Учитывая замену выпрямительно-емкостной нагрузки эквивалентным активным сопротивлением R_H , что равносильно совпадению направлений векторов U_2 и I_2 , уравнение (4) можно представить в виде амплитудной зависимости

$$U_2^2(1 - x_1) + I_2^2(x_1 + x_2 - x_1 x_2)^2 = 1. \quad (5)$$

Записав уравнение для накопительного конденсатора

$$u_H = \frac{1}{C_H} \int_0^t i_H dt$$

в относительных единицах и продифференцировав его, получим с учетом коэффициентов K_u и K_i выражение для выходного тока ИЕП:

$$I_2 = \frac{K_u}{K_i x_H} \frac{dU_2}{d\tau}, \quad (6)$$

подстановка которого в (5) дает дифференциальное уравнение, описывающее процесс зарядки:

$$U_2^2(1 - x_1)^2 + \frac{K_u^2(x_1 + x_2 - x_1 x_2)x^2}{K_i^2 x_H^2} \left(\frac{dU_2}{d\tau}\right)^2 = 1. \quad (7)$$

Для решения (7) воспользуемся методом разделения переменных, позволяющим привести его к виду

$$d\tau = \frac{K_u(x_1 + x_2 - x_1 x_2)}{K_i x_H(1 - x_1)} \frac{dU_2}{\sqrt{\frac{1}{(1 - x_1)^2} - U_2^2}}. \quad (8)$$

Интегрируя обе части уравнения (8) с учетом начальных условий, получаем решение в виде обратной функции:

$$\tau = \frac{K_u(x_1 + x_2 - x_1 x_2)}{K_i x_H(1 - x_1)} \arcsin [U_2(1 - x_1)],$$

откуда, выражая U_2 через τ , получаем прямое решение:

$$U_2(\tau) = \frac{1}{1-x_1} \sin \frac{K_i x_H (1-x_1)\tau}{K_u(x_1+x_2-x_1x_2)}. \quad (9)$$

При резонансном соотношении параметров L_1 и C ($x_1=1$) можно раскрыть неопределенность решения (9), используя равенство

$$\lim_{x \rightarrow 0} \frac{\sin x}{x} = 1.$$

Умножая и деля правую часть равенства (9) на выражение $K_i x_H \tau / K_u$, получаем для случая $x_1=1$ линейный закон изменения напряжения U_2 :

$$U_2(\tau)|_{x_1=1} = \frac{K_i}{K_u} x_H \tau. \quad (10)$$

Используя выражение (9), нетрудно получить временные функции, описывающие процесс зарядки накопительного конденсатора, через T-образный ИЕП с произвольным (нерезонансным) соотношением параметров (рис. 1):

$$\begin{aligned} U_2(\tau) &= \frac{1}{1-x_1} \sin(a\tau); \\ I_2(\tau) &= \frac{1}{x_1+x_2-x_1x_2} \cos(a\tau); \quad R_H(\tau) = \frac{x_1+x_2-x_1x_2}{1-x_1} \times \\ &\quad \times \operatorname{tg}(a\tau); \\ |Z_{\text{вх}}|(\tau) &= (1-x_1) \times \\ &\quad \times \left[\sqrt{\operatorname{tg}^2(a\tau) + \frac{(1-x_1)^2(1-x_2)^2}{(x_1+x_2-x_1x_2)^2}} \right]^{-1} \sec(a\tau); \\ (\cos \varphi)_{\text{вх}}(\tau) &= \frac{1+x_2-x_1x_2}{x_1+x_2-x_1x_2} \times \\ &\quad \times \left[\sqrt{\operatorname{tg}^2(a\tau) + \frac{(1-x_1)^2(1-x_2)^2}{(x_1+x_2-x_1x_2)^2}} \right]^{-1} \sin(a\tau); \\ I_1(\tau) &= \frac{1}{1-x_1} \times \\ &\quad \times \sqrt{\operatorname{tg}^2(a\tau) + \frac{(1-x_1)^2(1-x_2)^2}{x_1+x_2-x_1x_2}} \cos(a\tau); \\ U_C(\tau) &= \frac{1}{1-x_1} \times \\ &\quad \times \sqrt{\operatorname{tg}^2(a\tau) + \frac{x_2^2(1-x_1)^2}{(x_1+x_2-x_1x_2)^2}} \cos(a\tau); \\ i_H(\tau) &= \frac{1}{\sqrt{2}} K_i I_2(\tau); \quad u_H(\tau) = \frac{1}{\sqrt{2}} K_u U_2(\tau), \end{aligned} \quad (11)$$

де

$$a = \frac{K_i x_H (1-x_1)}{K_u(x_1+x_2-x_1x_2)}.$$

Рассмотрим два наиболее важных частных случая для соотношений параметров, при которых ИЕП приобретает свойства стабилизатора выходного или входного токов при зарядке емкостного накопителя (при изменении R_H).

1. ИЕП в качестве стабилизатора выходного тока. Взяв частную производную по R_H от модуля комплексного выражения (3) для I_2 и приравняв ее нулю, получаем условие постоянства выходного (зарядного) тока ИЕП

$\frac{\partial I_2}{\partial R_H} = 0$, откуда имеем резонансное соотношение входных параметров ИЕП (L_1 и C):

$$x_1 = 1; \quad \left(\omega L_1 = \frac{1}{\omega C} \right). \quad (12)$$

Используя выражение (10), нетрудно получить временные функции процесса зарядки накопительного конденсатора постоянным током:

$$\begin{aligned} U_2(\tau) &= \frac{K_i}{K_u} x_H \tau; \quad I_2 = 1 = \text{const}; \\ R_H(\tau) &= \frac{K_i}{K_u} x_H \tau; \quad |Z_{\text{вх}}|(\tau) = \\ &= \left(\sqrt{\frac{K_i^2}{K_u^2} x_H^2 \tau^2 + (1-x_2)^2} \right)^{-1}; \\ (\cos \varphi)_{\text{вх}}(\tau) &= \left(\sqrt{\frac{K_i^2 u (1-x_2)^2}{K_i^2 x_H^2 \tau^2} + 1} \right)^{-1}; \quad I_1(\tau) = \\ &= \sqrt{\frac{K_i^2}{K_u^2} x_H^2 \tau^2 + (1-x_2)^2}; \quad U_C(\tau) = \\ &= \sqrt{\frac{K_i^2}{K_u^2} x_H^2 \tau^2 + x_2^2}; \\ i_H &= \frac{1}{\sqrt{2}} K_i = \text{const}; \quad u_H(\tau) = \frac{1}{\sqrt{2}} K_u x_H \tau. \end{aligned} \quad (13)$$

Для Г-образной схемы ИЕП в системе (13) следует принять $x_2=0$.

2. ИЕП в качестве стабилизатора входного тока (преобразователь с постоянным потреблением полной мощности). Взяв частную производную по R_H от модуля комплексного выражения (1) для $Z_{\text{вх}}$ и приравняв ее нулю, получаем условие постоянства входного тока (полной потребляемой мощности) ИЕП $\frac{\partial Z_{\text{вх}}}{\partial R_H} = 0$, откуда имеем соотношение параметров ИЕП (L_1 , L_2 и C):

$$\begin{aligned} x_1 + x_2 - x_1x_2 &= \frac{1}{2} \text{ или} \\ 2\omega^2 C(L_1 + L_2 - \omega^2 C L_1 L_2) &= 1. \end{aligned} \quad (14)$$

Используя выражения (11) и (14), нетрудно получить временные функции процесса зарядки накопительного конденсатора с постоянной потребляемой полной мощностью:

$$\begin{aligned} U_2(\tau) &= \frac{1}{1-x_1} \sin(b\tau); \\ I_2(\tau) &= 2 \cos(b\tau); \quad R_H(\tau) = \frac{\operatorname{tg}(a\tau)}{2(1-x_1)}; \\ |Z_{\text{вх}}| &= 1-x_1 = \text{const}; \quad (\cos \varphi)_{\text{вх}}(\tau) = \\ &= (1,5-x_1) \sin(2b\tau); \\ I_1 &= \frac{1}{1-x_1} = \text{const}; \quad U_C(\tau) = \\ &= \frac{1}{1-x_1} \sqrt{\operatorname{tg}^2(b\tau) + 4(0,5-x_1)^2} \cos(b\tau); \\ i_H(\tau) &= K_i \sqrt{2} \cos(b\tau); \quad u_H(\tau) = \\ &= \frac{1}{\sqrt{2}} K_u \frac{1}{1-x_1} \sin(b\tau), \end{aligned} \quad (15)$$

где $b = 2 \frac{K_i}{K_u} x_H (1 - x_1)$.

Для Г-образной схемы ИЕП в системе (15) следует принять $x_1 = 0,5$ ($x_2 = 0$).

Формулы (11), (13) и (15) позволяют не только рассчитать процесс зарядки накопительного конденсатора через ИЕП с заданным произвольным соотношением параметров, но и решить основную задачу — выбор параметров ИЕП по заданным значениям C_H и U_1 , ω , времени зарядки (t_3) и предразрядного напряжения (U_{Hm}) накопительного конденсатора.

Пусть, например, требуется зарядить накопительный конденсатор емкости C_H до напряжения U_{Hm} постоянным током от источника с напряжением U_1 и угловой частотой ω за время t_3 . Из последней формулы системы (13) определяем x_H :

$$x_H = \sqrt{2} \frac{U_{Hm}}{K_i t_3 \omega}$$

Переходя к абсолютным величинам, получаем:

$$\frac{1}{\omega C_H} \frac{\omega C}{1} = \sqrt{2} \frac{U_{Hm}}{U_1 K_i t_3 \omega}$$

откуда необходимые емкость конденсатора C и индуктивность L_1 вычисляются как

$$C = \sqrt{2} \frac{C_H U_{Hm}}{U_1 K_i t_3 \omega} \quad L_1 = \frac{1}{\omega^2 C}$$

по условию постоянства зарядного тока ($x_1 = 1$).

При произвольном соотношении параметров ИЕП следует аналогичным образом воспользоваться формулами (11).

Описанный аналитический метод расчета можно распространить на трехфазную (многофазную) схему зарядки накопительного конденсатора через ИЕП. Для этого необходимо привести трехфазную (многофазную) схему к эквивалентной однофазной (рис. 1) с помощью коэффициентов преобразования параметров ИЕП:

$$K_L = \frac{L_{m-\phi}}{L_{1-\phi}} = \frac{1}{m};$$

$$K_I = \frac{I_{m-\phi}}{I_{1-\phi}} = \frac{1}{m};$$

$$K_C = \frac{C_{m-\phi}}{C_{1-\phi}} = m;$$

$$K_U = \frac{U_{m-\phi}}{U_{1-\phi}} = 1,$$

где m — число фаз; $L_{m-\phi}$, $C_{m-\phi}$, $I_{m-\phi}$, $U_{m-\phi}$ — индуктивность, емкость, фазный ток и фазное напряжение многофазной схемы; $L_{1-\phi}$, $C_{1-\phi}$, $I_{1-\phi}$, $U_{1-\phi}$ — аналогичные величины эквивалентной однофазной схемы.

Значения коэффициентов K_i и K_U должны соответствовать данной многофазной схеме. При включении конденса-

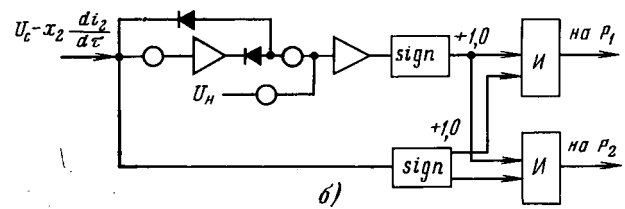
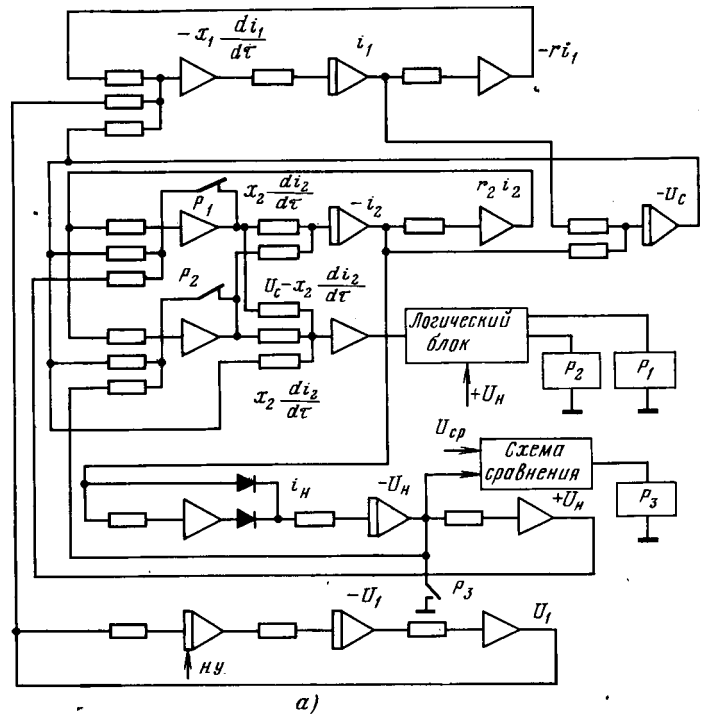


Рис. 2.

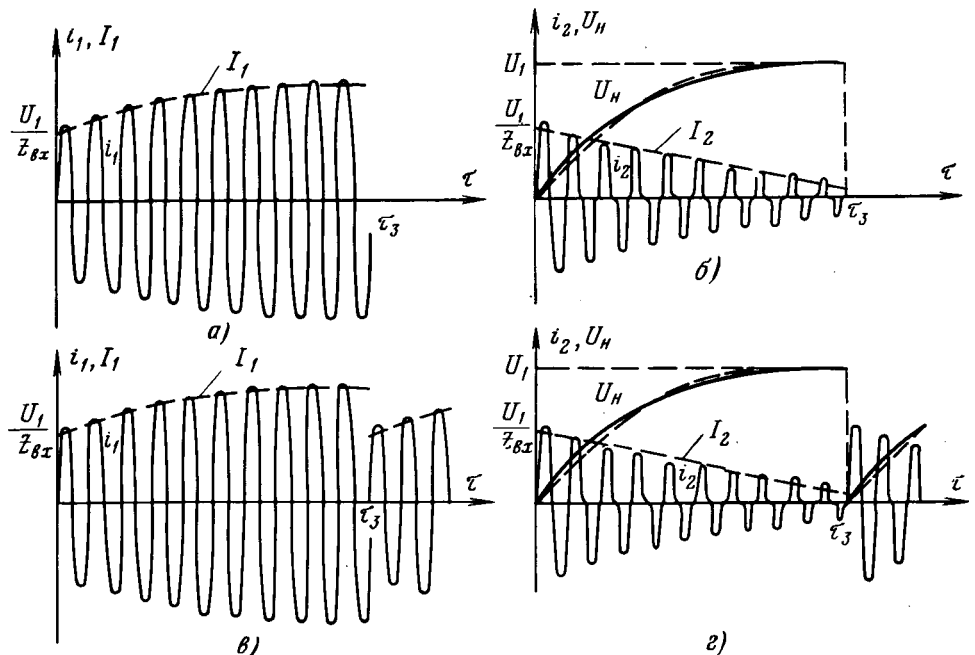


Рис. 3.

торов трехфазного ИЕП в треугольник коэффициент K_C будет: $K_C=1$.

Ограничение этого метода определяется ошибкой в расчете мгновенных значений токов и напряжений, возникающей из-за неучета членов $L_{1,2} \frac{di_{1,2}}{dt}$,

а также осцилляций, связанных с нелинейностями характеристик выпрямительных вентилях.

Таким образом, рассмотренный аналитический метод является приближенным, так как не учитывает инерционность элементов ИЕП, и не позволяет исследовать влияние высших гармоник, вносимых коммутационными процессами в выпрямителе. Учет и исследование указанных факторов могут быть произведены при моделировании на АВМ.

Уравнения, описывающие схему зарядки накопительного конденсатора через ИЕП (рис. 1), имеют вид:

$$U_2 = \begin{cases} +u_n & \text{при } \begin{cases} |u_C - u_{x_2}| - u_n > 0, \\ u_C - u_{x_2} > 0; \end{cases} \\ -u_n & \text{при } \begin{cases} |u_C - u_{x_2}| - u_n > 0, \\ u_C - u_{x_2} < 0; \end{cases} \\ u_C & \text{при } |u_C - u_{x_2}| - u_n \leq 0; \end{cases}$$

$$u_n = x_n \int_0^\tau i_n d\tau + u_n(0); \quad i_n = |i_2|;$$

$$i_C = i_1 - i_2; \quad i_2 = \frac{1}{x_2} \int_0^\tau u_{x_2} d\tau + i_2(0);$$

$$u_{x_2} = u_C - u_2 - r_2 i_2; \quad u_C = x \int_0^\tau i_C d\tau + u_C(0);$$

$$u_{x_1} = u_1 - u_C - r_1 i_1; \quad i_1 = \frac{1}{x_1} \int_0^\tau u_{x_1} d\tau + i_1(0);$$

$$u_1 = U_1 \sin \tau.$$

◇◇◇

На основании этих уравнений составлена структурная схема аналоговой модели зарядного устройства (рис. 2,а). На рис. 3 показаны временные диаграммы токов i_1 , i_2 и напряжения u_n , полученные по результатам аналитического расчета (показаны пунктиром), на аналоговой модели (а, б) и экспериментально (в, г). Экспериментальная установка имела следующие параметры: $L_1=12 \cdot 10^{-3}$ Гн, $L_2=6 \cdot 10^{-3}$ Гн, $C=16 \cdot 10^{-6}$ ф, $C_n=185 \cdot 10^{-6}$ ф, $U_1=115$ В, $r_1 \approx r_2 \approx 15$ Ом, $\omega=2\pi \cdot 400$ рад/с. Из диаграмм следует, что точность предложенных методов расчета вполне удовлетворительна.

Выводы. 1. Предложенные методы расчета позволяют определять временные зависимости всех токов и напряжений зарядного устройства, его энергетические показатели (коэффициент мощности, к. п. д.), а также степень влияния на качество напряжения питающего синхронного генератора.

2. Сравнение результатов расчетов с экспериментальными данными показало, что аналитический метод имеет погрешность 8—12%, а метод аналогового моделирования 3—5%. Аналитический метод применим к системам с зарядкой накопителя не менее, чем за 5—10 периодов питающей э. д. с. Оба метода могут быть рекомендованы для инженерных расчетов.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Миях А. Н., Кубышкин Б. Е., Волков Н. В. Индуктивно-емкостные преобразователи источников напряжения в источнике тока. Киев, «Наукова думка», 1964.
2. Расчет синхронных генераторов и трансформаторов при импульсной нагрузке на емкостный накопитель энергии. Под ред. проф. А. И. Бертинова. М., изд. МАИ, 1974. Авт.: С. Р. Мизюрин, О. Б. Резников, В. А. Сериков, В. В. Бочаров.
3. Белостоцкий Б. Р., Любавский Ю. В., Овчинников В. М. Основы лазерной техники. Твердотельный ОКГ. Под ред. акад. А. М. Прохорова. М., «Советское радио», 1972.
4. Уравнения импульсного электромашинного источника с емкостным накопителем в ортогональных осях d, q . — «Электротехника», 1971, № 4. Авт.: А. И. Бертинов, С. Р. Мизюрин, О. Б. Резников, В. Р. Чорба.

[23.4.1976]

УДК 621.313.3.012.7.001.24

Метод расчета статических характеристик несимметричных режимов насыщенных неявнополюсных машин

Канд. техн. наук ФИЛЬЦ Р. В., инж. БЕЛЫЙ Л. А.

Львовский политехнический институт

Несимметричные установившиеся режимы работы неявнополюсных машин переменного тока — это обширный класс режимов, значение которых в современной электроэнергетике не уступает значению симметричных режимов, в особенности в автономных энергетических установках. Возможности же их количественного описания, пригодного для выполнения инженерных расчетов, не соответствуют практическим требованиям.

Так, метод симметричных составляющих основан на принципе наложения и для исследования машин с насыщенным магнитопроводом оказыва-

ется непригодным. Единственным математически обоснованным методом в настоящее время считается метод, рассматривающий несимметричный установившийся режим как предел, к которому стремится переходный процесс. Он требует численного интегрирования системы дифференциальных уравнений процесса до его практического установления, на что тратится много машинного времени. Этот недостаток особенно ощутим для машин большой единичной мощности, характеризующихся медленным затуханием процессов (до ста периодов и более).

Задача может быть решена также точечным методом [Л. 1], основанным на замене системы дифференциальных уравнений процесса в пределах интервала повторяемости нелинейной системой конечно-разностных уравнений, составленных для выбранной совокупности узловых точек интервала. Решение такой системы может быть выполнено итерационными методами, однако, как показал опыт, при этом часто возникают серьезные затруднения, обусловленные медленной сходимостью или даже расходимостью итерационного процесса.

Следует отметить, что практический интерес представляет, как правило, не отдельные несимметричные режимы, характеризующиеся численными значениями режимных величин в узловых точках либо их действующими, средними или амплитудными значениями, а характеристики, т. е. зависимости этих величин от некоторой переменной α , выбранной в качестве аргумента искомой характеристики. Если рассматривать такую характеристику как совокупность m режимов, соответствующих m фиксированным значениям аргумента α , то ее расчет потребует m -кратного численного решения нелинейной системы конечно-разностных уравнений режима.

Сокращение объема вычислений при одновременном устранении проблемы сходимости может быть достигнуто, если для расчета искомой характеристики применить дифференциальный метод [Л. 2 и 3]. Сущность его состоит в том, что систему конечно-разностных уравнений режима дифференцируют по аргументу α , а полученную нелинейную систему дифференциальных уравнений интегрируют на ЦВМ по этому же аргументу. Получаемые интегральные кривые и являются искомыми зависимостями узловых значений режимных величин от аргумента α . Для доведения дифференциального точечного метода до уровня, обеспечивающего ему возможность стать рабочим инструментом в инженерных расчетах, пришлось решить комплекс взаимосвязанных вопросов, таких как разработка рациональных способов аппроксимации дифференциальных уравнений конечно-разностными, определение параметров машины в фазных координатах с учетом насыщения ее магнитной цепи и выбор способа решения нелинейной системы дифференциальных уравнений высокого порядка относительно производных с учетом специфики ее структуры, отражающей решение краевой задачи конечно-разностным методом.

Перейдем к изложению метода.

Пусть насыщенная неявнополюсная машина содержит N электрических контуров; для них по второму закону Кирхгофа составлены уравнения электрического равновесия, имеющие в матричной форме вид:

$$\vec{u} - p[\omega_n \vec{\psi}(\vec{i})] - \vec{v}(\vec{i}) = 0, \quad (1)$$

где

$$\vec{u} = \begin{pmatrix} u_I \\ \vdots \\ u_N \end{pmatrix}; \quad \omega_n \vec{\psi} = \begin{pmatrix} \omega_n \psi_I \\ \vdots \\ \omega_n \psi_N \end{pmatrix}; \quad \vec{v} = \begin{pmatrix} v_I \\ \vdots \\ v_N \end{pmatrix}; \quad \vec{i} = \begin{pmatrix} i_I \\ \vdots \\ i_N \end{pmatrix} \quad (2)$$

представляют собой N -мерные векторы приложенных напряжений, полных потокосцеплений, падений напряжений на активных сопротивлениях (в общем случае нелинейных) и токов контуров; $p = \frac{d}{d\omega_n t}$ —

оператор дифференцирования по синхронному времени.

Заменим непрерывные множества мгновенных значений векторов \vec{u} , $\omega_n \vec{\psi}$, \vec{v} , \vec{i} на протяжении одного периода искомого режима точечными множествами, составленными для n узловых точек (узлов), удаленных друг от друга по синхронному времени $\omega_n t$ на равные расстояния $g = 2\pi/n$ (рад). Векторы (2) для j -й точки имеют вид:

$$\vec{u}_j = \begin{pmatrix} u_{Ij} \\ \vdots \\ u_{Nj} \end{pmatrix}; \quad \omega_n \vec{\psi}_j = \begin{pmatrix} \omega_n \psi_{Ij} \\ \vdots \\ \omega_n \psi_{Nj} \end{pmatrix}; \quad \vec{v}_j = \begin{pmatrix} v_{Ij} \\ \vdots \\ v_{Nj} \end{pmatrix}; \quad \vec{i}_j = \begin{pmatrix} i_{Ij} \\ \vdots \\ i_{Nj} \end{pmatrix}. \quad (3)$$

Назовем их узловыми значениями векторов \vec{u} , $\omega_n \vec{\psi}$, \vec{v} , \vec{i} . Совокупности Nn узловых значений этих векторов всех контуров, упорядоченные в соответствии с выражениями:

$$\vec{U} = \begin{pmatrix} \vec{u}_1 \\ \vdots \\ \vec{u}_n \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} u_{I1} \\ \vdots \\ u_{N1} \\ u_{I2} \\ \vdots \\ u_{Nn} \end{pmatrix}; \quad \omega_n \vec{\Psi} = \begin{pmatrix} \omega_n \psi_{I1} \\ \vdots \\ \omega_n \psi_{N1} \\ \omega_n \psi_{I2} \\ \vdots \\ \omega_n \psi_{Nn} \end{pmatrix};$$

$$\vec{V} = \begin{pmatrix} \vec{v}_1 \\ \vdots \\ \vec{v}_n \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} v_{I1} \\ \vdots \\ v_{N1} \\ v_{I2} \\ \vdots \\ v_{Nn} \end{pmatrix}; \quad \vec{I} = \begin{pmatrix} \vec{i}_1 \\ \vdots \\ \vec{i}_n \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} i_{I1} \\ \vdots \\ i_{N1} \\ i_{I2} \\ \vdots \\ i_{Nn} \end{pmatrix}, \quad (4)$$

назовем векторами узловых значений, соответственно приложенных напряжений, полных потокосцеплений, падений напряжений и токов машины. Здесь первые индексы в элементах векторов указывают номера контуров (римские цифры, пробегающие значения $J = I, II, \dots, N$), вторые — номера узлов (арабские цифры, пробегающие значения $j = 1, 2, \dots, n$).

Аппроксимируем уравнение (1) конечно-разностными уравнениями. Для обеспечения максимальной точности аппроксимации при заданном шаге g , а следовательно, и наименьшего числа n узлов на интервале повторяемости (наибольшего шага g), целесообразно пользоваться аппроксимационными формулами, учитывающими максимум информации

об интегральной кривой на выбранной совокупности узлов. Так, если для трех соседних узлов определить связь между значениями режимных величин и их первыми производными, то, воспользовавшись методом неопределенных коэффициентов [Л. 4], получим аппроксимирующее уравнение в виде

$$-3\omega_n \vec{\psi}_{j-1} + 3\omega_n \vec{\psi}_{j+1} = g [(\vec{u}_{j-1} - \vec{v}_{j-1}) + 4(\vec{u}_j - \vec{v}_j) + (\vec{u}_{j+1} - \vec{v}_{j+1})] - \frac{1}{30} g^3 \omega_n \vec{\psi}_j^{(5)}, \quad (5)$$

где входящее в остаточный член выражение $\omega_n \vec{\psi}_j^{(5)}$ представляет собой пятую производную зависимости $\omega_n \vec{\psi}_j = \omega_n \psi_j(\omega_n t)$. Разностная аппроксимация (5) обеспечивает такую же точность на шаге g , как и численное интегрирование системы дифференциальных уравнений методом Рунге — Кутты четвертого порядка, что значительно выше точности обычно применяемой трехточечной аппроксимационной формулы [Л. 4]:

$$\omega_n \vec{\psi}_{j+1} - \omega_n \vec{\psi}_{j-1} = 2g(\vec{u}_j - \vec{v}_j) + \frac{1}{6} g^3 \omega_n \vec{\psi}_j^{(3)},$$

полученной на основе определения связи между значениями только режимных величин в узловых точках.

В результате аппроксимирования уравнения (1) в соответствии с (5) во всех узловых точках интервала повторяемости приходим к следующему матричному уравнению:

$$-\tilde{A}(\omega_n \vec{\Psi}) - \tilde{B}\vec{V} + \tilde{B}\vec{U} = 0. \quad (6)$$

Здесь

$$\tilde{A} =$$

\tilde{A}_{11}	$\tilde{0}$	\tilde{A}_{13}	$\tilde{0}$	\dots		$\tilde{0}$
$\tilde{0}$	\tilde{A}_{22}	$\tilde{0}$	\tilde{A}_{24}	$\tilde{0}$	\dots	$\tilde{0}$
\vdots						\vdots
$\tilde{0}$	\dots	$\tilde{0}$	\tilde{A}_{jj}	$\tilde{0}$	$\tilde{A}_{j,j+2}$	$\tilde{0}$
\vdots						
\vdots						
$\tilde{A}_{n-1,1}$	$\tilde{0}$	\dots	\dots	$\tilde{0}$	$\tilde{A}_{n-1,n-1}$	$\tilde{0}$
$\tilde{0}$	$\tilde{A}_{n,2}$	$\tilde{0}$	\dots	\dots	$\tilde{0}$	\tilde{A}_{nn}

(7)

$$\tilde{B} =$$

\tilde{B}_{11}	\tilde{B}_{12}	\tilde{B}_{13}	\dots			$\tilde{0}$
$\tilde{0}$	\tilde{B}_{22}	\tilde{B}_{23}	\tilde{B}_{24}	\dots		$\tilde{0}$
\vdots						\vdots
$\tilde{0}$	\dots	$\tilde{0}$	\tilde{B}_{jj}	$\tilde{B}_{j,j+1}$	$\tilde{B}_{j,j+2}$	\dots
\vdots						
\vdots						
$\tilde{B}_{n-1,1}$	$\tilde{0}$	\dots	\dots	$\tilde{0}$	$\tilde{B}_{n-1,n-1}$	$\tilde{B}_{n-1,n}$
$\tilde{B}_{n,1}$	$\tilde{B}_{n,2}$	$\tilde{0}$	\dots	\vdots	$\tilde{0}$	$\tilde{B}_{n,n}$

(8)

представляют собой квадратные матрицы размерности Nn , состоящие из n^2 квадратных матриц-блоков размерности N , причем

$$\left. \begin{aligned} \tilde{A}_{j,j} &= -3 \cdot \tilde{1}; \tilde{A}_{j,j+2} = \tilde{A}_{n-1,1} = \tilde{A}_{n,2} = 3 \cdot \tilde{1}; \\ \tilde{B}_{j,j} &= \tilde{B}_{j,j+2} = \tilde{B}_{n-1,1} = \tilde{B}_{n,2} = g \cdot \tilde{1}; \tilde{B}_{j,j+1} = \tilde{B}_{n,1} = 4g \cdot \tilde{1}; \end{aligned} \right\} \quad (9)$$

$\tilde{0}, \tilde{1}$ — соответственно нулевая и единичная квадратные матрицы размерности N .

Такой вид матриц \tilde{A} и \tilde{B} соответствует записи уравнений вида (5) для узлов с номерами 2, 3, ..., $n, 1$. Здесь при составлении уравнений (5) для n -го и 1-го узлов учтено то обстоятельство, что режимные величины в j -м и $(j+n)$ -м узлах в силу периодичности процесса одинаковы.

Система (6) содержит $3Nn$ неизвестных элементов векторов $\omega_n \vec{\Psi}, \vec{V}, \vec{I}$ и только Nn уравнений. Недостающие $2Nn$ уравнений отражают зависимости:

$$\omega_n \vec{\Psi} = \omega_n \vec{\Psi}(\vec{I}); \vec{V} = \vec{V}(\vec{I}), \quad (10)$$

характеризующие нелинейные свойства схемы. Следует иметь в виду, что потокосцепления $\omega_n \psi_{Jj}$ J -го контура в j -м узле зависят в общем случае от токов всех N контуров и угла γ поворота ротора машины только в j -м узле, но не зависят от токов и угла γ в остальных узлах. Аналогично падение напряжения v_{Jj} J -го контура в j -м узле зависит в общем случае от токов всех N контуров только в j -м узле, что отражается записью:

$$\begin{aligned} \omega_n \psi_{Jj} &= \omega_n \psi_{Jj}(i_{Kj}, \gamma); v_{Jj} = v_{Jj}(i_{Kj}) \\ (J, K &= 1, \dots, N, j = 1, \dots, n) \end{aligned} \quad (11a)$$

или в векторной форме

$$\omega_n \vec{\psi}_j = \omega_n \vec{\psi}_j(\vec{i}_j, \gamma); \vec{v}_j = \vec{v}_j(\vec{i}_j). \quad (11b)$$

Из-за нелинейности зависимостей (10) система (6), (10) нелинейна.

Продифференцируем (6) по аргументу α искомой характеристики. Учитывая, что согласно (10) векторы $\omega_n \vec{\Psi}$ и \vec{V} являются функциями вектора \vec{I} , который в свою очередь зависит от аргумента α , имеем:

$$-\tilde{A} \frac{d(\omega_n \vec{\Psi})}{d\vec{I}} \vec{I}^\alpha - \tilde{B} \frac{d\vec{V}}{d\vec{I}} \vec{I}^\alpha + \tilde{B} \vec{U}^\alpha = 0. \quad (12)$$

Здесь и далее для краткости записи производные тех или иных переменных по α отмечены верхним индексом α . Уравнение (12) является нелинейным дифференциальным уравнением искомой характеристики.

Входящие в (12) полные производные векторных функций (10) по векторному аргументу \vec{I} представляют собой тензоры дифференциальных индуктивных и активных сопротивлений машины. С учетом (11) они изображаются квадратными матрицами размерности Nn :

$$\tilde{X} = \frac{d\omega_n \vec{\Psi}}{d\vec{I}} = \begin{bmatrix} \tilde{x}_1 & & & \\ & \ddots & & \\ & & \tilde{x}_j & \\ & & & \ddots \\ & & & & \tilde{x}_n \end{bmatrix}; \quad \tilde{R} = \begin{bmatrix} \tilde{r}_1 & & & \\ & \ddots & & \\ & & \tilde{r}_j & \\ & & & \ddots \\ & & & & \tilde{r}_n \end{bmatrix}, \quad (13)$$

содержащими на главных диагоналях по n квадратных матриц-блоков размерности N , равных соответственно:

$$\tilde{x}_j = \begin{bmatrix} \frac{\partial \omega_n \psi_{Ij}}{\partial i_{Ij}} & \dots & \frac{\partial \omega_n \psi_{Ij}}{\partial i_{Jj}} & \dots & \frac{\partial \omega_n \psi_{Ij}}{\partial i_{Nj}} \\ \vdots & & \vdots & & \vdots \\ \frac{\partial \omega_n \psi_{Jj}}{\partial i_{Ij}} & \dots & \frac{\partial \omega_n \psi_{Jj}}{\partial i_{Jj}} & \dots & \frac{\partial \omega_n \psi_{Jj}}{\partial i_{Nj}} \\ \vdots & & \vdots & & \vdots \\ \frac{\partial \omega_n \psi_{Nj}}{\partial i_{Ij}} & \dots & \frac{\partial \omega_n \psi_{Nj}}{\partial i_{Jj}} & \dots & \frac{\partial \omega_n \psi_{Nj}}{\partial i_{Nj}} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} x_{Ij} & \dots & x_{Jj} & \dots & x_{Nj} \\ \vdots & & \vdots & & \vdots \\ x_{Jj} & \dots & x_{Jj} & \dots & x_{Nj} \\ \vdots & & \vdots & & \vdots \\ x_{Nj} & \dots & x_{Nj} & \dots & x_{Nj} \end{bmatrix}; \quad (14a)$$

$$\tilde{r}_j = \begin{bmatrix} \frac{\partial v_{Ij}}{\partial i_{Ij}} & \dots & \frac{\partial v_{Ij}}{\partial i_{Jj}} & \dots & \frac{\partial v_{Ij}}{\partial i_{Nj}} \\ \vdots & & \vdots & & \vdots \\ \frac{\partial v_{Jj}}{\partial i_{Ij}} & \dots & \frac{\partial v_{Jj}}{\partial i_{Jj}} & \dots & \frac{\partial v_{Jj}}{\partial i_{Nj}} \\ \vdots & & \vdots & & \vdots \\ \frac{\partial v_{Nj}}{\partial i_{Ij}} & \dots & \frac{\partial v_{Nj}}{\partial i_{Jj}} & \dots & \frac{\partial v_{Nj}}{\partial i_{Nj}} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} r_{Ij} & \dots & r_{Jj} & \dots & r_{Nj} \\ \vdots & & \vdots & & \vdots \\ r_{Jj} & \dots & r_{Jj} & \dots & r_{Nj} \\ \vdots & & \vdots & & \vdots \\ r_{Nj} & \dots & r_{Nj} & \dots & r_{Nj} \end{bmatrix}. \quad (14b)$$

В результате умножения входящих в (12) матриц с учетом их структуры приходим к следующему окончательному виду дифференциальных уравнений искомой характеристики:

$$\tilde{C} \vec{I}^\alpha + \tilde{B} \vec{U}^\alpha = 0, \quad (15)$$

где

$$\tilde{C} = \begin{bmatrix} \tilde{C}_{11} & \tilde{C}_{12} & \tilde{C}_{13} & \tilde{0} & \dots & & & \tilde{0} \\ \tilde{0} & \tilde{C}_{22} & \tilde{C}_{23} & \tilde{C}_{24} & \tilde{0} & \dots & & \tilde{0} \\ \vdots & & & & & & & \vdots \\ \tilde{0} & \dots & \tilde{0} & \tilde{C}_{jj} & \tilde{C}_{j, j+1} & \tilde{C}_{j, j+2} & \tilde{0} & \tilde{0} \\ \vdots & & & & & & & \vdots \\ \vdots & & & & & & & \vdots \\ \tilde{C}_{n-1, 1} & \tilde{0} & \dots & \dots & \tilde{0} & \tilde{C}_{n-1, n-1} & \tilde{C}_{n-1, n} \\ \tilde{C}_{n, 1} & \tilde{C}_{n, 2} & \tilde{0} & \dots & \dots & \tilde{0} & \tilde{C}_{n, n} \end{bmatrix} \quad (16)$$

представляет собой квадратную матрицу размерности Nn , состоящую из n^2 квадратных матриц-блоков размерности N , причем

$$\left. \begin{aligned} \tilde{C}_{jj} &= -3\tilde{x}_j - gr_j; \quad \tilde{C}_{j, j+1} = \\ &= -4gr_{j+1} \tilde{C}_{j, j+2} = 3\tilde{x}_{j+2} - gr_{j+2}; \\ \tilde{C}_{n-1, n} &= 3\tilde{x}_1 - gr_1; \quad \tilde{C}_{n, 1} = \\ &= -4gr_1; \quad \tilde{C}_{n, 2} = 3\tilde{x}_2 - gr_2; \end{aligned} \right\} \quad (17)$$

все остальные матрицы-блоки — нулевые.

Выведем общее выражение для дифференциального взаимного индуктивного сопротивления x_{jk} между произвольными J -м и K -м контурами машины с учетом насыщения главной магнитной цепи. Для этого примем следующие допущения [Л. 5]:

1. Все контуры машины будем полагать распределенными вдоль двойного полюсного деления по гармоническому закону. При этом н. с., создаваемые этими контурами, также распределены по гармоническому закону, а рабочие потокосцепления определяются первой гармонической рабочего поля (т. е. поля в зазоре машины). Это допущение для машин с распределенными обмотками и укороченным шагом секций в подавляющем большинстве случаев не вызывает ощутимых погрешностей.

2. Магнитные проводимости путей рабочего поля примем не зависящими от потоков рассеяния, а индуктивности рассеяния считаем постоянными. Это допущение справедливо для токов контуров, превышающих номинальные значения в 1,5—2 раза в машинах с полузакрытыми пазами и до 4 раз в машинах с открытыми пазами.

3. Магнитопровод машины обладает центральной симметрией, т. е. его характеристика намагничивания, определяющая зависимость потока Φ первой гармонической рабочего поля от амплитуды F первой гармонической, создающей этот поток результирующей н. с. обмоток, при различных направлениях намагничивания одинакова.

При сформулированных допущениях электромагнитные связи насыщенной неявнополюсной машины описываются следующими уравнениями:

$$\Phi = \Phi(F); \quad (18)$$

$$\omega_n \psi_J = \sum_{K=1}^N x_{sJK} i_K + \omega_n \omega_J \Phi_J; \quad (19)$$

$$\Phi_J = \Phi \cos(\gamma_J - \gamma_F); \quad (20)$$

$$\cos \gamma_F = \frac{\sum_{K=1}^N F_K \cos \gamma_K}{F}; \quad \sin \gamma_F = \frac{\sum_{K=1}^N F_K \sin \gamma_K}{F}; \quad (21)$$

$$F = \sqrt{\left(\sum_{K=1}^N F_K \cos \gamma_K\right)^2 + \left(\sum_{K=1}^N F_K \sin \gamma_K\right)^2}; \quad (22)$$

$$F_K = \frac{2\omega_K}{\pi p_0} i_K; \quad (23)$$

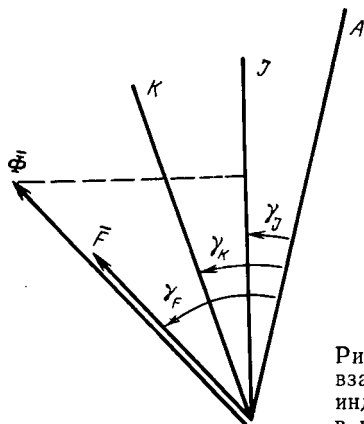


Рис. 1. К выводу выражения взаимного дифференциального индуктивного сопротивления в насыщенной несимметричной машине.

где ω_J, ω_K — эффективные числа витков J -го и K -го контуров, равные произведениям действительных чисел витков этих контуров на их обмоточные коэффициенты по первой гармонической; γ_J, γ_K — углы наклона осевых линий J -го и K -го контуров к некоторому неподвижному радиальному направлению OA (рис. 1); F_K — амплитудное значение первой гармонической н. с. K -го контура; p_0 — число полюсов машины; γ_F — угол наклона вектора \bar{F} — результирующей н. с. к направлению OA ; x_{sJK} — взаимное индуктивное сопротивление J -го и K -го контуров, определяемое полями рассеяния; Φ_J — проекция вектора Φ на направление осевой линии J -го контура (рис. 1).

Дифференциальное индуктивное сопротивление, соответствующее изменению потокосцепления при изменении тока в K -м контуре согласно (19) равно:

$$x_{JK} = \frac{\partial \omega_n \psi_J}{\partial i_K} = x_{sJK} + \omega_n \omega_J \frac{\partial \Phi}{\partial i_K} = x_{sJK} + x_{\delta JK},$$

где $x_{\delta JK}$ — рабочее дифференциальное взаимное индуктивное сопротивление J -го и K -го контуров. Поток Φ_J зависит от н. с. всех контуров, которые определяются по формуле (23), поэтому

$$x_{\delta JK} = \omega_n \frac{2\omega_J \omega_K}{\pi p_0} \frac{\partial \Phi_J}{\partial F_K} = \omega_n \frac{2\omega_J \omega_K}{\pi p_0} \Lambda_{JK}. \quad (24)$$

Входящая в (24) величина Λ_{JK} по своему физическому смыслу является взаимной дифференциальной магнитной проводимостью для J -го и K -го контуров. Учитывая (18), (20)—(22), нетрудно показать, что

$$\Lambda_{JK} = \frac{d\Phi}{dF} \cos(\gamma_J - \gamma_F) \cos(\gamma_K - \gamma_F) + \frac{\Phi}{F} \sin(\gamma_J - \gamma_F) \sin(\gamma_K - \gamma_F). \quad (25)$$

Выражения (18), (21)—(25) позволяют найти элементы матриц \check{x}_j (14а) для каждой узловой точки по известным для нее значениям токов контуров. Формулы для определения элементов матриц \check{r}_j не связаны с магнитной нелинейностью машины, поэтому их здесь не рассматриваем, полагая, что они известны.

Система (15) может быть проинтегрирована по переменной α любым из численных методов интегрирования, например методом Рунге — Кутты четвертого порядка. Результатом интегрирования является многомерная интегральная кривая $\vec{I} = \vec{I}(\alpha)$ в пределах принятого интервала изменения аргумента α , дающая исчерпывающую информацию об изменении токов контуров в узловых точках при изменении аргумента α в этих пределах. Если практический интерес представляет не непосредственно зависимость $\vec{I} = \vec{I}(\alpha)$, а, например, зависимости амплитуд первых и высших гармонических, действующих или амплитудных значений токов контуров, от аргумента α , то для их вычисления программа расчета на ЦВМ должна быть дополнена соответствующими стандартными блоками.

Единственную трудность в составлении программы для ЦВМ и решении системы (15) создает высокий порядок этой системы. Из опыта решения задач рассматриваемого вида установлено, что для обеспечения достаточной точности расчета зависимостей режимных величин от времени необходимо принимать $\pi/6 < g < \pi/30$, т. е. $12 < n < 60$. Так, при $N=6$, $n=30$ система (15) имеет порядок $Nn=180$. Непосредственное формирование системы (15) с матрицей вида (16) требует чрезмерно большой памяти ЦВМ, а ее решение — недопустимо большого машинного времени. Но матрица (16) содержит большое число нулевых элементов, которые расположены квадратными блоками в окрестности главной диагонали и в нижнем левом углу матрицы. Такая ее особенность позволяет применить для решения системы (15) относительно вектора \vec{I}^α специальные математические приемы, резко ускоряющие решение и, кроме того, вводить в память ЦВМ только существенную информацию о решаемой системе уравнений, т. е. только ненулевые блоки матрицы (16). По-видимому, наиболее перспективным в данном случае является математический прием, основанный на идее применения определяющих величин, подробно описанный в [Л. 6].

По методу определяющих величин решение большой линейной системы алгебраических уравнений со слабо заполненной матрицей коэффициентов сводится к составлению специальной вспомогательной системы более низкого порядка, из которой вычисляются определяющие величины, а все остальные неизвестные определяются из подсистем, порядок которых ниже порядка системы для вычисления определяющих величин.

Вспомогательная система уравнений составляется по известной матрице C с помощью численного метода [Л. 6].

В рассматриваемой задаче число определяющих величин равно $2N$. Действительно, если в системе (15) векторы \vec{i}^α для j -й и $(j+1)$ -й узловых точек, т. е. векторы \vec{i}_j^α , \vec{i}_{j+1}^α известны, то вектор \vec{i}^α для $(j+2)$ -й узловой точки, т. е. \vec{i}_{j+2}^α , может быть найден из первой строки уравнения (15), т. е. из подсистемы порядка N . Подставив известные векторы \vec{i}_{j+1}^α и \vec{i}_{j+2}^α во вторую строку системы (15), найдем вектор \vec{i}_{j+3}^α и т. д. Таким образом, для вычисления вектора \vec{I}^α , состоящего из n векторов вида \vec{i}_j^α , необходимо предварительно рассчитать значения векторов \vec{i}_j^α в двух смежных узлах, т. е. узнать совокупность определяющих величин, после чего векторы \vec{i}_j^α в остальных узлах вычисляются из $(n-2)$ подсистем N -го порядка.

Для оценки эффективности точечного дифференциального метода по сравнению с методом интегрирования дифференциальных уравнений процесса до его установления сопоставим число операций умножения при решении задачи обоими методами.

В соответствии с вышеизложенным на каждом из четырех подшагов интегрирования системы (15) методом Рунге — Кутта необходимо:

по данным из предыдущего шага вычислить параметры машины и ненулевые блоки матрицы (16);
найти коэффициенты системы уравнений для вычисления определяющих величин;

вычислить определяющие величины;

найти все остальные элементы вектора \vec{I}^α ;

вычислить приращения режимных величин на подшаге.

Из всех перечисленных этапов наибольшее число мультипликативных операций принадлежит первым двум, а трудоемкостью последних трех этапов при ориентировочных расчетах можно пренебречь. Это число для расчета всей характеристики равно:

$$b_1 = \left[\frac{N}{3} (N^2 + 6N - 1)(n - 2)(2N + 1) + kN^2n \right] 4a, \quad (26)$$

где $4a$ — число подшагов интегрирования по переменной α ; k — среднее число мультипликативных операций для вычисления одного из N^2 параметров машины.

Для оценки числа мультипликативных операций при расчете характеристики путем интегрирования дифференциальных уравнений процесса методом Рунге — Кутта допустимо принять шаг интегрирования по времени, равным шагу g в дифференциальном точечном методе, поскольку точность аппроксимирующего уравнения (5) такая же, как и в методе Рунге — Кутта четвертого порядка, тогда это число в первом приближении будет равным:

$$b_2 = \left[\frac{N}{3} (N^2 + 6N - 1) + kN^2 \right] n \cdot 4a \cdot z. \quad (27)$$

Из сравнения (26) и (27) видно, что в зависимости от числа k ($k \rightarrow 0$ или $k \rightarrow \infty$, т. е. если трудоемкость вычисления параметров соответственно мала или велика) отношение b_1/b_2 лежит в пределах

$$\frac{(n-2)(2N+1)}{nz} > \frac{b_1}{b_2} > \frac{1}{z}. \quad (28)$$

Число z зависит в первую очередь от постоянных времени машины, т. е. в конечном счете, от ее номинальной мощности. Так, для асинхронной машины мощностью 1 кВт активное сопротивление обмотки статора имеет порядок $r^*_{s1} = 0,1$ о. е., а индуктивное сопротивление контура намагничивания $x^*_m = 3$ о. е. Тогда постоянная времени цепи статора при разомкнутой обмотке ротора $T^*_{s0} = x^*_m / r^*_{s1} = 30$ о. е. = 30 рад. Если учесть, что для установления процесса требуется время, втрое большее, чем постоянная времени процесса, то практическая длительность переходного процесса будет равна 90 рад, чему соответствует $z \approx 15$. При $N=6$, $n=18$ и $k=50$ [что приблизительно соответствует сложности формулы (25)] согласно (26) и (27) имеем $b_1/b_2 = 0,35$. Для машины номинальной мощностью 100 кВт $r^*_{s1} = 0,01$ о. е., тогда $z = 150$, т. е. в этом случае эффективность применения дифференциального точечного метода будет в 10 раз выше.

Следует иметь в виду, что меньшие значения n (12—15) можно допускать для режимов, в которых

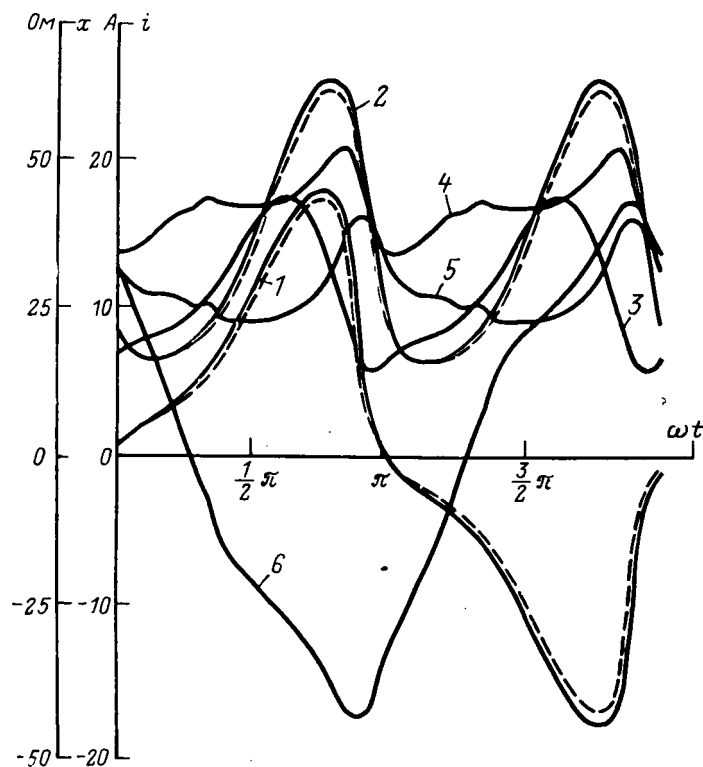


Рис. 2. Кривые, характеризующие работу машины АК-52-4 ($P_H = 4,5$ кВт; $I_{1H} = 11,3$ А; $U_{1H} = 220$ В; $x_{\sigma I} = x'_{\sigma II} = 1,9$ Ом; $r'_2 = 1,8$ Ом; $r_1 = 0,73$ Ом) в режиме однофазного синхронного генератора. Обмотка возбуждения приведена к числу витков обмотки статора.

1, 2, 3 — зависимости тока статора i_1 , тока возбуждения i_{11} и намагничивающего тока $i = \frac{\pi P_0}{2\omega_1} F$ от угла γ ; 4, 5, 6 — зависимости сопротивлений $x_{I I}$, $x_{II II}$ и $x_{I II}$ от угла γ ; пунктиром показаны экспериментальные кривые.

токи мало отличаются от гармонических (например, в машинах с развитой демпферной обмоткой по обеим осям). Если в схеме имеются насыщающиеся дроссели, характеризующиеся значительным диапазоном изменения крутизны их характеристик намагничивания, то число n , наоборот, следует увеличивать, доводя его до 100 и более.

Для процессов, характеризующих симметриями вида $i_j(\omega t) = \pm i_j(\omega t + \pi)$, в качестве интервала повторения можно целесообразно принять полупериод, что сокращает время решения задачи почти вдвое.

Изложенный метод можно применить и для расчета отдельных режимов. Для этого удобно воспользоваться специальной характеристикой, отражающей изменение вектора \vec{I} при плавном увеличении всех воздействующих на машину вынуждающих сил пропорционально общему параметру h , изменяющемуся от 0 до 1. Тогда искомый режим при заданных значениях вынуждающих сил будет соответствовать конечной точке указанной характеристики при $h=1$. Ввиду большого прикладного значения характеристик указанного вида целесообразно ввести для них специальный термин — назовем их h -характеристиками.

Проводимости Λ_{JK} в первой точке h -характеристики ($h=0, i_{j_j}=0, F=0$) следует определять по

Рис. 3. Характеристики намагничивания машины АК-52-4.

формуле

$$\Lambda_{JK} = \frac{d\Phi}{dF} \cos(\gamma_J - \gamma_K),$$

вытекающей из (30), если

учесть, что всегда

$$\lim_{F \rightarrow 0} \frac{\Phi}{F} = \frac{d\Phi}{dF}.$$

По h -характеристике рассчитывается и начальный режим рассмотренной выше характеристики $\vec{I} = \vec{I}(\alpha)$ при любом аргументе α , определяющий начальные условия для интегрирования системы (15).

В заключение прокомментируем применение дифференциального точечного метода на примере расчета характеристики однофазного синхронного генератора, отражающей зависимость кривых токов статора и ротора от напряжения возбуждения при питании обмотки возбуждения (ротора) напряжением постоянной полярности u .

Уравнения (5) для $(j-1)$ -го узла в этой задаче имеют вид:

$$\begin{aligned} & [-3(x_{\sigma I} + x_{\sigma I I(j-1)}) + gr_{II}] i_{I(j-1)}^u + 4gr_{II} i_{Ij}^u + \\ & + [3x_{\sigma I} + x_{\sigma II(j+1)} + gr_{II}] i_{II(j+1)}^u - 3x_{\sigma I II(j-1)} i_{II(j-1)}^u + \\ & + 3x_{\sigma I II(j+1)} i_{II(j+1)}^u i_{I(j+1)}^u = 0; \\ & - 3x_{\sigma I II(j-1)} i_{I(j-1)}^u + 3x_{\sigma I II(j+1)} i_{I(j+1)}^u + \\ & + [-3(x_{\sigma II} + x_{\sigma II II(j-1)}) + gr_{II}] i_{II(j-1)}^u + 4gr_{II} i_{IIj}^u + \\ & + [3(x_{\sigma II} + x_{\sigma II II(j+1)}) + gr_{II}] i_{II(j+1)}^u - 6g = 0, \end{aligned}$$

где $r_I, r_{II}, x_{\sigma I}, x_{\sigma II}$ — активные и индуктивные сопротивления рассеяния фазы статора и обмотки возбуждения.

Результаты расчета на ЦВМ одного из режимов и сравнение с экспериментальными данными приведены на рис. 2. Характеристики намагничивания машины изображены на рис. 3. Система вида (15) интегрировалась методом Рунге — Кутты с автоматическим выбором шага, количество шагов при этом для приведенной здесь и других задач обычно редко превышает 10, так как характеристики намагничивания реальных неявнополюсных машин имеют сравнительно небольшой диапазон изменения крутизны.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Пухов Г. Е. Методы анализа и синтеза квазианалоговых электронных цепей. Киев, «Наукова думка», 1967.
2. Фильц Р. В., Глухивский Л. И. Расчет статических характеристик насыщенных явнополюсных синхронных машин. — «Электричество», 1971, № 3.
3. Козий Б. И., Фильц Р. В. Самовозбуждение насыщенного асинхронного двигателя с последовательными конденсаторами. — «Электричество», 1972, № 5.
4. Березин И. С., Жидков Н. П. Методы вычислений, т. 2. М., Физматгиз, 1960.
5. Фильц Р. В. Дифференциальные уравнения напряжений насыщенных неявнополюсных машин переменного тока. — «Изв. вузов. Электромеханика», 1966, № 11.
6. Максимович Н. Г. Линейные электрические цепи и их преобразования. М., Госэнергоиздат, 1961.

[2.6.1975]

Исследование индуктированных напряжений в обмотке ротора асинхронизированных машин

ВОЛКОВА Е. А., СУХАНОВ Л. А., ФИЛИЧЕВ О. Н.

ВНИИЭлектромаш

При проектировании фазных обмоток для неявнополюсных роторов машин переменного тока необходимо учитывать возможность кратковременного появления между отдельными ее частями повышенных индуктированных напряжений. Они возникают в переходных режимах (например, внезапные короткие замыкания в цепи статора), когда в образовавшемся неподвижном относительно статора магнитном поле, созданном аperiodическими токами, вращается многовитковая обмотка ротора [Л. 1]. Частота индуктируемых напряжений определяется скоростью вращения ротора, а их величина зависит от коэффициента трансформации между обмотками ротора и статора, а также от принятой схемы соединения отдельных частей обмотки. В неблагоприятном случае указанные напряжения могут достигать значений, способных вызвать электрические пробой воздушных промежутков в изолированных головках лобовых частей обмотки. При изолированных головках опасности подвергается изоляция стержней в пазовой части обмотки.

В статье дается анализ распределения индуктированных напряжений между отдельными частями сложной обмотки фазного ротора асинхронизированного гидрогенератора мощностью 50 МВ·А [Л. 2] и указываются способы выполнения схемы обмотки, обеспечивающие снижение этих напряжений. Рассмотрены результаты измерений индуктированных напряжений в обмотке ротора гидрогенератора на Иовской ГЭС для различных режимов.

Обмотка фазного ротора выполнена по следующим данным: число пар полюсов $p=22$; фаз $m=2$; слоев $k=4$; пазов на полюс и фазу $q=6$; стержней по ширине паза $t=2$; полюсно-фазных зон $2pm=88$.

На рис. 1 показано размещение стержней в пазах одной полюсно-фазной зоны. Счет пазов ведется слева направо, а слоев обмотки — от дна паза. Стержни, расположенные в соседних фазных зонах, соединены в витки по принципу выполнения двухслойной обмотки с диаметральной шагом. Так, показанные на рисунке стержни первого и второго слоев образуют виток при соединении с идентично расположенными стержнями второго и первого слоев соседней фазной зоны, а стержни третьего и четвертого слоев обмотки — со стержнями четвертого и третьего слоев соответственно. Одинаково расположенные в магнитном поле витки соединены между собой по схеме выполнения волновой обмотки. Они образуют ветви (обходы), обходящие окружность ротора. Число витков в каждой ветви равно числу пар полюсов. Совокупность ветвей фазы, стержни которых расположены в одних и тех же слоях соседних пазов полюсно-фазной зоны, назовем группой обмотки. Число ветвей в группе $l=qt$; число групп в фазе равно числу слоев обмотки k . В каждой фазе имеется $N=kl$ ветвей и $w=pN=pkqt$ витков.

Из рис. 1 видно, что стержни 1—12 и 37—48 принадлежат I и IV группам, а стержни 13—24 и

25—36 — II и III группам. Последовательное соединение ветвей I и IV групп по сравнению со II и III группами выполнено в противоположных направлениях.

В лобовых частях обмотки стержни образуют ряды. Их количество равно числу слоев обмотки. При этом в каждой полюсно-фазной зоне размещаются стержни, принадлежащие двум соседним группам. Стержни в ветвях соединяются прямыми переключками, образуя головки. Соединение соседних ветвей каждой фазы обмотки выполняется в зоне выводов ветвей позиционными переключками. Выводы ветвей каждой фазы занимают две соседних фазных зоны.

На рис. 2 показано соединение выводов ветвей одной фазы обмотки и стержней другой фазы. Позиционные переключки внутри групп, так же как и головки, последовательно соединяют между собой I и II, III и IV ряды стержней. Позиционные переключки между группами осуществляют последовательное соединение между каждыми парами рядов. При этом движение по рядам для каждых двух групп обмотки производится в противоположном направлении. Нумерация ветвей на рис. 2 соответствует нумерации стержней на рис. 1. Нумерация рядов на рис. 2 произведена от оси ротора к периферии и соответствует нумерации слоев на рис. 1. Начало и конец фазы обмотки обозначены буквами n и k . Выводы ветвей второй фазы соединены аналогично и размещены диаметрально противоположно по окружности ротора. Изложенный выше порядок соединения обеспечивает наиболее простое конструктивное выполнение зон выводов.

Рассмотрим случай, когда ротор с описанной выше фазной обмоткой вращается в неподвижном магнитном поле, созданном постоянными токами, протекающими по фазам обмотки статора. Индуктированные э. д. с. каждой ветви обмотки ротора могут быть представлены векторами одинаковой величины с углами сдвига, соответствующими расположению ветвей в магнитном поле. В масштабе синхронной гармонической составляющей угол сдвига между соседними пазами ротора

$$\alpha = \frac{\pi}{mq} \quad (1)$$

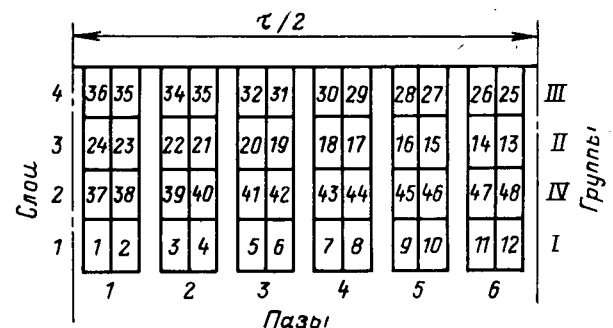


Рис. 1. Расположение стержней в пазах одной фазы обмотки ротора.

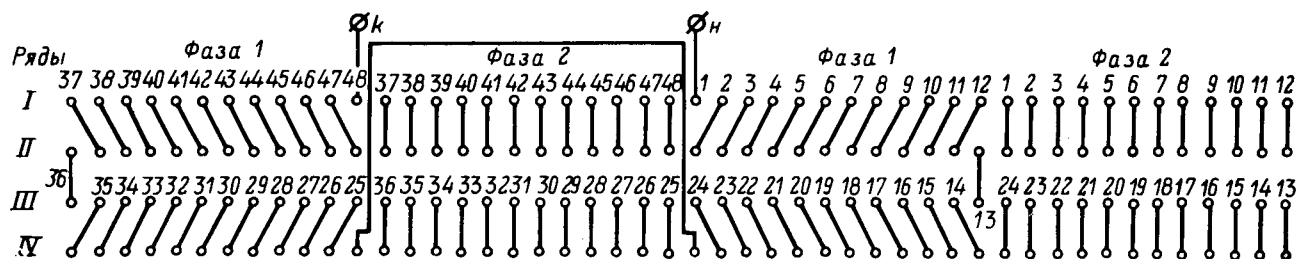


Рис. 2. Расположение позиционных перемычек в зоне выводов фазы обмотки ротора.

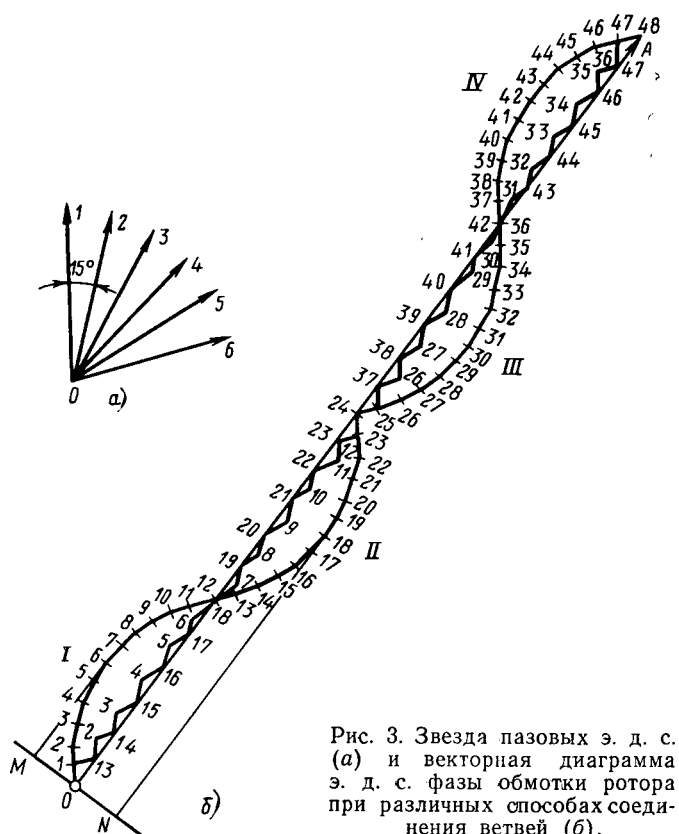


Рис. 3. Звезда пазовых э. д. с. (а) и векторная диаграмма э. д. с. фазы обмотки ротора при различных способах соединения ветвей (б).

Угол сдвига между соседними стержнями в пазу

$$\beta = \alpha \frac{b_n}{t_z}, \quad (2)$$

где b_n — расстояние между осями стержней по ширине паза; t_z — шаг по пазам ротора.

Для рассматриваемой обмотки ротора $\alpha = 15^\circ$, $\beta = 3,32^\circ$. При рассмотрении качественной стороны явления углом β ввиду его малости можно пренебречь, при количественных расчетах его учет необходим.

На рис. 3,а показаны шесть векторов пазовых э. д. с. Векторная диаграмма э. д. с. разомкнутой фазы обмотки ротора, полученная последовательным суммированием индуктированных э. д. с. ветвей, дана на рис. 3,б (внешняя кривая). Выборка векторов пазовых э. д. с. (рис. 3,а) производилась последовательно в направлении векторов 1—6 для I и IV групп обмотки и в направлении векторов 6—1 для II и III групп в соответствии с расположением стержней на рис. 1. Вследствие этого векторы э. д. с. указанных групп фазы оказались рас-

положенными на рис. 3,б по обе стороны от результирующего вектора э. д. с. фазы \overline{OA} . Для любой части обмотки индуктированная э. д. с. определяется вектором, проведенным из точки O в конец вектора э. д. с. соответствующей ветви; э. д. с. между отдельными частями обмотки равна разности соответствующих векторов э. д. с. этих частей. Аналогичная диаграмма, но повернутая на угол 90° , может быть построена для второй фазы обмотки ротора. Совмещенная диаграмма для обеих фаз позволяет определить межфазные напряжения в обмотке ротора.

Введем понятие коэффициента неравномерности векторной диаграммы э. д. с., определив его как отношение наибольшей проекции диаграммы на направление, перпендикулярное вектору \overline{OA} , к величине этого вектора:

$$k_n = \frac{MN}{OA}. \quad (3)$$

Вектор \overline{OA} представляет собой индуктированную э. д. с. фазы обмотки ротора, величина которой e_p определяется через амплитудное значение фазной э. д. с. обмотки статора e_c и коэффициент трансформации по напряжению k_T между обмотками ротора и статора:

$$e_p = e_c k_T; \quad (4)$$

$$k_T = \frac{\omega_p k_{wp}}{\omega_c k_{wc}}, \quad (5)$$

где ω_p , ω_c , k_{wp} и k_{wc} — числа витков обмоток и обмоточные коэффициенты ротора и статора.

В соответствии с этим вектор \overline{MN} следует понимать как индуктированную э. д. с. в фазе

$$e_m = e_p k_n. \quad (6)$$

Значение e_m может быть получено из опыта питания переменным током одной из фаз обмотки неподвижного ротора при разомкнутой обмотке статора.

При эксплуатации генератора к обмотке ротора подключен возбудитель. Поскольку индуктивное сопротивление якоря возбудителя примерно на два порядка меньше сопротивления обмотки ротора, то ее можно считать находящейся в режиме, близком к короткому замыканию. Протекающий по обмотке ротора реактивный ток (активной составляющей пренебрегаем) создает падения напряжений в ветвях, векторы которых находятся в противофазе с результирующим вектором \overline{OA} (рис. 3,б). Результирующее напряжение каждой ветви может быть найдено как разность векторов соответствующей

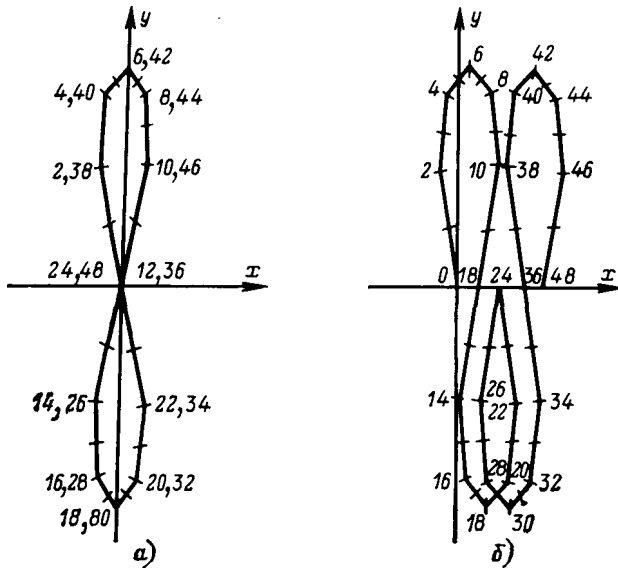


Рис. 4. Векторные диаграммы напряжений фазы обмотки ротора при $k_p=1$.
а — короткозамкнутой $u_b=0$; б — замкнутой на якорь возбuditеля $u_b=36$ В.

э. д. с. и падения напряжения на индуктивном сопротивлении рассеяния рассматриваемой ветви. Последовательное суммирование этих напряжений позволяет построить векторную диаграмму напряжений фазы обмотки ротора. Ортогональные координаты точек диаграммы вычисляются по формулам:

$$e_x = \sum_{n=1}^N (e \cos \alpha_n - i_p x_n); \quad (7)$$

$$e_y = \sum_{n=1}^N e \sin \alpha_n, \quad (8)$$

где α_n — угол между вектором э. д. с. n -й ветви и осью намагничивания фазы; x_n — индуктивное сопротивление рассеяния n -й ветви; i_p — ток фазы; e — модуль вектора э. д. с. одной ветви;

$$e = \frac{e_p p}{\omega_p k_{\omega p}}. \quad (9)$$

Напряжение на выводах фазы, замкнутой на якорь возбuditеля, описывается уравнением:

$$e_p - i_p x_p = u_b; \quad u_b = i_p x_b, \quad (10)$$

где x_p, x_b — индуктивные сопротивления рассеяния фазы обмотки ротора и якоря возбuditеля.

При короткозамкнутой обмотке ротора

$$e_p - i_p x_p = 0. \quad (11)$$

Полагая, что индуктивные сопротивления всех ветвей обмотки равны, получаем:

$$x_n = x_p / N. \quad (12)$$

Используя (10) и (11), получаем значение индуктивного сопротивления рассеяния для одной ветви фазы:

$$x_n = \frac{e_p}{i_p N}; \quad (13)$$

$$x_n = \frac{e_p - u_b}{i_p N}. \quad (14)$$

На рис. 4,а приведена векторная диаграмма распределения напряжений в ветвях короткозамкнутой фазы обмотки ротора, построенная по (7) и (8) в предположении равенства между собой индуктивных сопротивлений всех ветвей по (13). Диаграмма представляет собой две совмещенные «восьмерки», верхние и нижние части которых симметричны. Каждая «восьмерка» соответствует I и II, III и IV группам фазы. Координатная ось ox совмещена с вектором \vec{OA} на рис. 3,б. На рис. 4,б дана диаграмма, построенная с учетом падения напряжения на сопротивлении якоря возбuditеля (отрезок 0—48).

Из рис. 4 видно, что даже в случае короткозамкнутой фазы между отдельными частями обмотки ротора существуют индуктированные напряжения, максимальные значения которых не зависят от сопротивления якоря возбuditеля. Они пропорциональны расстояниям наиболее удаленных точек диаграммы от оси ox (6—18 и 30—42) и рассчитываются по (6).

С точки зрения оценки электрической прочности изоляции обмотки наибольший интерес представляют напряжения между теми ее частями, стержни которых лежат в одном пазу, а головки лобовых частей находятся в одной полюсно-фазной зоне и расположены в соседних рядах, на одной вертикальной прямой. Из рис. 2 видно, что таковыми головками являются 7—18 и 30—43, напряжения между которыми близки к e_m .

Для проверки расчетных результатов на асинхронизированных гидрогенераторах Иовской ГЭС были проведены измерения напряжений на головках стержней обмотки ротора в режиме симметричного трехфазного питания обмотки статора переменным током частоты 50 Гц. Фазные обмотки неподвижного ротора замкнуты на якорь возбuditеля. Физическая картина явлений этого опыта соответствует вращению ротора в поле, созданном аперидическими токами статора в режиме трехфазного короткого замыкания.

Данные опыта: фазное напряжение статора $U_\phi = 243$ В; ток статора $I_\phi = 387$ А; токи в фазах ротора $i_{p1} = i_{p2} = 44$ А; напряжение на возбuditеле $u_b = 36$ В. Индуктивные сопротивления обмотки статора $x_l = 0,266$ Ом; обмотки ротора $x_p = 35,4$ Ом; якоря возбuditеля $x_b = 0,64$ Ом. При исходных обмоточных данных гидрогенератора ($\omega_p = 1056$; $\omega_c = 84$; $k_{\omega p} = 0,903$; $k_{\omega c} = 0,934$; $k_T = 12,15$; $k_H = 0,1$) индуктированная э. д. с. в фазе обмотки ротора $e_p = 1850$ В.

На рис. 5 приведена векторная диаграмма напряжений и токов гидрогенератора в указанном режиме, построенная по опытным данным. Для наглядности напряжение на возбuditеле дано в увеличенном масштабе. Из диаграммы видно, что вектор тока обмотки возбuditеля отстает от вектора э. д. с. на угол, практически равный 90° .

По результатам указанных выше измерений напряжений на головках стержней была построена векторная диаграмма. Сравнение диаграммы напряжений, построенных по расчетным и опытным данным, показало хорошее совпадение значений наибольших напряжений внутри обмотки (т. е. между ветвями 6—18 и 30—42). Указанные напряжения составили 210 В, что примерно в шесть раз

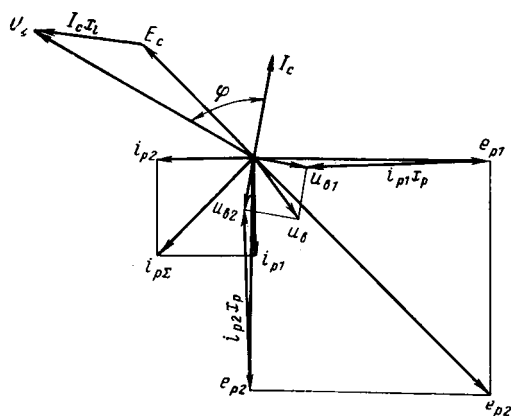


Рис. 5. Диаграмма напряжений и токов асинхронизированного генератора в режиме трехфазного питания обмотки статора при неподвижном роторе, обмотки которого замкнуты на якорь возбудителя.

превышает напряжение на контактных кольцах ротора в рассматриваемом режиме. В то же время по форме верхние и нижние петли расчетной диаграммы (рис. 4, б) оказались отличными от опытной.

Дальнейшее уточнение характера распределения напряжений в ветвях обмотки ротора получается, если учесть различие индуктивных сопротивлений между слоями. Выразим отношение средних индуктивных сопротивлений ветвей, лежащих в двух нижних слоях обмотки $x_{нн}$, к ветвям двух верхних слоев обмотки $x_{нв}$ коэффициентом

$$k_p = \frac{x_{нн}}{x_{нв}}. \quad (15)$$

Так как индуктивное сопротивление рассеяния фазы

$$x_p = \frac{N}{2} (x_{нн} + x_{нв}), \quad (16)$$

то с учетом (15) найдем:

$$\left. \begin{aligned} x_{нн} &= \frac{2x_p k_p}{N(1+k_p)}; \\ x_{нв} &= \frac{2x_p}{N(1+k_p)}. \end{aligned} \right\} \quad (17)$$

Полученные значения сопротивлений использованы при расчете ортогональных координат диаграмм напряжения. Соответствующие расчеты при постоянном значении $x_{нв}$ (вектор 0—48) показали, что увеличение k_p больше единицы приводит к расширению векторных диаграмм напряжений вдоль оси ox и заострению верхних петель. При уменьшении k_p имеет место аналогичное расширение диаграмм, но заостряются их нижние петли. Известно, что индуктивные сопротивления рассеяния нижних слоев обмотки несколько больше, чем верхних. Согласно опытным данным для рассматриваемой обмотки коэффициент $k_p = 1,3$.

На рис. 6, а приведена диаграмма напряжений, полученная расчетом по (7)—(8) для приведенного значения k_p . Внесенное уточнение обеспечило совпадение с опытными значениями отдельных напряжений (отрезок 12—36) по оси ox .

Полное совпадение с опытной диаграммой напряжения (рис. 6, б) обеспечивается при учете нерав-

номерного распределения индуктивных сопротивлений одних и тех же слоев обмотки в пределах полюсно-фазной зоны. Сопоставление измеренных значений напряжений на головках ветвей, находящихся в одной фазной зоне, показало, что они находятся в соотношении 1 : 0,908 : 0,732 при движении от центральных пазов к крайним. Такая неравномерность объясняется сложностью магнитных полей рассеяния рассматриваемой фазной обмотки, особенно в ее лобовых частях.

Выше отмечалось, что для определения межфазных напряжений необходимо построить диаграммы обеих фаз, т. е. к диаграмме рис. 6, б добавив аналогичную диаграмму, повернутую на 90°. Можно показать, что наибольшие напряжения между соседними головками разных фаз составляют примерно 60% напряжений e_m , т. е. они не превосходят максимальных фазных напряжений.

Покажем теперь, что (6) оказывается справедливым не только в установившихся, но и в переходных режимах.

На рис. 7 приведена осциллограмма опыта внезапного трехфазного короткого замыкания из режима холостого хода. Опыт проведен при пониженном напряжении обмотки статора, равным 11% номинального значения. Измеренные данные по осциллограмме: ток статора $I_{вм} = 2800$ А; ток ротора $i_{рз} = 378$ А; напряжение на кольцах ротора $u_{нв} = 192$ В. Для номинальных данных генератора $U_{\phi} = 6,08$ кВ и $\cos \varphi = 0,8$ при $x_p = 0,256$ о. е. значение внутренней э. д. с. по диаграмме Потье составляет $E_{ин} = 1,08 U_{\phi}$. Учитывая, что $k_t = 12,15$; $k_n = 0,1$, для амплитудного значения напряжения обмотки ротора с использованием (4) и (6) получаем $e_m = 1,24$ кВ, что хорошо совпадает с данными осциллограммы.

Следовательно, при внезапном трехфазном коротком замыкании максимальные напряжения в обмотке ротора e_m составят 11,3 кВ. Столь высокие значения индуктированных напряжений, естественно, недопустимы для обмотки ротора, уровень электрической прочности которой составляет 7,1 кВ при номинальном напряжении 0,3 кВ.

Существенное снижение индуктированных напряжений может быть достигнуто за счет более рационального соединения ветвей либо их частей

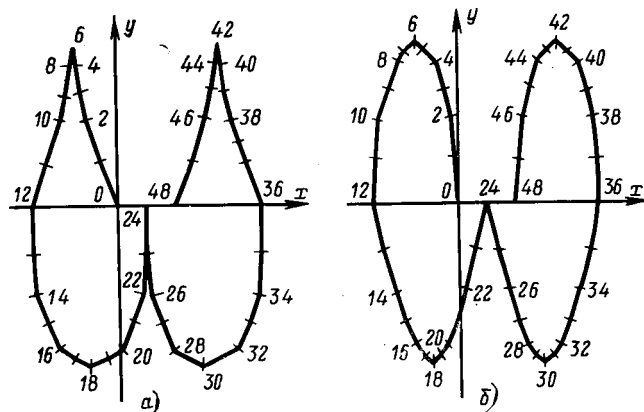


Рис. 6. Векторные диаграммы напряжений фазы обмотки ротора, замкнутой на якорь возбудителя $u_{нв} = 36$ В.

а — $k_p = 1,3$, $x_n = \text{const}$; б — $k_p = 1,3$, $x_n = \text{var}$.

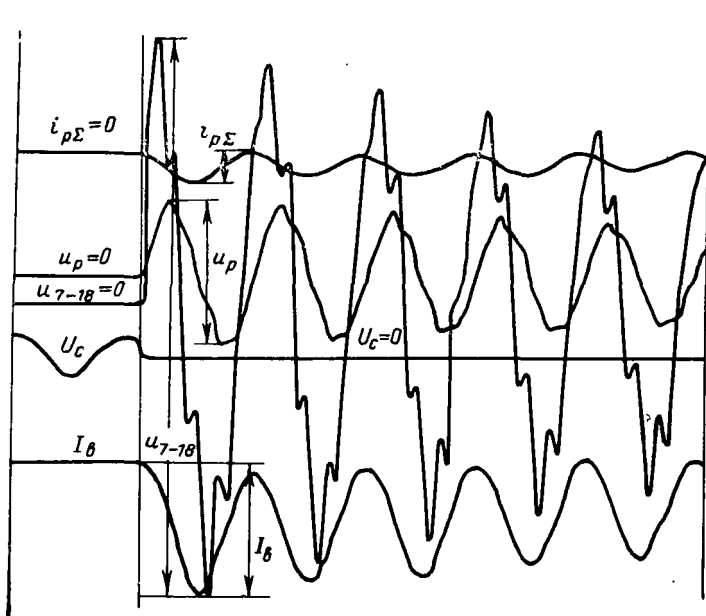


Рис. 7. Осциллограмма внезапного трехфазного короткого замыкания на зажимах генератора при пониженном напряжении $U_c = 0,11U_\phi$.

в фазах обмотки. Действительно, соединению ветвей обмотки ротора соответствует определенная последовательность суммирования векторов э. д. с. ветвей на диаграмме рис. 3,б, поэтому задача снижения индуктированных напряжений сводится к обеспечению наименьшего коэффициента k_n . Если выбрать соединение ветвей так, чтобы последовательность выборки векторов э. д. с. этих ветвей на пазовой звезде (рис. 3,а) выполнялась от краев фазных зон к середине, то получим существенное уменьшение коэффициента неравномерности k_n , а значит и максимальных индуктированных напряжений.

Указанная выборка векторов э. д. с. должна выполняться поочередно из двух соседних групп фазы, например вектора 1—13—2—14 и т. д. на рис. 3,б. В случае выборки векторов э. д. с. в пределах одной и той же группы фазы, например 1—12—2—11 и т. д., достигается снижение индуктированных напряжений между частями обмотки одной фазы, но напряжения между отдельными частями разных фаз обмотки ротора практически не снижаются. На рис. 3,б внутренняя кривая 1—13—2—14 и т. д. соответствует векторной диаграмме для одной фазы при указанной оптимальной выборке векторов э. д. с. ветвей обмотки.

В общем виде для четырехслойной обмотки фазного ротора, начала и концы ветвей которой образуют m зон выводов, занимающих $2m$ полюсно-фазных зон, имеющих четыре ряда с $l=qt$ выводами в каждом ряду, соединения выводов ветвей в каждой полюсно-фазной зоне должны выполняться между II и III, I и IV рядами. При этом номера соединяемых выводов двух средних рядов определяются по формулам $[(h-1)l+n]$ и $[hl+n]$, а двух крайних рядов по формулам $[hl+n]$ и $[(h-1)l+n+1]$.

Переменные h и n принимают последовательно целочисленные значения $h=1, 3; n=1, 2, \dots, l$. Это

Значение h	Порядок соединения выводов	
	Ряды II—III	Ряды I—IV
1	1—13, 2—14, 3—15, 4—16, 5—17, 6—18, 7—19, 8—20, 9—21, 10—22, 11—23, 12—24	2—13, 3—14, 4—15, 5—16, 6—17, 7—18, 8—19, 9—20, 10—21, 11—22, 12—23
3	25—37, 26—38, 27—39, 28—40, 29—41, 30—42, 31—43, 32—44, 33—45, 34—46, 35—47, 36—48	37—26, 38—27, 39—28, 40—29, 41—30, 42—31, 43—32, 44—33, 45—34, 46—35, 47—36

соотношение справедливо как для четного, так и для нечетного числа ветвей l в группе.

Порядок соединения выводов для рассматриваемой обмотки фазного ротора ($l=12, m=2$) приведен в таблице.

Однако практическое осуществление рассмотренной схемы соединения ветвей обмотки ротора приводит к сложной конструкции зоны выводов фазы [Л. 1]. В этом случае требуются позиционные перемычки различной длины и сложной конфигурации, пересекающиеся между собой.

Более простой способ снижения индуктированных напряжений заключается в разделении ветвей обмотки на две в общем случае неравные части. Соединение этих частей ветвей следует выполнять в зоне головок стержней дополнительными косыми перемычками. В этом случае сохраняется простое конструктивное исполнение позиционных перемычек в зоне выводов обмотки, указанное на рис. 2.

Если p — число пар полюсов машины, n — номер ветви в группе, то числа витков w_{n1} и w_{n2} в частях ветвей определяются при $n=1, 2, \dots, m_1$:

$$w_{n1} = M - n; \quad w_{n2} = M + n \quad (18)$$

и далее при $n=m_2, \dots, l$:

$$w_{n1} = M + (l+1) - n; \quad w_{n2} = M - (l+1) + n, \quad (19)$$

где $m_1=l/2, m_2=l/2+1$ при l — четном числе; $m_1=(l+1)/2, m_2=(l+3)/2$ при l — нечетном; $M=p/2$ при p — четном числе; $M=(p+1)/2$ при p — нечетном.

Части ветвей следует соединить для двух соседних групп фазы при движении на звезде пазовых э. д. с. от краев фазной зоны к середине, как было пояснено выше. Начальные части ветвей обозначены цифрами со штрихом, а конечные — цифрами с двумя штрихами. Тогда рассматриваемому способу исполнения обмотки будет соответствовать следующая последовательность соединения частей ветвей от начала к концу фазы: $n-1'-13''-14'-2''-3'-15''-\dots-47''-35''-36'-48''-k$, при этом выборка векторов на диаграмме пазовых э. д. с. происходит в последовательности 1—6—6—1—2—5—5—2—3—4—4—3—4—3—3—4 и т. д. В рассмотренном случае коэффициент неравномерности э. д. с. уменьшился до $k_n=0,015$; напряжения между отдельными частями обмотки снизились до уровня напряжений на кольцах ротора.

Дополнительными перемычками соединяются между собой II с III и I с IV рядами в зоне головок стержней.

Номера $(h-1)l+n$ I и II рядов головок соединяются с номерами $hl+n$ III и IV рядов головок. При этом переменные h и n последовательно принимают целочисленные значения $h=1, 3; n=1, 2, \dots, (l-1)$ при l — нечетном; $n=1, 2, \dots, l$ при l — четном.

Общее число дополнительных перемычек равно числу ветвей обмотки. Они размещены попарно в полюсно-фазных зонах ротора. Таким образом, число полюсно-фазных зон, занятых дополнительными перемычками, равно $mkl/2$. Число полюсно-фазных зон обмотки ротора $2pm$, из них $m[2+(m-1)]$ зоны занято выводами обмотки. Число свободных полюсно-фазных зон $m(2p-m-1)$. Для пересоединения обмотки по указанному способу нужно, чтобы число свободных полюсно-фазных зон было больше числа зон, необходимых для размещения дополнительных перемычек, т. е. должно выполняться условие:

$$m(2p-m-1) > mkl/2. \quad (20)$$

Указанные перемычки имеют различные модификации в зависимости от удаленности соединяемых стержней в полюсно-фазной зоне, от соединяемых слоев обмотки и от направления их соединения. Перемычки каждой фазы размещены в двух векторах обмотки ротора в соседних фазных зонах, т. е. через $m-1$ полюсно-фазную зону. Если обмотка выполнена так, что

$$m(2p-m-1) < mkl, \quad (21)$$

то наблюдается «наползание» секторов с перемычками разных фаз друг на друга, т. е. в лобовых частях обмотки ротора образуются области, в которых перемычки разных фаз размещены в соседних полюсно-фазных зонах. Из конструктивных соображений удобно, чтобы перемычки, расположенные в указанных областях, имели наименьшую длину. Это условие выполняется, если числа вит-

ков в разделенных на части ветвях определять по (18) и (19). Некоторого уменьшения числа рядом расположенных перемычек фаз обмотки можно достигнуть, если в одной из пар соединяемых групп ветвей число витков при $n=m_2, \dots, l$ вместо (19) определять по формулам:

$$\omega_{n1} = M + l - n; \quad \omega_{n2} = M - l + n. \quad (22)$$

По такому способу разделения ветвей выполнены обмотки фазных роторов двух гидрогенераторов Иовской ГЭС.

Выводы. 1. При проектировании фазных роторов машин переменного тока следует учитывать индуцированные напряжения между отдельными частями обмотки ротора, которые возникают в аварийных режимах вследствие появления неподвижного относительно статора магнитного поля от апериодических токов.

2. Существенное снижение максимальных индуцированных напряжений обеспечивается рациональным соединением ветвей фаз обмотки позиционными перемычками в зоне выводов либо за счет разделения ветвей на части и соответствующего соединения их косыми перемычками в зоне лобовых частей обмотки при выполнении наиболее простой в конструктивном отношении зоны выводов.

3. Эффективность обоих мероприятий была проверена экспериментально на асинхронизированном гидрогенераторе Иовской ГЭС. Второй способ предпочтительнее, так как наряду с простотой конструкции зоны выводов ветвей обеспечивает дополнительное снижение напряжений между частями обмоток разных фаз.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Волкова Е. А., Суханов Л. А. Способ снижения индуцированных напряжений между частями многослойной обмотки фазного ротора. — «Электротехника», 1974, № 2.
2. Опытный гидрогенератор с поворотной осью намагничивания. — «Сборник Электросила», 1962, № 2.

[15.5.1975]



УДК 621.313.317

Высокоиспользованные бесконтактные торцевые синхронные генераторы

Канд. техн. наук ПЛАТОНОВ А. М., доктор техн. наук ПАЛАСТИН Л. М., инж. ГВОЗДЫРЕВ Н. А.

ВНИИЭМ

Из числа известных и наиболее рациональных типов бесконтактных переменного-полюсных синхронных машин конструкции с внешнезамкнутым потоком (ВЗП) и торцевые (ТСГ) обладают относительно небольшой предельной мощностью.

Для повышения мощности электромашинных источников электроэнергии применяют единичные генераторы — блоки, из которых komponуют бесконтактные многоблочные синхронные генераторы. Такие генераторы могут состоять из нескольких машин ВЗП с последовательным прохождением потока возбуждения по их магнитным цепям. В этом случае размещение блоков в общем корпусе на одном валу, а также влияние вылета аксиальных лобовых частей обмоток нескольких якорей приво-

дит к значительному расстоянию между подшипниковыми опорами, снижению жесткости конструкции, повышенным потокам рассеяния, увеличению магнитной несимметрии и прочим отрицательным явлениям, что существенно увеличивает массу многоблочных машин.

В качестве единичных генераторов-блоков можно применять одно- и двухпакетные бесконтактные ТСГ [Л. 1, 2], которые по сравнению с ВЗП [Л. 3] имеют существенно меньшие массу и осевые размеры при повышенных значениях диаметров и окружных скоростей вращения роторов. Многоблочному исполнению электрогенератора, состоящего из наиболее рационального типа ТСГ с расположением обмотки возбуждения между двумя полюсны-

ми системами [Л. 4], присущи следующие недостатки:

1. Необходимость в отдельных объемах вдоль оси вращения машины для размещения торцевых якорей и кольцевых обмоток возбуждения, что увеличивает аксиальные размеры и массу многоблочного генератора за счет соответствующего удлинения корпуса, осевой втулки и вала, являющихся наиболее металлоемкими узлами.

2. Невозможность рационального использования пространства над торцевыми статорами и внутри их под обмотки возбуждения.

3. Усложнение конструкции многоблочного генератора в целом, определяемое необходимостью применения дополнительных узлов для сборки и крепления пакетов якорей и обмоток возбуждения соответствующего числа блоков.

4. Повышение величины магнитных потоков рассеяния во внутреннем и внешнем объемах машины и др.

Торцевые индукторные генераторы [Л. 6, 7], состоящие из двух полюсных систем, аналогичных звездочкам внутренних полюсов ТСГ, между которыми размещены два совмещенных или отдельных якоря и кольцевая обмотка возбуждения, имеют относительно малые аксиальные размеры благодаря размещению обмотки возбуждения во внутреннем пространстве между якорем и осевой втулкой полюсов. Однако масса таких генераторов значительно превосходит массу торцевых переменного-полюсных машин из-за индукторного принципа наведения э. д. с.

Таким образом, для создания бесконтактного синхронного генератора сравнительно большой мощности и минимальной массы, а также для использования его в многоблочной конструкции путем размещения на одном валу нескольких машин, можно установить следующие дополнительные возможности:

максимально уменьшить число пассивных частей магнитопровода, непосредственно не участвующих в генерировании э. д. с., к которым относятся все ферромагнитные части за исключением зубцового слоя якоря и полюсных наконечников индукторов;

максимально использовать внутренние объемы магнитопроводов каждого блока под обмотки возбуждения;

обеспечить минимальные значения диаметров расточек для возможности выбора максимально допустимой частоты вращения;

уменьшить число добавочных воздушных зазоров в магнитной цепи, а также между якорем и магнитопроводом машины;

минимизировать внутренние и внешние магнитные поля рассеяния;

использовать альтернативный принцип наведения э. д. с. в якорных обмотках;

устранить центральные отверстия под вал в полюсных системах, снижающие механическую прочность роторов;

максимально уменьшить аксиальные размеры генератора для повышения жесткости конструкции и надежности работы подшипниковых опор.

Торцевые генераторы со сдвоенными внутренними статорами и коаксиальными обмотками воз-

буждения. На рис. 1 приведена конструктивная схема двухпакетного ТСГ [Л. 5], из которых комплектуется многоблочный бесконтактный генератор. Каждый такой блок состоит из двух статоров 1 с внешними торцевыми рабочими поверхностями, в пазах которых размещены якорные обмотки. Во внутреннем объеме статоров размещена внутренняя кольцевая обмотка возбуждения 2, а в наружном объеме над статорами — наружная кольцевая обмотка возбуждения 3, коаксиальная с обмоткой 2. Против торцевых рабочих поверхностей статоров размещены левая и правая полюсные системы, состоящие из внутренних 4 и наружных 5 звездочек полюсов. Внутренние (и соответственно наружные) правые полюсы звездочек смещены относительно внутренних левых на полюсное деление. Поэтому ось левого внутреннего полюса, перпендикулярная валу, совпадает с осью правого наружного полюса. Внутренние левые и правые звездочки полюсов соединены между собой магнитно-мягкой втулкой 6. Наружные и внутренние левые (и соответственно правые) полюсы соединены между собой с помощью немагнитных перемычек в полюсные системы, вращающиеся внутри ярма (корпуса) 7.

Направление токов в обмотках возбуждения 2, 3 может быть согласным (рис. 1, 2) или встречным (рис. 3), что определяет соответственно переменного-полюсный или индукторный тип машины.

Переменно-полюсные генераторы. При согласном направлении токов возбуждения создаются следующие основные (рабочие) магнитные потоки возбуждения: Φ_0 — общий магнитный поток; $\Phi_{вн}^в$ — внутренний индукторный поток; $\Phi_{нн}^в$ — наружный индукторный поток. Общий магнитный поток Φ_0 проходит последовательно по магнитным цепям двух пакетов и определяет переменного-полюсный эффект наведения э. д. с. в обмотках якорей под действием н. с. обеих обмоток возбуждения. В каждом пакете ТСГ Φ_0 проходит по половине осевой втулки, внутреннему полюсу, зазору $\delta_т$, зубцам и спинке якоря, снова зазору $\delta_т$, внешнему полюсу, добавочному зазору $\Delta_н$ и половине корпуса. Таким образом, длина пути прохождения магнитного потока одного пакета между точками А и В, обозна-

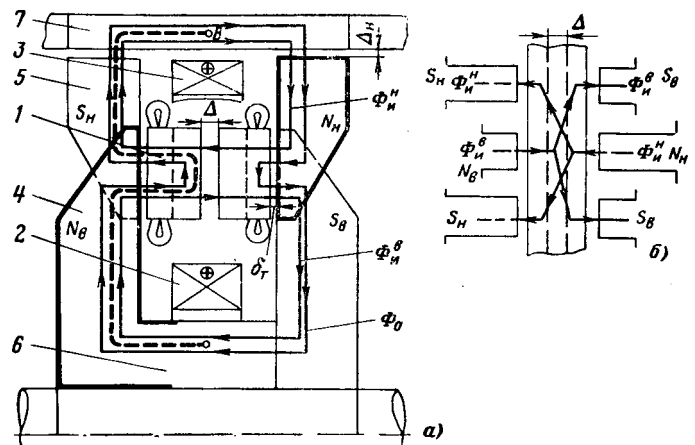


Рис. 1.

ченная на рис. 1 утолщенным пунктиром, оказывается практически такой же, что и в простейшей клювообразной машине с кольцевой обмоткой возбуждения и контактными кольцами, имеющей минимальные величины н.с. возбуждения, веса магнитопровода и машины в целом. Поэтому данная конструкция бесконтактной торцевой синхронной машины при $2p \geq 4$ позволяет получить массу, практически равную массе классической явнополюсной синхронной машины с контактными кольцами.

Внутренний индукторный поток $\Phi_{\text{вн}}$, вызываемый внутренней обмоткой возбуждения, проходит по осевой втулке, внутренним левому и правому полюсам, статорам и зазору Δ . Наружный индукторный поток $\Phi_{\text{н}}$, вызываемый наружной обмоткой возбуждения, проходит по корпусу, наружным левому и правому полюсам, статорам и зазору Δ .

Индукторные потоки, проходящие через зазор Δ между пакетами статоров не являются потоками рассеяния, так как они проходят между левыми и правыми внутренними (или наружными) полюсами (рис. 1, б) через рабочие воздушные зазоры $\delta_{\text{т}}$. Однако значения индукторных потоков тем меньше, а общий поток тем больше, чем больше зазор Δ между торцевыми статорами.

Благодаря применению внутренней и наружной обмоток возбуждения с согласным направлением в них тока возбуждения в рабочих зазорах каждого торцевого статора образуется чередующаяся разноименная полярность полюсов, что определяет переменного-полюсный эффект наведения э.д.с. основной частоты (равной частоте индукторного генератора [Л. 6]; при отсутствии наружных полюсов и наружной обмотки возбуждения).

Наличие зазора Δ между торцевыми статорами может оказаться целесообразным по ряду причин, к основным из которых относятся: устранение влияния магнитной несимметрии элементов магнитопровода и усиление переменного-полюсного эффекта [Л. 1]; удобство крепления обмотанных статоров и обмоток возбуждения к корпусу; осуществление различных систем охлаждения и обмоток и пр.

В тех случаях, когда требуется обеспечить минимальные массу и аксиальные размеры генератора, аксиальный зазор Δ и спинки якорей можно устранить. В этом случае под действием двух согласных н.с. обмоток возбуждения создаются два рабочих индукторных потока, которые в рабочих зазорах торцевых якорей образуют разноименную полярность внутренних и наружных полюсов как и в машине переменного-полюсного типа. Общий поток, проходящий по всей магнитной цепи, практически равен нулю (при пренебрежении магнитной несимметрией), а торцевые статоры могут выполняться без стали спинок якорей.

Для получения одинакового значения индукции под внутренними и наружными полюсами в рабочих зазорах при наличии добавочного зазора $\Delta_{\text{н}}$ в цепи наружных левых и правых полюсов, последовательном и согласном соединении обмоток возбуждения необходимо соответственно выбирать числа витков внутренней и наружной обмоток возбуждения. В первом приближении при пренебрежении потоками рассеяния и падения магнитных на-

пряжений в стальных частях магнитопровода, в том числе и в спинках якорей при их магнитном сопротивлении $R_{\text{а}}=0$, эта зависимость определяется следующими соотношениями:

при наличии добавочного зазора Δ

$$\omega_{\text{н}}/\omega_{\text{в}} = 1 + \frac{2R_{\Delta\text{н}}}{2R_{\delta_{\text{т}}} + R_{\Delta}}$$

при $\Delta = 0$,

$$\omega_{\text{н}}/\omega_{\text{в}} = 1 + R_{\Delta\text{н}}/R_{\delta_{\text{т}}},$$

где $R_{\Delta\text{н}}$, $R_{\delta_{\text{т}}}$ и R_{Δ} — магнитные сопротивления воздушных зазоров $\Delta_{\text{н}}$, $\delta_{\text{т}}$ и Δ .

Кроме рассмотренных основных потоков в каждом блоке создаются еще и потоки рассеяния. Для каждой из двух полюсных систем со своим торцевым статором потоки рассеяния между полюсами, а также между полюсами и боковыми нерабочими поверхностями статора аналогичны потокам рассеяния обычных однопакетных ТСГ [Л. 1] и поэтому на рис. 1 не показаны. Специального рассмотрения требует также вопрос о потоках рассеяния обмоток возбуждения. Остальные магнитные потоки, образуемые каждой из обмоток возбуждения в общей магнитной цепи при $\Delta \neq 0$, взаимно компенсируются. При наличии магнитной симметрии магнитопровода и $R_{\text{а}}=0$ результирующий индукторный поток в зазоре Δ также равен нулю.

Относительное смещение полюсных систем блока на полюсное деление (рис. 1) обусловлено двумя обстоятельствами. Во-первых, прохождение в этом случае части индукторных потоков по спинкам статоров вызывает увеличение для них магнитного сопротивления, что усиливает переменного-полюсный эффект. Во-вторых, при этом обеспечивается совпадение полярностей э.д.с. в противолежащих проводниках (фазах) двух торцевых якорей блока, что упрощает схемы соединения обмоток.

Таким образом, применение в генераторе рис. 1 внутренних и наружных полюсов, охватывающих внутреннюю и наружную согласно включенные обмотки возбуждения, а также относительно сдвига полюсных систем на полюсное деление обуславливает следующие важные особенности:

выполнение генератора переменного-полюсным с минимальными числом пассивных элементов магнитопровода и длиной индукционной линии магнитного потока возбуждения, определяющими минимальные массу магнитопровода и аксиальные размеры машины;

полное использование объемов снаружи и внутри торцевых статоров под кольцевые коаксиальные обмотки возбуждения;

применение наружной и внутренней кольцевых обмоток возбуждения по сравнению с одной внутренней позволяет относительно уменьшить внутренний объем статора и, следовательно, уменьшить и диаметр расточки торцевых статоров и соответственно повысить частоту вращения генератора;

возможность выполнения многоблочного бесконтактного генератора без аксиальных зазоров между пакетами статоров в блоках сокращает аксиальные размеры наиболее тяжелых частей магнитопровода — корпуса и осевой втулки машины;

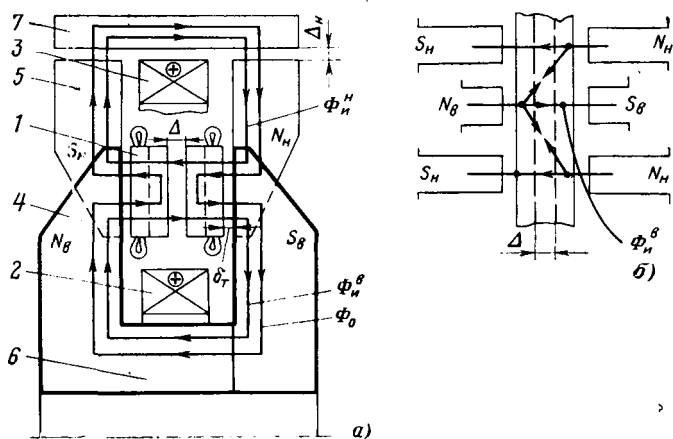


Рис. 2.

применение относительного сдвига полюсных систем на полюсное деление усиливает переменноплюсный эффект наведения э.д.с. и упрощает схему соединения якорных обмоток;

уменьшение веса щитов за счет изготовления их из легких конструкционных магнетонепроводящих материалов;

использование небольшого добавочного зазора между пакетами статоров для конструктивного объединения в один неподвижный узел обмотанных статоров и кольцевых обмоток возбуждения, крепящийся к корпусу, с осуществлением различных систем охлаждения.

Все эти факторы обуславливают минимальные массу, габариты и высокую надежность синхронного генератора без щеточного контакта и вращающихся обмоток, практически равный вес явнополюсной машины с контактными кольцами.

На рис. 2 приведена другая схема бесконтактного синхронного генератора. Этот генератор отличается от представленного на рис. 1 тем, что в нем отсутствует относительное смещение полюсных систем, т. е. вертикальные оси внутренних и соответственно наружных полюсов совпадают.

При согласном направлении токов в наружной и внутренней обмотках возбуждения в магнитной цепи проходят те же три основных (рабочих) магнитных потока возбуждения — общий (переменнополюсный) и два индукторных (внутренний и наружный).

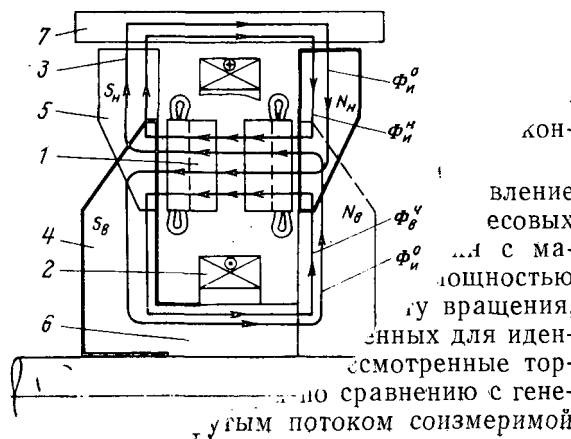
Отличие в распределении потоков рис. 1, б и рис. 2, б состоит в том, что в последнем индукторные потоки не проходят по спинкам торцевых якорей и определяются относительно меньшими магнитными сопротивлениями. Поэтому индукторные потоки относительно возрастают, а общий переменноплюсный поток относительно уменьшается по сравнению с аналогичными потоками в генераторе рис. 1.

При $\Delta=0$ в генераторе остаются два индукторных потока, создающих переменноплюсную структуру распределения магнитных потоков в рабочих зазорах, индуктирующих э.д.с. основной частоты. Кроме того, в генераторе рис. 2 имеет место усложнение схемы соединения якорных обмоток блока для суммирования их напряжений.

Индукторные генераторы. На рис. 3 представлена схема генератора, аналогичная по конструкции генератору рис. 1, но отличающаяся встречным направлением токов возбуждения в наружной и внутренней обмотках возбуждения. Последнее обстоятельство существенно изменяет не только тип, но и физическую суть генератора.

Из картины потокораспределения рис. 3 можно установить следующие основные особенности, вызываемые встречным соединением обмоток возбуждения. Общий поток магнитопровода Φ_0 , создаваемый совместным действием встречно соединенных обмоток возбуждения, равен нулю. Магнитные потоки в каждом рабочем зазоре якоря под внутренними и наружными полюсами левой или правой полюсных систем, создаваемые двумя обмотками возбуждения, имеют одинаковый знак. Следовательно, генератор становится индукторным. В отличие от индукторного генератора [Л. 6, 7] данный генератор имеет двойное число полюсов и, следовательно, генерирует э.д.с. двойной частоты. При наличии аксиального зазора между торцевыми статорами в рабочих зазорах якорей проходят три составляющие индукторных потоков. Первые две составляющие Φ_{H1} и Φ_{H2} , замыкающиеся каждая вокруг своей обмотки возбуждения и проходящие по левым и правым наружным или внутренним полюсам, аналогичны индукторным потокам рис. 1 и 2. Третья составляющая Φ_{H3} проходит последовательно по каждому внутреннему и через аксиальный зазор по противоположному наружному полюсам, охватывая обе обмотки возбуждения. В рабочих зазорах каждого торцевого якоря знак этого потока под соответствующими внутренними и наружными полюсами один и тот же. Составляющая потока Φ_{H3} относительно тем больше, чем меньше магнитное сопротивление между противоположными (через зазор Δ) внутренним левым и наружным правым полюсами по сравнению с аналогичным магнитным сопротивлением при отсутствии сдвига полюсных систем на полюсное деление.

Поток рассеяния между внутренними и наружными полюсами данной левой или правой полюсных систем по сравнению с рис. 1 практически отсутствует. Однако это может не дать повышения использования стали полюсов, так как в индукторной машине рис. 3 полюсы подмагничиваются постоянным



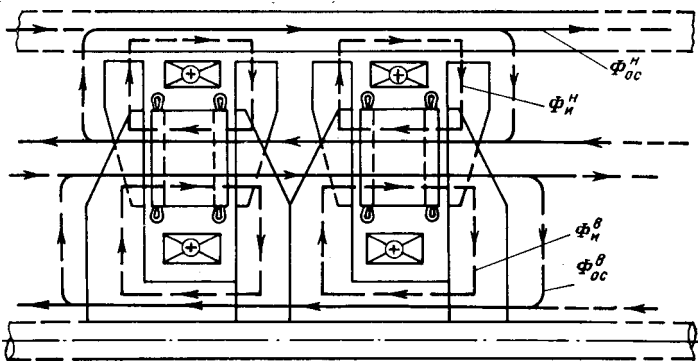


Рис. 4.

ной составляющей потока, которой нет в переменнопольсистой машине рис. 1.

Следовательно, применение в генераторе рис. 3 внутренних и наружных полюсов, двух встречно включенных обмоток возбуждения, а также относительного сдвига одной из полюсных систем на полюсное деление определяет следующие преимущества по сравнению с генераторами [Л. 6, 7]:

получение в индукторном генераторе двойной частоты генерируемой э.д.с.;

повышение использования стали полюсов за счет устранения потоков рассеяния между левыми и правыми полюсными системами, вызываемых одной внутренней обмоткой возбуждения;

применение двух обмоток возбуждения позволяет, как и в генераторе рис. 1, относительно уменьшить объем внутренней обмотки возбуждения, соответственно уменьшить диаметр расточки и повысить частоту вращения;

сдвиг полюсных систем на полюсное деление дает тот же эффект, что и в генераторе рис. 1.

Таким образом, рассмотренные преимущества позволяют выполнить индукторный генератор на более высокую (двойную) частоту при меньшей массе по сравнению с другими типами одноименнопольсных индукторных генераторов.

Если в генераторе рис. 2 обмотки возбуждения включить встречно, то генератор из переменнопольсного превращается в индукторный (по аналогии с рис. 3) и в нем отсутствует относительный сдвиг полюсных систем на полюсное деление. Такой генератор аналогичен рис. 3, но только в нем отсутствует поток Φ_{oc}^H и для суммирования э.д.с. двух якорных обмоток необходимы соответствующие соединения их выводов.

Многоблочные генераторы. В бесконтактных синхронных генераторах, состоящих из раздельных блоков двухпакетных торцевых периметриально-полюсных (рис. 1) или индукторных (рис. 3) без ст.а, важное значение имеет распределение по-

длстей обмоток возбуждения вдоль оси вращения под влиянием в блоках с переменнопольсными генераторами зазорная поляризация обмоток возбуждения вдоль оси цепи наружнадинакова (рис. 4), то в этом случае обязательно и наружные и внутренние осевые потоки возбуждения необхватывающие соответствующие обчисла витков внутри и торцевые якоря блоков. Это возбуждения. В первом приёмамагнитной связи всех нии потоками рассеяния и Φ_{oc}^H в некоторых случаях

может оказаться нежелательным. В этих случаях целесообразно, чтобы полярность наружных (и внутренних) обмоток возбуждения блоков вдоль оси была разноименной. Тогда осевые потоки (Φ_{oc}^H и Φ_{oc}^B), охватывающие блоки, становятся равными нулю и электромагнитная связь блоков исчезает.

Торцевые генераторы со сдвоенными внутренними полюсными системами и коаксиальными обмотками возбуждения. В рассмотренных конструкциях синхронных машин рис. 1—4 одна из вращающихся полюсных систем должна иметь отверстие для ее посадки на вал или осевую втулку по условиям сборки машины. При большой окружной скорости вращения центральные отверстия в полюсных системах несколько снижают запас прочности ротора по сравнению с полюсными системами без центральных отверстий. В этих случаях двухпакетные торцевые машины со сдвоенными полюсными системами [Л. 4, 8], расположенными между двумя внешними пакетами якорей, приобретают некоторые преимущества, к которым относятся:

повышение механической прочности вращающихся полюсных систем;

уменьшение потерь трения ротора о воздух;

уменьшение потоков рассеяния между торцевыми нерабочими поверхностями звездочек внешних и внутренних полюсов пакета и др. Однако масса магнитопровода таких машин возрастает за счет требуемых в этом случае магнитно-мягких щитов и двух добавочных воздушных зазоров между якорями и щитами.

В машине [Л. 7] в каждом пакете имеется по одной кольцевой обмотке возбуждения, размещаемой во внутреннем объеме торцевого якоря. В связи с этим образуется постоянная составляющая потока от индукторного эффекта, замыкающаяся по внутренним полюсам, осевой втулке, части щита и по торцевому зазору между щитом и сердечником якоря, существенно увеличивая вес магнитопровода машины. Для уменьшения постоянной составляющей потока индукторного эффекта вводят достаточ-

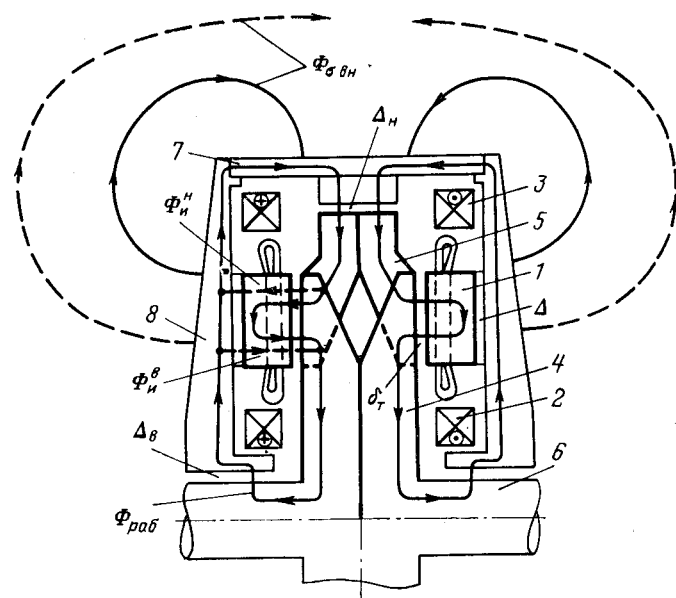


Рис. 5.

Тип генератора			Основные характеристики														
			Мощность S , кВ·А	$\cos \varphi$	Диаметр, мм		Длина якоря l_j , мм	Окружная скорость ротора $v_{окр}$, м/с	Воздушный зазор, мм		Линейная нагрузка A , А/см	Индукция в зазоре $B_g \times 10^{-4}$, Т	Масса полная G , кг	Отношение		Наружный диаметр машины, мм	Осевая длина машины, мм
					расточка якоря D_l	наружный ротора D_p			главный δ	добавочный Δ				активной массы к полной	полной массы к полной мощности G/S , кг/кВ·А		
Синхронный	бесконтактный	сдвоенный внутренний статор	2500	0,8	637	900	92	282	7,0	4,0	544	9250	4000	0,52	1,6	—	—
		сдвоенные внутренние полюсные системы	2500	0,8	637	870	92	273	7,0	4,0	543	9190	4500	0,60	1,8	—	—
			1500	0,835	580	780	72	242	5,0	3,0	540	9200	2700	0,66	1,8	—	—
	турбогенератор по [Л. 10]	2200	0,68	560	546	530	171	7,0	—	421	5000	3700	—	1,68	—	—	
Синхронный бесконтактный	торцевой	сдвоенный внутренний статор	260	0,92	—	—	40	242	2,0	1,0	302	8100	234	—	0,91	492	264
		сдвоенные внутренние полюсные системы	260	0,92	—	—	40	242	2,0	1,0	302	8100	247	—	0,95	485	308
	по [Л. 11] с внешнезамкнутым потоком	223	0,90	—	—	135	188	2,0	1,0	214	6180	560	—	2,5	506	500	

но большой воздушный зазор Δ между щитом и сердечником якоря, что увеличивает массу корпуса и осевой втулки, а также аксиальные размеры машины.

Для повышения использования таких машин на рис. 5 приведена конструкция генератора [Л. 9] с обозначениями, аналогичными рис. 1. Введение двух согласно включенных внешней и внутренней кольцевых обмоток возбуждения в каждом пакете якоря позволяет создать переменного-полюсную структуру магнитного поля в рабочих зазорах, устранить поток рассеяния между щитом и сердечником якоря и большой добавочный зазор Δ (или немагнитную прокладку), что обеспечивает существенное уменьшение веса и аксиальных размеров машины по сравнению с идентичной машиной с одной обмоткой возбуждения в пакете якоря.

Генератор рис. 5 может выполняться однопакетным с двумя коаксиальными обмотками возбуждения над статором или под ним. В этом случае необходим второй щит из немагнитного материала со стороны вращающейся полюсной системы.

По сравнению с генератором рис. 1 генератор по рис. 5 допускает несколько большую частоту вращения за счет отсутствия центральных отверстий в полюсных системах; имеет большую массу, так как его щиты должны быть магнитопроводящими, что исключает возможность их изготовления из легких конструкционных материалов; позволяет существенно уменьшить магнитные поля внешнего рассеяния $\Phi_{z, вн}$, замыкающиеся между щитом и частью корпуса пакета, но не охватывающие оба пакета через осевую втулку, что имеет место в генераторе рис. 1.

Сравнение электромагнитных и весовых характеристик. В приводимой ниже таблице сопоставлены расчетные данные весовых характеристик предложенных бесконтактных торцевых синхронных

генераторов различной мощности с фактическими данными турбогенератора [Л. 10], представляющего из себя неявнополюсную синхронную машину с вращающейся обмоткой возбуждения. Сравнимые генераторы имеют одинаковую частоту вращения (6000 об/мин), числа полюсов (8), практически одинаковую плотность тока в обмотках якорей, магнитную индукцию в зубцах статоров и предназначены для идентичных условий работы. Линейная нагрузка якоря, индукция в рабочем зазоре и элементах магнитной цепи бесконтактных торцевых машин имеет большие значения, чем в турбогенераторе [Л. 10], так как размещение в пазах ротора необходимого объема меди вращающейся обмотки возбуждения и отвод от нее тепла имеют существенные ограничения по сравнению с бесконтактными ТСГ при одинаковых величинах повышенных значений электромагнитных нагрузок. Корпуса и щиты сравниваемых машин выполнены из материалов с практически одинаковым удельным весом.

Из анализа данных таблицы видно, что бесконтактные синхронные генераторы со сдвоенными внутренними статорами, сдвоенными внутренними полюсными системами и коаксиальными обмотками возбуждения над торцевыми статорами и во внутреннем их объеме, имеют практически те же удельные весовые показатели, что и классический синхронный генератор неявнополюсного типа с контактными кольцами той же мощности.

В таблице приведено также сопоставление основных электромагнитных и удельных весовых показателей аналогичных торцевых машин с машиной с внешнезамкнутым потоком мощностью 260 кВ·А, имеющих одинаковую частоту вращения, выходное напряжение и предназначенных для идентичных условий эксплуатации. Рассмотренные торцевые синхронные генераторы по сравнению с генератором с внешнезамкнутым потоком соизмеримой

мощности имеют, примерно, в 2 раза меньшие массу и осевые размеры. Генераторы с внешнезамкнутым потоком имеют примерно в 2 раза большие удельные весовые показатели, чем соответствующие генераторы с контактными кольцами [Л. 3].

Таким образом, из сопоставления основных электромагнитных и весовых показателей рассмотренных синхронных генераторов с повышенным числом полюсов, следует, что бесконтактные переменного-полюсные двухпакетные ТСГ с коаксиальными неподвижными обмотками возбуждения обладают особенностями, обеспечивающими высокую надежность, малые аксиальные размеры и другие преимущества при тех же удельных весовых характеристиках, что и в классической синхронной машине с вращающейся обмоткой возбуждения.

Такое существенное уменьшение удельных весовых показателей рассмотренных бесконтактных синхронных машин с относительно большим числом полюсов является результатом реализации в новых конструкциях торцевых машин отмеченных выше возможностей, позволивших получить практически те же весовые характеристики, что и в соответствующих машинах с контактными кольцами.



Униполярный электродвигатель постоянного тока асинхронного типа с герметичным жидкометаллическим токоподводом

Доктор техн. наук, проф. ХОЖАИНОВ А. И., канд. техн. наук КУЗНЕЦОВ С. Е., инж. ТУРЕНКО М. Я.
Ленинград

С использованием жидкометаллического токоподвода (токосъема) появилась реальная перспектива применения униполярных электрических машин. Среди униполярных электродвигателей с вращающимся якорем особый интерес представляют двигатели со сплошным контактом, осуществляемым путем полного погружения якоря в жидкий металл ([Л. 1]). Однако в большинстве случаев получение такого контакта связано с созданием надежного уплотняющего устройства на выходном конце вала машины. Это привело к необходимости разработки новой конструкции униполярного электродвигателя с полностью герметичным сплошным жидкометаллическим контактом [Л. 2]. Ее отличительная особенность состоит в том, что погруженный в жидкий металл якорь выполнен из проводящего ферромагнитного материала и имеет зубчатую структуру. Это обеспечивает передачу электромагнитным путем энергии полюсу ротору, связанному с рабочим валом электродвигателя.

Принципиальная схема униполярного электродвигателя новой конструкции приведена на рис. 1, а, схема конструкции его якоря — на рис. 1, б.

Обмотка возбуждения *I* размещена на неподвижной части осесимметричного магнитопровода *2*, жестко связанного с герметичной сделанной из электроизоляционного материала кольцевой камерой *3*, в боковые стенки которой вмонтированы кольцевые электроды *4*, подключаемые к низковольтной сети постоянного тока. Внутри камеры вместе с подшипником *б* размещается якорь *5*, вы-

- ### СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ
1. Паластин Л. М. Электрические машины автономных источников питания. М., «Энергия», 1972.
 2. Паластин Л. М. Бесконтактная синхронная электрическая машина торцевого типа. Авт. свид. № 175115 (СССР). Опул.: «Бюллетень изобретений», 1965, № 19.
 3. Иосифьян А. Г. Вопросы электромеханики. М., «Энергия», 1975, с. 196—222.
 4. Bosko G. V., Corbit H. E. Machines électriques. Pat. № 1297541 (Франция), 1962.
 5. Паластин Л. М., Платонов А. М. Бесконтактная двухпакетная синхронная машина торцевого типа. А. С. № 330512 (СССР). Опул. в бюл. — «Изобретения. Пром. образцы. Товарные знаки», 1972, № 8.
 6. Патенты № 628.018, 1947 и № 805352, 1955 (Англия).
 7. Патент № 1.445.327 (Франция); 1966.
 8. Bosko G. V., Corbit H. E. Axial Airgap Dynamoelectric Machine. Pat. № 3. 261.998 (США), 1966.
 9. Паластин Л. М. Торцевая бесконтактная синхронная машина. А. С. № 425271 (СССР). Опул. в бюл. «Изобретения. Пром. образцы. Товарные знаки», 1974, № 15.
 10. Красовский Б. Н. Основы конструирования транспортных электрических машин. Л., «Энергия», 1970.
 11. Туманов В. И. Развитие конструкции бесконтактной синхронной машины с внешнезамкнутым магнитным потоком и области ее применения. — «Труды ВНИИЭМ», М., 1969, т. 31, с. 218.

[9.10.1975]

УДК 621.313.291

полненный в виде цилиндра, составленного из проводящих ферромагнитных зубцов *7* и немагнитных межзубцовых вставок *8*. Зазоры между якорем и стенками камеры заполнены жидким металлом, который обеспечивает электрический контакт между неподвижными электродами и подвижным якорем, а также выполняет роль опоры при возникновении асимметрии. В воздушном зазоре между кольцевой камерой и полюсом магнитной системы (статором) размещается выполненный из проводящего материала полый ротор *9*, жестко связанный с рабочим валом *10* электродвигателя. Двойной штриховкой на рисунке показана изоляция.

Электроды к питающей сети подключаются через токопроводящий стержень *11* и магнитную систему, что частично компенсирует размагничивающее действие реакции якоря.

Якорь электродвигателя вращается в результате взаимодействия проходящих через него осевых токов с постоянной составляющей магнитного потока, имеющей в якоре радиальное направление. При вращении зубчатого якоря в полем роторе возникают вихревые токи, взаимодействующие с магнитным потоком зубцов и создающие вращающий момент, величина которого зависит от скорости вращения ротора относительно якоря, т. е. от скольжения. Таким образом, рассматриваемый электродвигатель относится к машинам асинхронного типа.

Элементы теории. Энергетическая диаграмма униполярного электродвигателя асинхронного типа

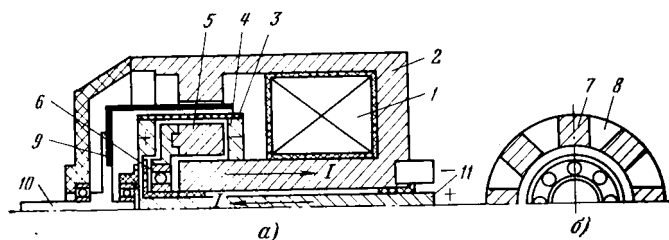


Рис. 1. Принципиальная схема устройства униполярного электродвигателя асинхронного типа.

приведена на рис. 2. Согласно этой диаграмме в рассматриваемом электродвигателе имеют место следующие потери мощности: P_B — на возбуждение или электрические в цепи обмотки возбуждения; $P_{\Sigma 1}$ — электрические в якоре, жидком металле, токопроводящих электродах и проводниках; $P_{Т.ж}$ — от трения в жидком металле; $P_{Т1}$ — от трения в подшипниках якоря; P_M — магнитные; $P_{\Sigma 2}$ — электрические в полом роторе; $P_{Т2}$ — от трения в подшипниках ротора; P_d — добавочные потери.

Механическая мощность якоря $P_{МХ1}$ меньше электромагнитной $P_{\Sigma 1}$ на величину потерь от трения в жидком металле и подшипниках. Эта мощность за вычетом магнитных потерь электромагнитным путем передается ротору. Процесс преобразования электромагнитной мощности ротора $P_{\Sigma 2}$ в полезную мощность на валу P_2 является типичным для асинхронных двигателей.

Распределение магнитного потока (индукции) в немагнитном зазоре электродвигателя приведено на рис. 3. Кривая имеет периодический характер, причем период соответствует зубцовому делению якоря. Полусуммой делением τ является половина зубцового шага. При повороте якоря кривая распределения магнитной индукции в немагнитном зазоре перемещается на тот же угол, что и якорь.

При вращении якоря с угловой скоростью ω магнитную индукцию в немагнитном зазоре можно представить состоящей из постоянной и гармонических составляющих:

$$B = B_0 + \sum_{n=1}^{\infty} B_n \cos n(\theta - \omega t), \quad (1)$$

что соответствует разложению исходной кривой в ряд Фурье.

В выражении (1) угол θ — координата рассматриваемой точки в неподвижной относительно статора системе координат.

Постоянная составляющая магнитной индукции B_0 неподвижна в пространстве. Ее взаимодействие с протекающими по якору токами приводит к появлению электромагнитного момента $M_{\Sigma 1}$.

Будем считать, что размагничивающее действие реакции якоря скомпенсировано, а влиянием реакции ротора на величину B_0 можно пренебречь. В первом приближении можно не учитывать и электромагнитные силы, действующие в жидком металле.

Пусть в цилиндрической системе координат ферромагнитный зубец якоря образован двумя радиальными плоскостями (рис. 4). Электромагнитный

момент зубца определяется очевидным интегралом:

$$M_{\Sigma 1,з} = \int_{R_0}^R \int_0^\varphi \int_0^z j_z B_r r^2 dr d\varphi dz. \quad (2)$$

Плотность тока j_z в зубце будем считать постоянной величиной по высоте и поперечному сечению зубца.

Исходя из постоянства величины магнитного потока в радиальном направлении, можно установить следующее соотношение для магнитной индукции:

$$B_r = B_0 \frac{R + 0,5\delta}{r},$$

где δ — величина немагнитного зазора между зубцом якоря и статором. С учетом этого интеграл (2) приводится к выражению

$$\begin{aligned} M_{\Sigma 1,з} &= j_z \varphi \frac{R^2 - R_0^2}{2} l_3 B_0 (R + 0,5\delta) = \\ &= I_3 l_3 B_0 (R + 0,5\delta), \end{aligned} \quad (3)$$

где I_3 — ток, протекающий через зубец якоря.

Электромагнитный момент якоря, содержащего z зубцов,

$$M_{\Sigma 1} = z M_{\Sigma 1,з} = I_1 l_3 B_0 (R + 0,5\delta), \quad (4)$$

где $I_1 = z I_3$ — ток якоря.

Выражение (4) справедливо и в случае, когда зубцы имеют прямоугольную форму (рис. 1,б).

Эквивалентная электрическая схема цепи якоря представлена на рис. 5, где приняты следующие обозначения: $E_1 = P_{\Sigma 1} / I_1 = M_{\Sigma 1} \Omega_1 / I_1 = B_0 l_3 \Omega_1 (R + 0,5\delta)$ — индуцируемая в якоре э.д.с.; Ω_1 — угловая скорость вращения якоря; r_1 — внутреннее сопротивление якоря, включающего сопротивление зубцов и прилегающих к их боковым поверхностям слоев жидкого металла; r_y — сопротивление, учитывающее токи утечки I_y через жидкий металл и подшипник; r_k — контактное сопротивление на границе электрод — жидкий металл; r_n — сопротивление токоподводящих проводников.

Очевидно, что при проектировании электродвигателя необходимо стремиться к тому, чтобы $r_y \rightarrow \infty$ и $r_k \rightarrow 0$.

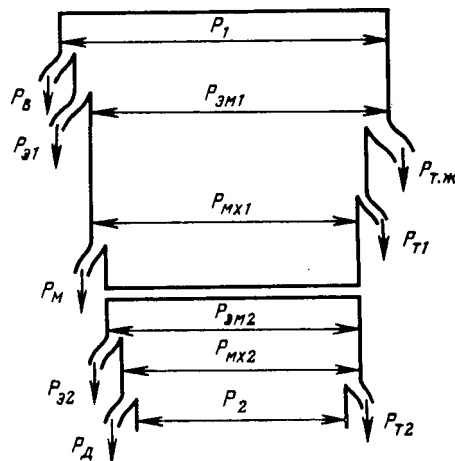


Рис. 2. Энергетическая диаграмма электродвигателя.

В соответствии с приведенной схемой ток, протекающий через якорь, определится выражением:

$$I_1 = \frac{U r_y}{R_\Sigma} - \frac{r_y + r_k + r_n}{R_\Sigma} B_0 I_3 (R + 0,5\delta) \Omega_1, \quad (5)$$

где U — подведенное к двигателю напряжение; $R_\Sigma = r_y (r_k + r_n) + r_1 (r_y + r_k + r_n)$.

Из энергетической диаграммы для установившегося режима работы двигателя вытекает уравнение равновесия моментов:

$$M_{\text{эм1}} = M_{\text{т.ж}} + M_{\text{т1}} + M_{\text{м}} + M_{\text{эм2}}, \quad (6)$$

где $M_{\text{т.ж}}$ и $M_{\text{т1}}$ — моменты от сил трения, возникающих во вращающихся жидком металле и подшипниках якоря; $M_{\text{м}}$ — момент сопротивления, вызываемый магнитными потерями; $M_{\text{эм2}}$ — электромагнитный момент полого ротора, который уравновешивается полезным моментом сопротивления на валу M_2 и моментом сил трения в подшипниках ротора $M_{\text{т2}}$

$$M_{\text{эм2}} = M_2 + M_{\text{т2}}. \quad (7)$$

Момент сопротивления $M_{\text{т.ж}}$ должен определяться силами трения, возникающими при течении жидкого металла в четырех зазорах камеры (рис. 6):

$$M_{\text{т.ж}} = M_{\delta_1} + M_{\delta_2} + M_{\delta_3} + M_{\delta_4}. \quad (8)$$

Строгое определение составляющих, входящих в (8), является трудной задачей. Это связано со сложным характером течения жидкости в зазорах δ_1 и δ_2 , где действуют электромагнитные силы, обусловленные взаимодействием кондуктивно подведенных и вихревых токов с постоянной и переменной составляющими магнитного потока. В первом приближении влиянием электромагнитных сил на течение следует пренебречь и определять величину $M_{\text{т.ж}}$ с позиций обычной гидродинамики.

В зависимости от угловой скорости вращения якоря режим течения жидкого металла в зазорах кольцевой камеры может быть ламинарным или турбулентным. Переход ламинарного режима тече-

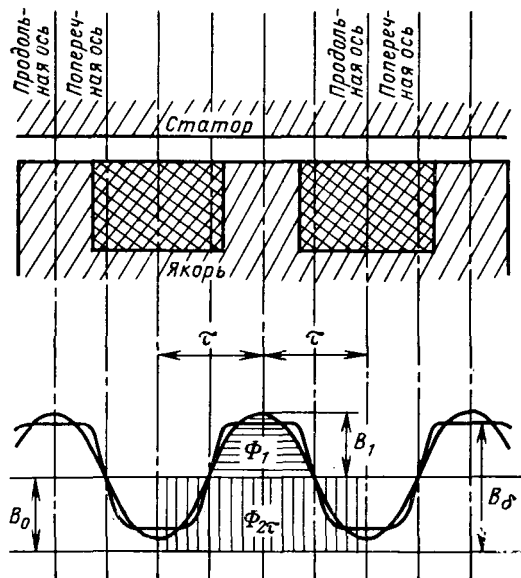


Рис. 3. Распределение магнитного потока (индукции) в зазоре униполярного электродвигателя с зубчатым якорем.

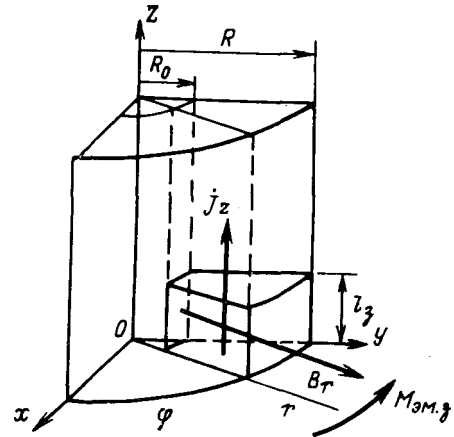


Рис. 4. Зубец якоря в системе координат.

ния в турбулентный в зазорах δ_1 и δ_2 может быть определен по экспериментальной кривой (для зазора δ_1) и критерию Тейлора (для зазора δ_2) [Л. 3]:

$$Ta = \frac{\Omega_1 R \delta_2}{\nu} \sqrt{\frac{\delta_2}{R}} > 400,$$

где ν — кинематическая вязкость жидкого металла.

Аналогичная оценка для течения в зазорах δ_3 и δ_4 производится по числу Рейнольдса [Л. 4]:

$$Re = \frac{\Omega_1 R^2}{\nu} > 3 \cdot 10^5.$$

На практике в большинстве случаев режим течения в зазорах камеры будет турбулентным. В этом случае составляющая момента сопротивления M_{δ_1} может быть определена через касательное напряжение τ по экспериментальным кривым Тейлора [Л. 3]:

$$\lg \frac{\tau}{\rho \Omega_1^2 (R_0 + \delta_1)^2} = f \left[\lg \frac{\Omega_1 (R_0 + \delta_1) \delta_1}{\nu} \right].$$

Остальные составляющие могут быть определены путем предельных переходов в формуле Каунаса, как это сделано в [Л. 1]. Применительно к рассматриваемому случаю:

$$M_{\delta_2} \approx 3,7 \cdot 10^{-3} \rho l_1 \nu^{0,182} (2R)^{3,64} \Omega_1^{1,818},$$

$$M_{\delta_3(4)} \approx \frac{1}{2} \rho \left[1 - \left(\frac{R_0}{R} \right)^{4,64} \right] k_2 (2R)^{4,64} \nu^{0,182} \Omega_1^{1,818},$$

$$\text{где } k_2 = 1,25 \cdot 10^{-3} \frac{1,8\lambda^2 - 0,4\lambda - 1}{\lambda^2 + 1,5\lambda - 2};$$

$$\lambda = 1 + 3,7 \frac{\delta_{3(4)}}{R \left[1 - \left(\frac{R_0}{R} \right)^{4,64} \right]}.$$

Для дальнейшего теоретического анализа целесообразно принять квадратичную зависимость между $M_{\text{т.ж}}$ и угловой скоростью вращения Ω_1 :

$$M_{\text{т.ж}} = k_{\text{т.ж}} \Omega_1^2, \quad (9)$$

где коэффициент $k_{\text{т.ж}}$ устанавливается путем аппроксимации расчетной кривой.

Экспериментальные исследования, проведенные на специальном макете, показали, что суммарный момент сопротивления, обусловленный силами трения в подшипнике якоря и магнитными потерями,

зависит от тока возбуждения I_B , угловой скорости вращения Ω_1 и может быть представлен зависимостью:

$$M_{T1} + M_M = A(I_B) + A_1(I_B)\Omega_1. \quad (10)$$

В формуле (10) учтены зависимости сил трения в подшипнике от одностороннего магнитного притяжения, а также зависимость магнитных потерь от величины и частоты изменения магнитной индукции. Численные значения коэффициентов A и A_1 для конкретного двигателя определяются опытным путем.

Для проведения анализа электромагнитных процессов в полом роторе выделим первую пространственную гармонику магнитного потока в зазоре с амплитудой Φ_1 (рис. 3).

Экспериментальные исследования показывают [Л. 5], что полый ротор можно представить в виде беличьей клетки, состоящей из конечного числа условных стержней, определяемого соотношением:

$$N = 36 z.$$

Считая обмотку ротора разомкнутой, наведенную в ней э.д.с. можно определить по известной формуле:

$$E_2 = \sqrt{2} \pi f_1 \omega_2 k_{об} \Phi_1, \quad (11)$$

где $f_1 = z\Omega_1/2\pi$ — частота индуцируемой э. д. с.

Число фаз обмотки ротора, как и для беличьей клетки, следует принять равным числу условных стержней ($m=N$). При этом число витков в фазе $\omega_2=0,5$ и обмоточный коэффициент $k_{об}=1$ [Л. 6].

Как и для индукторных генераторов [Л. 7], величину Φ_1 можно выразить через максимальную индукцию в зазоре B_δ :

$$\Phi_1 = \frac{B_\delta b_3 l'_3}{k_1 k_m}, \quad (12)$$

где b_3 — ширина зубца якоря; $l'_3 = l_3 k_B$ — расчетная длина якоря; $k_1 = \Phi_{2\tau}/\Phi_1$ — отношение магнитного потока двойного полюсного деления $\Phi_{2\tau}$ к потоку первой гармонической при холостом ходе; $k_m = B_\delta b_3 l'_3 / \Phi_{2\tau}$ — коэффициент распределения индукции при холостом ходе.

Коэффициент k_B , учитывающий «выпучивание» потока в немагнитном зазоре, может быть определен по формуле [Л. 8]:

$$k_B \approx \sqrt{1 + \frac{0,52\delta}{l_3} \left(1 + 1,75 \frac{l_3}{b_3}\right) + \frac{0,31\delta^2}{b_3 l_3}}.$$

Электромагнитные процессы в полом роторе униполярного двигателя асинхронного типа подобны процессам в роторе электромагнитных муфт

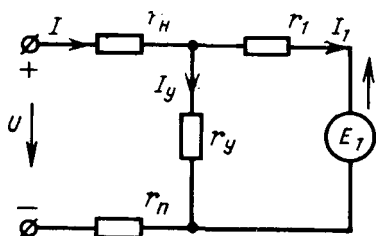


Рис. 5. Эквивалентная схема замещения цепи якоря.

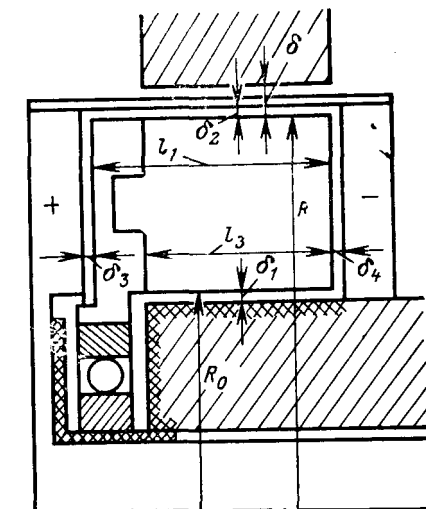


Рис. 6. Схема жидкометаллического контакта.

скольжения (ЭМС), которые неоднократно рассматривались.

Эффективным является анализ работы ЭМС как явнополюсного синхронного генератора, работающего в режиме установившегося короткого замыкания [Л. 9 и 10]. При таком подходе, учитывающем две реакции ротора, на основе векторной диаграммы и эквивалентной схемы замещения удается получить следующее выражение для электромагнитного момента полого ротора [Л. 10]:

$$M_{эм2} = \frac{mE_2^2 r_2}{\Omega_1 s \left[\left(\frac{r_2}{s}\right)^2 + x_d x_q \right]}, \quad (13)$$

где $s = \frac{\Omega_1(s) - \Omega_2}{\Omega_1(s)}$ — скольжение; Ω_2 — угловая скорость вращения ротора; r_2 — активное сопротивление;

$x_d = x_{ad} + x_s$ — индуктивное сопротивление по продольной оси, совпадающей с осью зубца (паза) якоря; $x_q = x_{aq} + x_s$ — индуктивное сопротивление поперечной оси, смещенной относительно продольной на угол $\pi/2$; x_s — индуктивное сопротивление рассеяния.

В отличие от электромагнитных муфт скольжения у униполярных электродвигателей асинхронного типа с изменением скольжения существенно изменяется скорость вращения ведущей части (якоря). Поэтому дополнительно должна быть установлена зависимость Ω_1 от s .

Активное сопротивление полого ротора может быть определено как для беличьей клетки асинхронного двигателя, а индуктивные сопротивления x_{ad} и x_{aq} — по аналогии с явнополюсными синхронными машинами [Л. 6]:

$$r_2 = \frac{11,45}{\sigma_p \Delta} \left[\frac{l'_3 z}{D_p} + \frac{D_p}{z(a_1 + a_2)} \right], \quad (14)$$

где σ_p , Δ и D_p — соответственно удельная электропроводность материала, толщина стенки и средний диаметр ротора; $a_1 + a_2 = l_p - l'_3$; l_p — длина ротора,

$$x_{ad} = \frac{9\mu_0 D_p l'_3 k_d}{\pi k_\delta k_m \delta} \Omega_1 = C_{ad} \Omega_1; \quad (15)$$

$$x_{a\varphi} = \frac{9\mu_0 D_p l' z k \varphi}{\pi k_\delta \delta} \Omega_1 = C_{a\varphi} \Omega_1, \quad (16)$$

где $\mu_0 = 4\pi \cdot 10^{-7}$ Г/м; $k_\delta = (\pi D/z + 10\delta)/(b_3 + 10\delta)$ — коэффициент немагнитного зазора; k_μ — коэффициент насыщения; k_d и k_q — коэффициенты формы поля соответственно продольной и поперечной реакции ротора, которые для заданной зубцовой зоны определяются через составляющие проводимости немагнитного зазора [Л. 7].

Для полого немагнитного ротора индуктивное сопротивление рассеяния может быть определено [Л. 11]:

$$x_s = 2\pi \mu_0 f l' z \lambda_s = C_s \Omega_1, \quad (17)$$

где λ_s — удельная магнитная проводимость для потоков рассеяния ротора.

С учетом (11), (12), (15) и (16) выражение для электромагнитного момента ротора принимает вид:

$$M_{\text{ЭМ2}} = \frac{W \Omega_1 \frac{r_2}{s}}{\left[\left(\frac{r_2}{s} \right)^2 + C_d C_q \Omega_1^2 \right]}, \quad (18)$$

где $W = \frac{4,5z^2 (B_\delta b_3 l' z)^2}{(k_1 k_m)^2}$; $C_d C_q = (C_{ad} + C_s)(C_{a\varphi} + \dot{C}_s)$.

Из соотношения (6) с учетом (4), (5), (9), (10) и (18) вытекает уравнение, характеризующее зависимость Ω_1 от s :

$$\Omega_1^4 + b\Omega_1^3 + c\Omega_1^2 + d\Omega_1 + e = 0, \quad (19)$$

где

$$b = \frac{1}{k_{T.ж}} A_1 + \frac{B_o^2 L^2 (r_y + r_k + r_n)}{R_\Sigma};$$

$$c = \frac{1}{k_{T.ж}} \left[\frac{k_{T.ж}}{C_d C_q} \left(\frac{r_2}{s} \right)^2 + A - \frac{U r_y}{R_\Sigma} B_o L \right];$$

$$d = \frac{1}{k_{T.ж} C_d C_q} \left[W \left(\frac{r_2}{s} \right) + A_1 \left(\frac{r_2}{s} \right)^2 + \frac{B_o^2 L^2 (r_y + r_k + r_n)}{R_\Sigma} \left(\frac{r_2}{s} \right)^2 \right];$$

$$e = \frac{1}{k_{T.ж} C_d C_q} \left[A \left(\frac{r_2}{s} \right)^2 - \frac{U r_y}{R_\Sigma} B_o L \left(\frac{r_2}{s} \right)^2 \right]; \quad L = (R + 0,5\delta) l_3.$$

При решении уравнения (19) корни, не имеющие физического смысла, отбрасываются.

Задаваясь скольжением s по (19), определяется Ω_1 и по (18) — $M_{\text{ЭМ2}}$. Таким образом, могут быть построены механические характеристики электродвигателя.

Экспериментальные исследования. Для проведения экспериментальных исследований был спроектирован и изготовлен макет униполярного электродвигателя асинхронного типа.

Конструктивные и расчетные параметры макета: якорь — $R_0 = 21 \cdot 10^{-3}$ м; $R = 34,5 \cdot 10^{-3}$ м; $z = 8$; $b_3 = 13,54 \cdot 10^{-3}$ м; $l_3 = 14,5 \cdot 10^{-3}$ м; $l_1 = 19,5 \cdot 10^{-3}$ м; $k_b = 1,23$; $l'_3 = 17,85 \cdot 10^{-3}$ м; $k = 1,23$; $\tau = 14,425 \times 10^{-3}$ м; материал зубцов — сталь 3, $\sigma_c = 5,26 \times 10^6 \frac{1}{\text{О}}$ (20°C); материал межзубцовых вставок — текстолит; ротор — $D_p = 76 \cdot 10^{-3}$ м; $l_p = 41 \cdot 10^{-3}$ м; $\Delta = 2 \cdot 10^{-3}$ м; $C_d = 35,16 \cdot 10^{-7}$ Ом·с; $C_q = 16,86 \cdot 10^{-7}$ Ом·с; $r_2 = 1,39 \cdot 10^{-3}$ Ом (100°C); материал ротора — дюралюминий, $\sigma_p = 12,55 \cdot 10^6 \frac{1}{\text{Ом}\cdot\text{м}}$ (20°C) величина магнитного зазора — $\delta = 4,5 \times 10^{-3}$ м; зазоры в кольцевой камере — $\delta_1 = 1 \cdot 10^{-3}$ м; $\delta_2 = 0,75 \cdot 10^{-3}$ м; $\delta_3 = 3,2 \cdot 10^{-3}$ м; $\delta_4 = 2,5 \cdot 10^{-3}$ м.

Для жидкометаллического токоподвода к якорю использовалась ртуть ($\sigma = 1,044 \cdot 10^6 \frac{1}{\text{Ом}\cdot\text{м}}$; $\rho = 1,355 \times 10^4$ кг/м³; $\eta = 1,55 \cdot 10^{-3}$ Н·с/м²; $\nu = 1,14 \times 10^{-7}$ м²/с; $t = 20^\circ \text{C}$).

При расчете составляющих момента сопротивления $M_{T.ж}$ режим течения жидкого металла в зазорах камеры принимался турбулентным. По данным расчета $k_{T.ж} = 2,96 \cdot 10^{-6}$ Н·м·с².

Магнитная система машины была изготовлена из стали ст. 3. Размещенная обмотка независимого возбуждения содержала 1900 витков провода ПЭЛШО диаметром 0,64 мм.

До испытаний макета униполярного электродвигателя на стенде были проведены предварительные экспериментальные исследования, предусматривавшие измерения распределения магнитной индукции в зазоре при неподвижном якоре, а также постоянной и переменной составляющих индукции при его вращении. В последнем случае якорь без подшипника насаживали на специальный вал и приводили во вращение электродвигателем СЛ-370. Опытным путем были также определены момент сопротивления полого ротора, обусловленный силами механического трения при его вращении, и суммарный момент сопротивления, определяемый силами трения в подшипнике якоря и магнитными потерями.

Ниже приведены определенные опытным путем составляющие и максимальная величина магнитной индукции в зазоре, коэффициенты A , A_1 и момент сопротивления M_{T2} для двух значений тока возбуждения:

I_B, A	B_o, T	B_1, T	B_δ, T	$A \cdot 10^3, \text{H}\cdot\text{м}$	$A_1 \cdot 10^6, \text{H}\cdot\text{м}\cdot\text{с}$	$M_{T2} \cdot 10^3, \text{H}\cdot\text{м}$
2	0,4	0,144	0,5	5,14	17,2	2,23
3	0,44	0,158	0,55	8,26	17,2	2,23

По этим данным было определено $k_1 k_m = 5,12$. Испытания макета униполярного электродвигателя с жидкометаллическим токоподводом производились на специальном стенде.

Обмотка возбуждения получала питание от сети переменного тока через ЛАТР и выпрямитель, цепь якоря — от батареи кадмиево-никелевых аккумуляторов 5НКН-60. Величина подводимого к цепи якоря напряжения регулировалась пятью параллельно соединенными реостатами РБ-300-1.

Нагрузка на валу машины изменялась при помощи электромагнитного тормоза, связанного рычажной системой с тензометрической балкой. При заторможенном роторе его вал воздействовал на балку непосредственно. Регистрация сигналов тензодатчиков, усиленных тензостанцией ТА-5, производилась осциллографом Н-117.

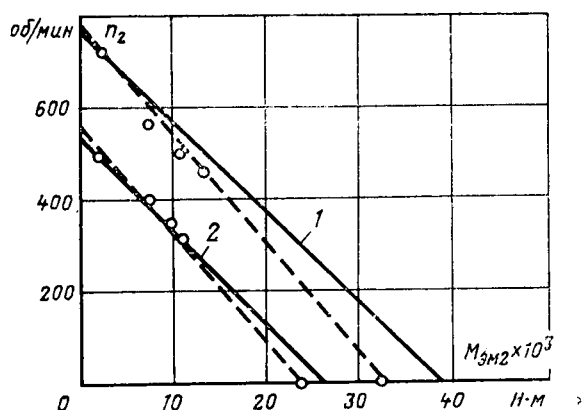


Рис. 7. Механические характеристики электродвигателя ($I_B=2$ А).
1 — $U=0,15$ В; 2 — $U=0,1$ В.

Скорость вращения якоря измерялась индуктивным датчиком, установленным на статоре машины, сигналы которого, обусловленные вращением зубцов якоря, передавались на осциллограф. Скорость вращения выходного вала измерялась при помощи размыкателя электрической цепи, включающей последовательно соединенные источник постоянного тока (аккумулятор) и шлейф осциллографа. На осциллографе также регистрировались напряжение и ток цепи якоря.

Учитывая сложный характер изменения с температурой параметров схемы замещения цепи якоря, последние были определены расчетным путем по опытным характеристикам нагретой машины, а также по величине полного сопротивления цепи якоря, измеренного после ее отключения от сети:

$$r_1 = 4,12 \cdot 10^{-6} \text{ Ом}; r_y = 0,127 \cdot 10^{-3} \text{ Ом}; r_k + r_{\Pi} = 0,414 \cdot 10^{-3} \text{ Ом}.$$

На рис. 7 приведены механические характеристики макета электродвигателя, полученные расчетным путем (сплошные линии) для двух значений напряжения на зажимах цепи якоря при токе возбуждения $I_B=2$ А. Там же приведены опытные данные, отмечается их удовлетворительное совпадение с расчетом.

На рис. 8 представлены зависимости $M_{эм2}$, Ω_1 и Ω_2 от скольжения при токе возбуждения $I_B=3$ А, которые также удовлетворительно согласуются с опытом.

Выводы. 1. Проведенные исследования полностью подтвердили работоспособность униполярного электродвигателя асинхронного типа, к достоинствам которого по сравнению с обычным униполярным электродвигателем с погруженным в жидкий металл якорем следует отнести: высокую надежность, обеспечиваемую герметичностью сплошного жидкометаллического контакта, широкий диапазон видов механических характеристик, зависящих от исполнения и материала ротора, и облегченный режим работы источника электроэнер-

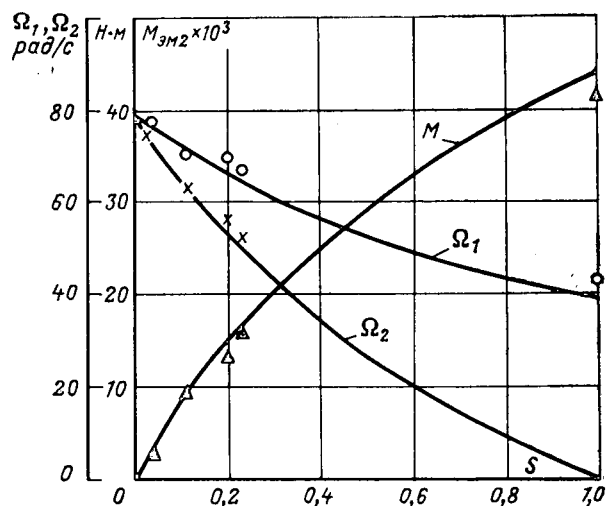


Рис. 8. Зависимость $M_{эм2}$, Ω_1 и Ω_2 от скольжения при $I_B=3$ А и $U=0,153$ В.

гии при заторможенном роторе двигателя ($\Omega_2=0$; $\Omega_1 \neq 0$).

2. В связи с относительно большим эффективным зазором энергетические характеристики рассматриваемого электродвигателя ниже, чем у сравнимой машины. Однако они могут быть достаточно высокими при использовании электрохимической меди в качестве материала межзубцовых вставок и жидкометаллического сплава NaK для токоподвода. Приближенные оценки показывают, что в этом случае для двигателей средней быстроходности и мощностью порядка 10 кВт к.п.д. может находиться в пределах 50÷60%.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Бергинов А. И., Алиевский Б. Л., Троицкий С. Р. Униполярные электрические машины с жидкометаллическим токосъемом. М.—Л., «Энергия», 1966.
2. Электромашинный агрегат. А. С. № 418940 (СССР). Оpubл. в бюл.—«Изобретения. Пром. образцы. Товарные знаки», 1974, № 9. Авт.: А. И. Хожайнов, Р. К. Телишев, В. В. Сурин и др.
3. Дорфман Л. А. Гидродинамическое сопротивление и теплопередача вращающихся тел. М., Физматгиз, 1960.
4. Шлихтинг Г. Теория пограничного слоя. М., «Наука», 1969.
5. Миренский М. С. Конструирование и расчет индукционных муфт.—«Автоматика и телемеханика», 1960, т. XXI, № 7, с. 1046—1056.
6. Костенко М. П., Пиотровский Л. М. Электрические машины. Л., «Энергия», 1973.
7. Альпер Н. Я., Терзян А. А. Индукторные генераторы. М., «Энергия», 1970.
8. Любчик М. А. Расчет и проектирование электромагнитов постоянного и переменного тока. М.—Л., Госэнергоиздат, 1959.
9. Онацкий Я. И. Некоторые вопросы теории электромагнитных муфт скольжения с явно выраженными полюсами.—«Изв. вузов СССР. Энергетика», 1961, № 6, с. 41—49.
10. Лифанов В. А., Назарьян Г. Н. Схема замещения и вращающийся момент электромагнитных муфт скольжения.—«Изв. вузов СССР. Электромеханика», 1965, № 1, с. 42—47.
11. Ермолин Н. П. Электрические машины малой мощности. М., «Высшая школа», 1962.

[21.10.1975]



Определение высших гармоник напряжения и тока индукторных генераторов

Кандидаты техн. наук ЛЕДОВСКИЙ А. Н., СУГРОБОВ А. М.
Москва

В последние годы заметно вырос и качественно изменился парк промышленного высокочастотного электрооборудования. В связи с этим к высокочастотным источникам питания наряду с требованиями высокой эксплуатационной надежности, минимума массы и максимума к. п. д. все чаще стало предъявляться требование синусоидальности формы кривой напряжения. Применительно к электромашинным индукторным генераторам — источникам питания промышленного электрооборудования частотой от 500 до 10 000 Гц решение проблемы обеспечения синусоидальной формы кривой напряжения сопряжено с рядом трудностей и прежде всего с отсутствием достаточного объема информации относительно причин возникновения и способов устранения высших гармоник напряжения [Л. 1—3].

В статье приводятся результаты исследования по определению взаимосвязи между гармониками напряжения и параметрами магнитной цепи индукторных генераторов при конечной величине проницаемости участков магнитной цепи, расположенных за пределами зубцовой зоны. Полученные в ходе этих исследований результаты позволяют оценить влияние различных факторов на форму кривой напряжения и сформулировать условия ее улучшения.

Изложение материала статьи ведется применительно к одноименнополюсным индукторным генераторам, один из вариантов конструкции которых приведен на рис. 1.

Анализ проводится методом эквивалентных схем замещения [Л. 4] при следующих допущениях:

- магнитная цепь исследуемых машин линейна;
- явлениями гистерезиса и вихревых токов в стальных участках магнитопровода пренебрегаем.

Принятые допущения о характере перемагничивания стали не вносят существенных погрешностей в расчет, так как в силу принципа своего действия индукторные генераторы проектируются, как правило, слабо насыщенными. Что касается вихревых токов в массивных частях магнитной цепи, то при отсутствии специальных демпферов они оказывают слабое влияние на установившиеся процессы [Л. 5].

Для решения поставленных задач воспользуемся схемой замещения магнитной цепи (рис. 2). Считая магнитную цепь линейной, имеем:

$$\left. \begin{aligned} \Phi_1 &= \Phi_{10} + \Phi_{1R}; \\ \Phi_2 &= \Phi_{20} - \Phi_{2R}, \end{aligned} \right\} \quad (1)$$

где Φ_1, Φ_2 — потоки, пронизывающие катушки якоря, расположенные на смежных зубцах фазы статора; Φ_{10}, Φ_{20} — потоки холостого хода в смежных зубцах фазы; Φ_{1R}, Φ_{2R} — потоки реакции якоря в смежных зубцах фазы.

Потоки в зубцах и участках магнитопровода, расположенных за пределами зубцовой зоны, запишутся в виде:

$$\left. \begin{aligned} \Phi_{10} &= \frac{F_M G_3}{G_z + s G_3} G_1; \\ \Phi_{20} &= \frac{F_M G_3}{G_z + s G_3} G_2; \\ \Phi_M &= \frac{F_M G_3}{G_z + s G_3} G_3, \end{aligned} \right\} \quad (2)$$

где F_M — н. с. возбуждения (в случае магнитоэлектрического возбуждения F_M — фиктивная н. с. постоянного магнита); G_3 — магнитная проводимость участков магнитопровода, расположенных за пределами зубцовой зоны; s — число пакетов генератора; G_1, G_2 — магнитные проводимости пространства между зубцами статора и ротора на зубцовом делении статора, смежных зубцов фазы; G_z — полная магнитная проводимость зубцовой зоны:

$$G_1 = G_{\max} \sum_{n=0}^{\infty} \beta_n \cos n\omega t; \quad (3)$$

$$G_2 = G_{\max} \sum_{n=0}^{\infty} \beta_n \cos (-1)^n n\omega t; \quad (4)$$

$$G_z = 2mqz_p G_{\max} \sum_{n=0}^{\infty} \beta_{2mn} \cos 2mn\omega t. \quad (5)$$

Здесь G_{\max} — максимальная магнитная проводимость пространства между зубцами статора и ротора, на зубцовом делении статора; $\beta_n = G_n / G_{\max}$ — отношение n -й гармоники магнитной проводимости пространства между зубцами статора и ротора к максимальной (коэффициенты магнитного поля); m — число фаз; q — число пазов на полюс и фазу; z_p — число зубцов ротора; ω — круговая частота:

$$\omega = 2\pi z_p n_p$$

(n_p — частота вращения ротора).

Анализ выражения (2) показывает:

1. В кривых изменения потоков в зубцах статора в общем случае присутствуют все без исключения гармоники:

$$\left. \begin{aligned} \Phi_{10} &= \sum_{n=0}^{\infty} \Phi_{0n} \cos n\omega t; \\ \Phi_{20} &= \sum_{n=0}^{\infty} \Phi_{0n} (-1)^n \cos n\omega t, \end{aligned} \right\} \quad (6)$$

где Φ_{0n} — амплитуда n -й гармоники потока холостого хода, а в потоке участков магнитопровода, расположенных за пределами зубцовой зоны, содержатся гармоники, кратные $2m$ (m — число фаз)

$$\Phi_M = \sum_{n=0}^{\infty} \Phi_{M2mn} \cos 2mn\omega t.$$

2. Гармонический состав потоков в зубцах зависит от гармонического состава магнитных проводимостей пространства между зубцами статора и ротора, числа фаз, типа системы возбуждения и конструкции генератора (однопакетный или двухпакетный).

Если магнитная проводимость участков магнитопровода, расположенных за пределами зубцовой зоны, значительно больше магнитной проводимости пространства между зубцами статора и ротора $G_3 \gg G_{\max}$, то гармонический состав потоков в зубцах будет повторять гармонический состав магнитных проводимостей пространства между зубцами статора и ротора.

Однако при конечном значении магнитной проводимости G_3 и наличии в магнитной проводимости пространства между зубцами статора и ротора хотя бы одной высшей гармоники, кратной $2m$, в потоке, проходящем по валу, будут содержаться все гармоники, кратные $2m$, а в потоках зубцов — гармоники, кратные $2m, 2m+1, 2m-1$.

Чтобы убедиться в справедливости этих выводов обратимся к формуле:

$$F_z = F_M - \frac{\Phi_M}{G_3}. \quad (7)$$

Здесь F_z — н. с., приложенная к зубцовой зоне.

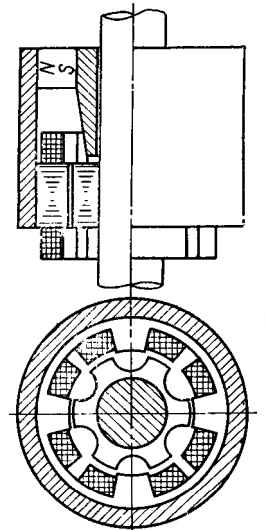


Рис. 1. Эскиз магнитной цепи однопакетного одноименнополюсного индукторного генератора.

Подставляя в (7) значение Φ_M из (2), найденное с учетом (3)—(5), получим:

$$\Phi_M = \frac{2F_M G_{\max} \beta_3 \sum_{n=0}^{\infty} \beta_{2mn} \cos 2mn\omega t}{2 \sum_{n=0}^{\infty} \beta_{2mn} \cos 2mn\omega t + \beta_3 \frac{s}{mqz_p}}, \quad (8)$$

где

$$\beta_3 = \frac{G_3}{G_{\max}}.$$

Отсюда

$$F_z = F_M \frac{s}{mqz_p} \frac{1}{2 \sum_{n=0}^{\infty} \beta_{2mn} \cos 2mn\omega t + \beta_3 \frac{s}{mqz_p}} = F_M \sum_{n=0}^{\infty} F^*_{2mn} \cos 2mn\omega t, \quad (9)$$

где $F^*_{2mn} = F_{2mn}/F_M$ — отношение гармоники н. с. порядка $2mn$, приложенной к зубцовой зоне к н. с. возбуждения (или к фиктивной н. с. постоянного магнита).

Таким образом, н. с., приложенная к зубцовой зоне, при конечной величине проводимости G_3 оказывается пульсирующей во времени с частотами, кратными $2m$.

С учетом (9) поток в зубце статора запишется в виде:

$$\Phi_{10} = 0,5F_M G_{\max} \left\{ \sum_{n=0}^{\infty} [F^*_{2mn} \beta_{2mn} + F^*_{2mn} \beta_0 \cos 2mn\omega t] + \sum_{n=1}^{\infty} \left[2F^*_{0\beta n} + \sum_{k=1}^{\infty} F^*_{2mk} (\beta_{|2mk-n|} + \beta_{2mk+n}) \right] \cos n\omega t \right\}. \quad (10)$$

При $m=1$ присутствие в магнитной проводимости пространства между зубцами статора и ротора 2-й гармоники приводит к пульсации н. с. F_z с частотой $f=2f_1$ (f_1 — основная частота), а следовательно, к появлению 3-й и 4-й гармоник в потоках зубцов и 4-й гармоники в потоке Φ_M . Появление 4-й гармоники в потоке Φ_M приведет к появлению пульсаций н. с. F_z с частотой $f=4f_1$, а следовательно, к появлению 5-й и 6-й гармоник в потоке зубцов и 6-й гармоники в потоке Φ_M . Используя аналогичные рассуждения для 6-й, а затем 8-й и более высоких гармоник потока, нетрудно убедиться, что при $m=1$ и присутствии 2-й гармоники в проводимости пространства между зубцами статора и ротора, в потоках зубцов появляется полный спектр гармоник, а в кривой э. д. с. холостого хода — все нечетные гармоники (четные гармоники э. д. с. в катушках соседних зубцов находятся в противофазе и взаимоничтожаются).

Однако в многофазных машинах величина высших гармоник, образованных за счет пульсации потока Φ_M , оказывается незначительной, так как $\beta_0 \gg \sum_{n=1}^{\infty} \beta_{2mn}$ ($m \geq 2$), и без значительной погрешности уравнение (10) может быть записано в виде:

$$\Phi_{10} = F_M \frac{\beta_3 \frac{s}{mqz_p}}{2\beta_0 + \beta_3 \frac{s}{mqz_p}} G_{\max} \sum_{n=0}^{\infty} \beta_n \cos n\omega t. \quad (11)$$

Перейдем теперь к определению потоков реакции якоря Φ_{1R} и Φ_{2R} , входящих в выражение (1).

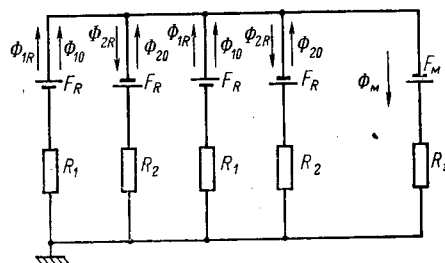


Рис. 2. Схема замещения магнитной цепи однопакетного одноименнополюсного индукторного генератора.

F_R — н. с. реакции якоря; R_1 и R_2 — магнитные сопротивления пространства между зубцами статора и ротора; Φ_{10} , Φ_{20} — потоки холостого хода; Φ_{1R} , Φ_{2R} — потоки реакции якоря; F_M — н. с. постоянного магнита; R_3 — магнитное сопротивление участков магнитопровода, расположенных за пределами зубцовой зоны.

Согласно схеме замещения рис. 2 потоки Φ_{1R} и Φ_{2R} можно записать в виде:

$$\left. \begin{aligned} \Phi_{1R} &= F_R G_1 - \frac{\varphi_a G_1}{s}; \\ \Phi_{2R} &= F_R G_2 + \frac{\varphi_a G_1}{s}, \end{aligned} \right\} \quad (12)$$

где F_R — н. с. реакции якоря:

$$F_R = \omega \sum_{k=0}^{\infty} [I'_{2k+1} \cos (2k+1)\omega t + I''_{2k+1} \sin (2k+1)\omega t], \quad (13)$$

(ω — число витков в катушке якоря; I'_{2k+1} , I''_{2k+1} — косинусная и синусная составляющие тока якоря); φ_a — потенциал точки a , характеризующий изменение н. с., приложенной к зубцовой зоне при прохождении по зубцам потоков реакции якоря; φ_a может быть определен методом узловых потенциалов или каким-либо другим способом:

$$\varphi_a = \frac{s\omega}{2 \sum_{n=0}^{\infty} \beta_{2mn} \cos 2mn\omega t + \beta_3 \frac{s}{mqz_p}} \left\{ \sum_{l=1}^{\infty} \sum_{k=0}^{\infty} I'_{2k+1} \times \right. \\ \times (\beta_{|2k+1-2ml|} + \beta_{2k+1+2ml}) \cos 2ml\omega t + \sum_{l=1}^{\infty} \sum_{k=0}^{\infty} I''_{2k+1} \times \\ \left. \times (\beta_{|2k+1-2ml|} - \beta_{2k+1+2ml}) \sin 2ml\omega t + \sum_{k=0}^{\infty} I'_{2k+1} \beta_{2k+1} \right\}. \quad (14)$$

После подстановки в (12) выражений (3), (4), (13) и (14) получим:

$$\Phi_{1R} = 0,5\omega G_{\max} \left\{ \sum_{k=0}^{\infty} I'_{2k+1} \beta_{2k+1} + \sum_{n=0}^{\infty} \left[\frac{1-(-1)^n}{2} I'_n \beta_0 + \right. \right. \\ \left. \left. + \sum_{k=0}^{\infty} I'_{2k+1} (\beta_{|2k+1-n|} + \beta_{2k+1+n}) \right] \cos n\omega t + \right. \\ \left. + \sum_{n=1}^{\infty} \left[\frac{1-(-1)^n}{2} I''_n \beta_0 + \sum_{k=0}^{\infty} I''_{2k+1} (\beta_{|2k+1-n|} - \beta_{2k+1+n}) \right] \times \right. \\ \left. \times \sin n\omega t - \frac{1}{2\beta_0 + \beta_3 \frac{s}{mqz_p}} \left[\sum_{l=1}^{\infty} \sum_{k=0}^{\infty} (\beta_{|2k+1-2ml|} + \right. \right.$$

$$\begin{aligned}
& + \beta_{2k+1+2ml}) \beta_{2ml} I'_{2k+1} + 2 \sum_{n=0}^{\infty} \sum_{k=0}^{\infty} I'_{2k+1} \beta_{2k+1} \beta_n \cos n\omega t + \\
& + \beta_0 \sum_{l=1}^{\infty} \sum_{k=0}^{\infty} I'_{2k+1} (\beta_{|2k+1-2ml|} + \beta_{2k+1+2ml}) \cos 2ml\omega t + \\
& + \sum_{n=1}^{\infty} \sum_{l=1}^{\infty} \sum_{k=0}^{\infty} I'_{2k+1} (\beta_{|2k+1-2ml|} + \beta_{2k+1+2ml}) (\beta_{(n-2ml)} + \\
& + \beta_{n+2ml}) \cos n\omega t + \beta_0 \sum_{l=1}^{\infty} \sum_{k=0}^{\infty} I''_{2k+1} (\beta_{|2k+1-2ml|} - \\
& - \beta_{2k+1+2ml}) \sin 2ml\omega t + \sum_{l=1}^{\infty} \sum_{n=1}^{\infty} \sum_{k=0}^{\infty} I''_{2k+1} (\beta_{|2k+1-2ml|} - \\
& - \beta_{2k+1+2ml}) (\beta_{|n-2ml|} - \beta_{n+2ml}) \sin n\omega t \Big\}. \quad (15)
\end{aligned}$$

Аналитическое выражение для потолка в смежном зубце Φ_{2R} отличается от (15) только знаками перед нечетными гармониками.

Если магнитная проводимость участков магнитопровода, расположенных за пределами зубцовой зоны, значительно больше магнитной проводимости пространства между зубцами статора и ротора ($G_0 \gg G_{\max}$), то выражение (15) примет вид:

$$\begin{aligned}
\Phi_{-R} = 0,5\omega G_{\max} \Big\{ \sum_{k=0}^{\infty} I'_{2k+1} \beta_{2k+1} + \sum_{n=1}^{\infty} \left[\frac{1 - (-1)^n}{2} I'_n \beta_0 + \right. \\
\left. + \sum_{k=0}^{\infty} I'_{2k+1} (\beta_{|2k+1-n|} + \beta_{2k+1+n}) \right] \cos n\omega t + \\
\left. + \sum_{n=1}^{\infty} \left[\frac{1 - (-1)^n}{2} I''_n \beta_0 + \sum_{k=0}^{\infty} I''_{2k+1} (\beta_{|2k+1-n|} - \right. \right. \\
\left. \left. - \beta_{2k+1+n}) \right] \sin n\omega t \right\}, \quad (16)
\end{aligned}$$

и будет аналогично выражению (13), приведенному в [Л. 3].

Анализ выражения (15) показывает, что каждая гармоника н. с. реакции якоря создает спектр гармоник магнитного потока, в связи с чем все гармоники тока и магнитного потока оказываются взаимосвязанными, и точное их определение возможно лишь при совместном рассмотрении.

Рассмотрим кратко физику возникновения высших гармоник потоков реакции якоря. Предположим, что магнитные сопротивления участков магнитопровода, расположенных за пределами зубцовой зоны, отличны от нуля, а в магнитных проводимостях пространств между зубцами статора и ротора отсутствуют высшие гармоники. В этом случае в потоках зубцов будут присутствовать постоянная составляющая и 1-я гармоника, а в кривой э. д. с. — 1-я гармоника. При нагрузке 1-я гармоника э. д. с. приводит к появлению 1-й гармоники тока.

Появление тока в катушках якоря приводит к появлению в зубцах статора постоянной составляющей, а также 1-й, 2-й и 3-й гармоник потока.

Таким образом, несмотря на отсутствие высших гармоник в магнитной проводимости пространства между зубцами статора и ротора, при нагрузке, помимо постоянной составляющей и 1-й гармоники, обусловленных действием н. с. возбуждения, появляются постоянная составляющая и три гармоники потока, обусловленные действием 1-й гармоники н. с. реакции якоря.

Четные гармоники потока в смежных зубцах статора совпадают по фазе и, следовательно, не наводят э. д. с. в обмотках якоря. Нечетные гармоники наводятся в противофазе и поэтому вызывают появление 1-й и 3-й гармоник э. д. с. (катушки якоря соединены встречно).

Появление 3-й гармоники э. д. с., обусловленной потоками реакции якоря от 1-й гармоники тока, естественно, вызывает появление 3-й гармоники тока, которая приводит к появлению в зубцах 4-й и 5-й гармоник магнитных потоков; последняя наводит в обмотках якоря 5-ю гармонику э. д. с., что приводит к появлению 5-й гармоники тока и т. д. Используя аналогичные рассуждения для 5-й, а затем 7-й и более высоких гармоник, можно прийти к выводу, что при конечном значении магнитной проводимости G_0 в кривых э. д. с. и тока, даже при отсутствии высших гармоник в магнитных проводимостях пространства между зубцами статора и ротора, присутствуют все нечетные гармоники.

Исключение составляет случай, когда магнитная проводимость значительно больше магнитных проводимостей пространства между зубцами статора и ротора. В этом случае для появления высших гармоник в кривых изменения э. д. с. и тока необходимо присутствие высших гармоник в магнитных проводимостях G_1 , G_2 , а для появления полного спектра гармоник в потоках зубцов необходимо и достаточно присутствие 4-й гармоники или любых двух четных гармоник в магнитных проводимостях G_1 и G_2 .

При изменении потоков в зубцах согласно (1), (6) и (15) внутренняя э. д. с. запишется в виде:

$$\begin{aligned}
e'(t) = \sum_{n=1}^{\infty} \left\{ \left[E_{0n} + \sum_{k=0}^{\infty} I'_{2k+1} x_{adn/(2k+1)} \right] \sin n\omega t - \right. \\
\left. - \sum_{k=0}^{\infty} I''_{2k+1} x_{aqn/(2k+1)} \cos n\omega t \right\},
\end{aligned}$$

где E_{0n} — амплитуда n -й гармоники э. д. с. холостого хода; $x_{ad n/(2k+1)}$, $x_{aq n/(2k+1)}$ — индуктивные сопротивления по продольной и поперечной осям (верхний индекс означает номер гармоники э. д. с., а нижний — номер гармоники тока, создавшего эту э. д. с.):

$$E_{0n} = 4\pi f n q z_p \omega s \Phi_{0n};$$

$$x_{adn/(2k+1)} = 4\pi f n q z_p \omega^2 s G_{adn/(2k+1)};$$

$$x_{aqn/(2k+1)} = 4\pi f n q z_p \omega^2 s G_{aqn/(2k+1)},$$

где $G_{ad n/(2k+1)}$, $G_{aq n/(2k+1)}$ — магнитные проводимости по продольной и поперечной осям генератора.

Полагая $\beta_0 \gg \beta_{2ml}$, получим:

при $n = 2k + 1$

$$\begin{aligned}
G_{adn/n} = G_{\max} \left\{ \beta_0 + 0,5\beta_{2n} - \frac{1}{2\beta_0 + \beta_0 \frac{s}{mqz_p}} \times \right. \\
\left. \times \left[\beta_{2n} + 0,5 \sum_{l=1}^{\infty} (\beta_{|n-2ml|} + \beta_{n+2ml})^2 \right] \right\}; \\
G_{aqn/n} = G_{\max} \left\{ \beta_0 - 0,5\beta_{2n} - \frac{0,5}{2\beta_0 + \beta_0 \frac{s}{mqz_p}} \times \right. \\
\left. \times \sum_{l=1}^{\infty} (\beta_{|n-2ml|} - \beta_{n+2ml})^2 \right\};
\end{aligned}$$

при $n \neq 2k + 1$

$$\begin{aligned}
G_{adn/n(2k+1)} = 0,5G_{\max} \left\{ \beta_{|2k+1-n|} + \beta_{2k+1+n} - \right. \\
- \frac{1}{2\beta_0 + \beta_0 \frac{s}{mqz_p}} \left[2\beta_{2k+1}\beta_n + \sum_{l=1}^{\infty} (\beta_{|2k+1-2ml|} + \right. \\
\left. + \beta_{2k+1+2ml}) (\beta_{|n-2ml|} + \beta_{n+2ml}) \right] \Big\};
\end{aligned}$$

$$G_{aqn/(2k+1)} = 0,5G_{\max} \left\{ \beta_{|2k+1-n|} - \beta_{2k+1+n} - \frac{1}{2\beta_0 + \beta_9} \frac{s}{mqz_p} \sum_{i=1}^{\infty} (\beta_{|2k+1-2mi|} - \beta_{2k+1+2mi}) \times (\beta_{|n-2mi|} - \beta_{n+2mi}) \right\}.$$

Приравнявая внутреннюю э. д. с. $e'(t)$ падению напряжения на нагрузке, получим систему уравнений, по своей структуре аналогичную системе уравнений, приведенной в [Л. 3]:

$$\left. \begin{aligned} E_{01} + \sum_{k=0}^{\infty} I'_{2k+1} x_{a\alpha 1/(2k+1)} &= z'_1 (-I'_1 \sin \varphi'_1 + I''_1 \cos \varphi'_1); \\ - \sum_{k=0}^{\infty} I''_{2k+1} x_{a\alpha 1/(2k+1)} &= z'_1 (I'_1 \cos \varphi'_1 + I''_1 \sin \varphi'_1); \\ E_{03} + \sum_{k=0}^{\infty} I'_{2k+1} x_{a\alpha 3/(2k+1)} &= z'_3 (-I'_3 \sin \varphi'_3 + I''_3 \cos \varphi'_3); \\ - \sum_{k=0}^{\infty} I''_{2k+1} x_{a\alpha 3/(2k+1)} &= z'_3 (I'_3 \cos \varphi'_3 + I''_3 \sin \varphi'_3); \\ \dots &\dots \\ E_{0n} + \sum_{k=0}^{\infty} I'_{2k+1} x_{a\alpha n/(2k+1)} &= z'_n (-I'_n \sin \varphi'_n + I''_n \cos \varphi'_n); \\ - \sum_{k=0}^{\infty} I''_{2k+1} x_{a\alpha n/(2k+1)} &= z'_n (I'_n \cos \varphi'_n + I''_n \sin \varphi'_n); \\ \dots &\dots \end{aligned} \right\}$$

где z'_n — полное сопротивление фазы якоря для n -й гармоники тока; φ'_n — угол между n -ми гармониками внутренней э. д. с. и тока.

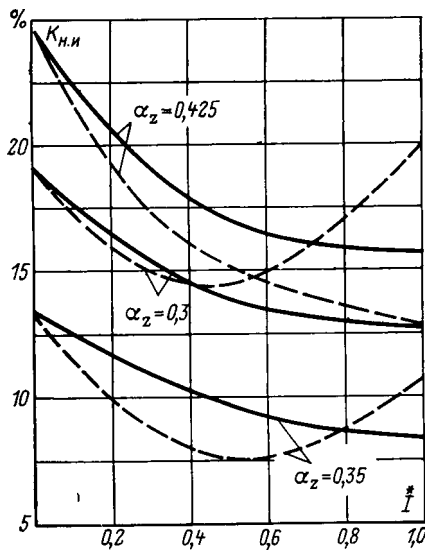


Рис. 3. Зависимость формы кривой напряжения от тока якоря и коэффициента зубцового перекрытия (τ_z^* — относительное зубцовое деление ротора, равное τ_z/δ , τ_z — зубцовое деление ротора; δ — минимальный зазор между зубцами ротора и статора; $\tau_z = 100$; $m=2$; $q=1/3$; $s=2$; $\cos \varphi=0,8$).
— без учета взаимосвязи между гармониками тока и э. д. с.;
- - - с учетом этой взаимосвязи.

Перейдем теперь к анализу влияния различных факторов на форму кривой напряжения индукторных генераторов.

На рис. 3 приведены зависимости коэффициента нелинейных искажений $K_{н.и}$ ($K_{н.и}$ — отношение действующего значения напряжения высших гармоник к действующему значению напряжения 1-й гармоники) от относительного значения тока якоря $I^* = I/I_{к.з}$ (I — действующее значение тока якоря; $I_{к.з}$ — действующее значение тока короткого замыкания) для трех различных зубцовых зон. Из анализа кривых следует, что при изменении коэффициента зубцового перекрытия α_z (α_z — отношение ширины зубца к зубцовому делению ротора) изменяется не только величина, но и характер зависимости формы кривой напряжения от тока якоря. Подобный характер вызван тем, что с увеличением α_z степень влияния взаимосвязи между гармониками тока и э. д. с. уменьшаются в связи с уменьшением 2-й, 4-й и 6-й гармоник магнитной проводимости пространства между зубцами статора и ротора, которые характеризуют степень влияния 1-й гармоники тока на 3-ю, 5-ю и 7-ю гармоники э. д. с., т. е. на те гармоники, которые в наибольшей степени влияют на величину коэффициента нелинейных искажений.

Естественно, что с ростом тока нагрузки возрастает погрешность при определении формы кривой напряжения без учета взаимосвязи между гармониками тока и э. д. с.

На рис. 4 приведены зависимости $K_{н.и} = f(I)$ при различных значениях магнитных проводимостей участков магнитопровода, расположенных за пределами зубцовой зоны.

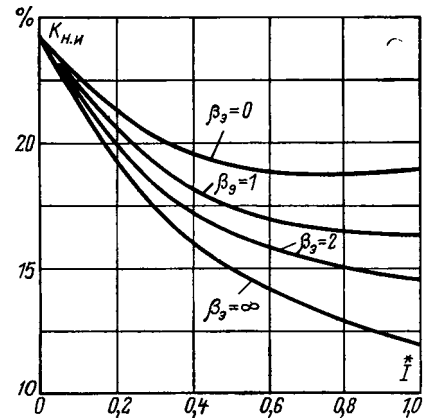


Рис. 4. Зависимость формы кривой напряжения от тока якоря и магнитной проводимости участков магнитопровода, расположенных за пределами зубцовой зоны ($m=2$; $q=1/3$; $\tau_z^*=100$; $s=2$; $\alpha_z=0,425$; $\cos \varphi=0,85$).

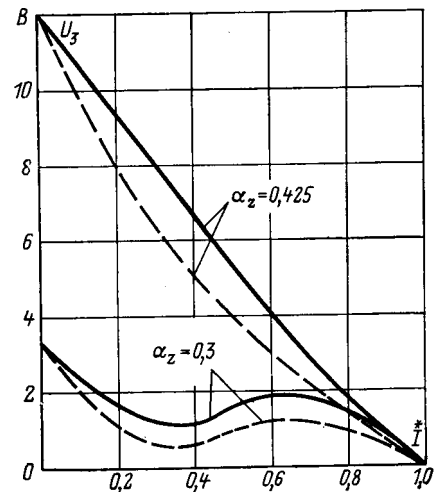


Рис. 5. Зависимость действующего значения 3-й гармоники напряжения от коэффициента зубцового перекрытия и тока якоря ($m=2$; $q=1/3$; $\tau_z=100$; $s=2$; $\cos \varphi=0,8$).
— $G_9 < G_{\max}$ (с постоянным магнитом); - - - $G_9 \gg G_{\max}$ (с электромагнитом).

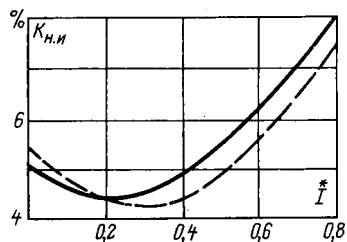


Рис. 6. Зависимость формы кривой напряжения от тока якоря ($m=2$; $q=1/3$; $\tau_z=100$; $s=2$; $\alpha_z=0,325$; $\alpha_{ск}=\pi/4$; $\cos \varphi=0,8$).
— расчет; --- эксперимент.

С уменьшением магнитной проводимости участков магнитопровода, расположенных за пределами зубцовой зоны, форма кривой напряжения ухудшается. Таким образом, для улучшения формы кривой напряжения целесообразно увеличивать магнитную проводимость участков магнитопровода, расположенных за пределами зубцовой зоны. В этом плане предпочтительнее выглядят двухпакетные одноименнополюсные индукторные генераторы ввиду отсутствия у них паразитного воздушного зазора, присущего однопакетным конструкциям.

Следует отметить, что с изменением коэффициента зубцового перекрытия изменяется не только величина, но и характер зависимости высших гармоник напряжения от тока якоря. Так, при $\alpha_z=0,3$ относительное значение 3-й гармоники напряжения $U_3=U_3/U_1$ (U_1 , U_3 — действующие значения 1-й и 3-й гармоник напряжения) при увеличении тока якоря сначала убывает, достигая минимума при $I^*\approx 0,08$, а при дальнейшем росте тока начинает возрастать. При $\alpha_z=0,4$ относительное значение 3-й гармоники напряжения U_3^* непрерывно убывает с ростом тока якоря.

На рис. 5 приведены зависимости действующего значения 3-й гармоники напряжения в зависимости от коэффициента зубцового перекрытия и тока якоря. Как следует из анализа этих кривых, изменение α_z приводит к изменению как значения, так и характера зависимости $U_3=f(I^*)$, а изменение магнитной проводимости участков магнитопровода, расположенных за пределами зубцовой зоны, G_a приводит лишь к изменению значений высших гармоник при токах $0 < I^* < 1$.

Не меньшее влияние на форму кривой напряжения оказывает характер нагрузки: увеличение коэффициента мощности ($\cos \varphi$) приводит к улучшению формы кривой напряжения. Как показывают расчеты, наилучшая форма кривой напряжения при нагрузке достигается путем выбора коэффициента зубцового перекрытия в диапазоне:

для генераторов с электромагнитным возбуждением ($G_a \gg G_{max}$) $\alpha_z=0,3 \div 0,35$;

для генераторов с магнитоэлектрическим возбуждением ($G_a \approx G_{max}$) $\alpha_z=0,35 \div 0,4$.

Если путем выбора коэффициента зубцового перекрытия α_z не удается обеспечить требуемую форму кривой напряжения (в настоящее время, как правило, требуется обеспечить $K_{н.н} \leq 8\%$), то для улучшения формы кривой напряжения целесообразно производить скос зубцов ротора. Большинство авторов [Л. 4, 6 и 7] рекомендует выбирать скос зубцов ротора $\alpha_{ск} = 2\pi/3 \div \pi$. Однако, как показывают расчеты, при углах скоса $\alpha_{ск} > \pi/2$ форма кривой напряжения практически не улучшается, в то время как диаметр ротора резко возрастает. Поэтому можно рекомендовать следующие углы скоса зубцов ротора:

для генераторов с электромагнитным возбуждением $\alpha_{ск} = \pi/4 \div \pi/2$;

для генераторов с магнитоэлектрическим возбуждением $\alpha_{ск} = 2\pi/5 \div 2\pi/3$.

На рис. 6 приведены расчетные и экспериментальные зависимости формы кривой напряжения от тока якоря. Анализ этих зависимостей показывает, что:

погрешность в определении формы кривой напряжения по приведенным в статье формулам не превышает 15%;

рекомендации по выбору коэффициента зубцового перекрытия и угла скоса зубцов ротора обеспечивают требуемую форму кривой напряжения ($K_{н.н} \leq 8\%$) как при холостом ходе, так и при номинальной нагрузке ($I^*=0,5I$).

В заключение необходимо отметить, что справедливость расчетов формы кривой напряжения по приведенным в статье формулам обеспечивается до индукций, расположенных ниже, либо на «колене» кривой намагничивания. Если это условие выполнено, то погрешность в определении формы кривой напряжения не превышает 10—15%.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Талышинский И. Т., Абасов А. Г. Расчет гармоник напряжения и тока индукторных машин. — «Изв. вузов. Электромеханика», 1971, № 5.
2. Абасов А. Г. Влияние характера нагрузки на высшие гармоники индукторных машин. — «За технический прогресс», 1969, № 10.
3. Сугробов А. М., Ледовский А. Н. Учет высших гармоник проводимости воздушных зазоров при проектировании индукторных генераторов. — «Труды МЭИ», 1972, вып. 147.
4. Красношопка М. М. Индукторные генераторы повышенной частоты. М., Оборонгиз, 1948.
5. Нейман Л. Р., Демирчян К. С. Теоретические основы электротехники. Л., «Энергия», 1966.
6. Альпер Н. Я., Терзян А. А. Индукторные генераторы. М., «Энергия», 1970.
7. Алексеева М. М. Машинные генераторы повышенной частоты. Л., «Энергия», 1967.

[12.6.1975]

◇ ◇ ◇

УДК 62-501.72.001.5

Метод организации статистических исследований нелинейных нестационарных систем управления конечным состоянием

Доктор техн. наук ВАСИЛЬЕВ Д. В., кандидаты техн. наук ГАЛИЦКИЙ В. И., ЗНАМЕНСКИЙ А. А., САБИНИН О. Ю.

Ленинградский электротехнический институт

Недостатком метода статистического моделирования, основного метода исследований сложных нелинейных систем управления, является низкая скорость сходимости, что выдвигает актуальную задачу сокращения времени, необходимого для анализа качества системы. Одним из возможных путей повышения сходимости статистического моделирования является его рациональное сочетание внутри единого вычислительного процесса с аналитическими методами, позволяющими достаточно быстро находить асимптотические оценки искомых показателей качества.

В настоящее время известен ряд работ, посвященных проблеме сокращения числа статистических испытаний путем использования асимптотических оценок [Л. 1, 2], однако в этих работах не рассматривается такой важный класс систем автоматического управления, как системы управления конечным состоянием.

Характерной особенностью указанного класса систем является то, что время управления ограничено величиной момента времени t_k и значение показателя качества J существенно лишь в этот момент времени.

Системы данного класса, как правило, являются существенно нестационарными.

Известные авторам работы, посвященные теории систем управления конечным состоянием, ограничиваются линейными представлениями и не затрагивают вопросов статистического моделирования.

В статье предлагается метод организации статистического моделирования систем управления конечным состоянием, основанный на совместном использовании методов теории чувствительности, метода сопряженно-инверсных систем и специальной выборочной процедуры — существенной выборки. Метод существенной выборки зарекомендовал себя как весьма эффективный и в то же время простой в реализации метод организации статистического моделирования систем управления [Л. 2]. Он состоит в том, что розыгрыш случайных величин $\alpha = (\alpha_1, \alpha_2, \dots, \alpha_n)$ с функцией плотности вероятностей $f_0(\alpha)$ заменяется розыгрышем их с функцией плотности вероятностей $g(\alpha)$, обеспечивающей понижение дисперсии оценки.

В общем случае отсутствуют практические рекомендации по выбору функции $g(\alpha)$, так как известное соотношение [Л. 2] для определения оптимальной функции $g_{\text{опт}}(\alpha)$, обеспечивающей теоретический минимум дисперсии оценки искомого критерия качества, требует на практике предварительного статистического моделирования систем. При этом затраты машинного времени для решения всей задачи не могут быть сделаны меньше, чем при обычном применении метода Монте-Карло.

При анализе нелинейных нестационарных систем управления конечным состоянием предлагается функцию плотности вероятностей $g(\alpha)$ задавать в виде:

$$g(\alpha) = \frac{|\Phi_{\text{л}}(\alpha)| f_0(\alpha)}{M[|\Phi_{\text{л}}(\alpha)|]}, \quad (1)$$

где $\Phi_{\text{л}}(\alpha)$ — значение исследуемой переменной (ошибки) в конечный момент времени (для линеаризованной системы):

$$\Phi_{\text{л}}(\alpha) = M[\Phi_{\text{л}}(\alpha)] + \sum_{i=1}^n T_{\alpha_i}(\alpha_i - M[\alpha_i]), \quad (2)$$

где T_{α_i} — функции чувствительности ошибки системы по каждой случайной величине, причем величина T_{α_i} определяется при значении случайной переменной, равной ее математическому ожиданию.

Функции чувствительности T_{α_i} в выражении (2) рекомендуется находить для линеаризованной относительно внешних воздействий системы, используя при этом предлагаемую процедуру статистической линеаризации систем рассматриваемого класса, основанную на применении метода сопряженно-инверсных систем, позволяющего за одно решение на АВМ находить все необходимые характеристики для момента времени t_k в зависимости от переменного интервала наблюдения.

Коэффициенты статистической линеаризации находятся с помощью последовательных приближе-

ний. Для этого на АВМ решается следующая система уравнений:

$$\left. \begin{aligned} m_{y_i}(t) &= \int_{-\infty}^t h_i[K^{i_0}(m_{y_i}, \sigma_{y_i}^2); t, \tau] m_x(\tau) d\tau; \\ y_i(t) &= \int_{-\infty}^t h_i[K^{i_1}(m_{y_i}, \sigma_{y_i}^2); t, \tau] x^0(\tau) d\tau; \\ K^{i_0} &= K^{i_0}(m_{y_i}, \sigma_{y_i}^2); \\ K^{i_1} &= K^{i_1}(m_{y_i}, \sigma_{y_i}^2). \end{aligned} \right\} \quad (3)$$

Здесь m_{y_i} — математическое ожидание сигнала на входе i -й нелинейности; σ_{y_i} — среднеквадратическое значение сигнала на входе i -й нелинейности; y_i^0 — центрированная случайная составляющая этого сигнала; m_x и x^0 — то же для входного сигнала в системе; h_i — импульсная переходная функция линеаризованной системы от точки приложения воздействия x до входа в i -ую нелинейность; K^{i_0}, K^{i_1} — коэффициенты статистической линеаризации для i -й нелинейности.

Второе уравнение системы (3) используется для определения дисперсии в соответствии с выражением:

$$\sigma_{y_i}^2(t) = \int_{-\infty}^t h_{\text{э.кв}}^2(t, \tau) d\tau, \quad (4)$$

где

$$h_{\text{э.кв}}(t, \tau) = \int_{\tau}^t h(t, \tau) h_{\text{ф.ф}}(t, \tau) d\lambda,$$

$h_{\text{ф.ф}}$ — импульсная переходная функция формирующего фильтра, обеспечивающего на своем выходе процесс с заданной корреляционной функцией $R_x(\tau_1, \tau_2)$.

В соответствии с методом сопряженно-инверсных систем функции $m_{y_i}(t)$ и $\sigma_{y_i}^2(t)$ для конечного момента времени определяются по следующим выражениям [Л. 3]:

$$m_{y_i}(t_k, \theta) = \int_0^{\theta} h(t_k, t_k - \lambda) m_x(t_k - \lambda) d\lambda; \quad (5)$$

$$\sigma_{y_i}^2(t_k, \theta) = \int_0^{\theta} h_{\text{э.кв}}^2(t_k, t_k - \lambda) d\lambda, \quad (6)$$

где $\theta = t_k - \lambda$ — переменный интервал наблюдения; λ — переменная интегрирования.

Зависимости (5) и (6) для каждого приближения коэффициентов статистической линеаризации K_0 и K_1 моделируются на АВМ по структурным схемам системы, преобразованной по методу сопряженно-инверсных систем.

Сходимость последовательных приближений будет зависеть от выбора первого приближения значений коэффициентов K^{i_0} и K^{i_1} . В отдельных конкретных случаях исходные значения этих коэффициентов могут быть выбраны на основе предварительного анализа системы; например, для систем,

работающих в автоколебательном режиме, можно рекомендовать в качестве первого приближения значения коэффициентов гармонической линеаризации, рассчитанные для некоторого момента $t_i \ll t_k$ как для стационарной системы.

Для линеаризованной системы искомые функции чувствительности T_{α_i} удобно определять, используя структурный метод [Л. 4] с применением сопряженно-инверсной модели. Использование структурного метода теории чувствительности в сочетании с методом сопряженно-инверсных систем позволяет определить каждую функцию чувствительности для конечного момента времени t_k за одно машинное решение на АВМ.

Все структурные преобразования для проведения статистической линеаризации и определения функции чувствительности иллюстрируются ниже на примере типовой нелинейной системы управления конечным состоянием [Л. 5]. Структурная схема системы изображена на рис. 1, где $x(t)$ и $f(t)$ — возмущающие воздействия, причем $x(t)$ — детерминированная функция времени, а $f(t)$ — центрированная случайная функция времени.

Для определенности в качестве $f(t)$ рассмотрим случайный сигнал в виде «белого шума» переменного уровня с корреляционной функцией:

$$R_f(t, \tau) = N^2(t) N^2(\tau) \delta(t - \tau),$$

где $N^2(t)$ — интенсивность «белого шума» в момент времени t ; $\delta(t - \tau)$ — дельта-функция.

На рис. 2 представлена структурная схема линеаризованной сопряженно-инверсной системы для определения коэффициентов статистической линеаризации K^1_0 и K^1_1 .

Зависимости $1/\theta$; $x(t_k - \theta)$; $N^2(t_k - \theta)$; K^1_0 и K^1_1 моделируются на АВМ на блоках переменных коэффициентов либо с помощью универсальных устройств умножения — деления, причем при определении математического ожидания сигнала $m_{y_1}(t)$ на входе нелинейного звена (НЗ) воспроизводится функция $K^1_0(\theta)$, а при нахождении дисперсии $\sigma^2_{y_1}(\theta)$ — функция $K^1_1(\theta)$.

На рис. 3 представлена схема для определения функций чувствительности выходной переменной $x(t)$ линеаризованной системы по параметрам α_1 и α_4 , входящим в звенья $W_1(p)$ и $W_4(p)$ соответственно. Схема состоит из двух идентичных сопряженно-инверсных структур: исходной системы H и модели чувствительности H' , связанных между собой звеньями связи с операторами передачи $\frac{\partial W_1(p)}{\partial \alpha_1}$ и $\frac{\partial W_4(p)}{\partial \alpha_4}$. Схема на рис. 3 позволяет получать

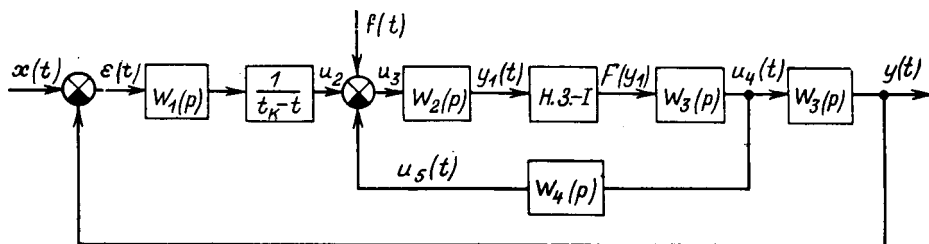


Рис. 1.

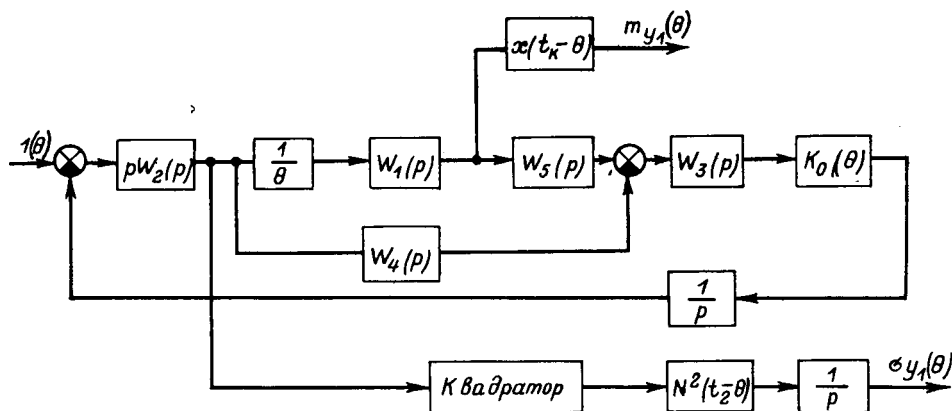


Рис. 2.

обе функции поочередно в зависимости от положения ключей $K_{л1}$ и $K_{л2}$.

При включенном положении $K_{л1}$, как показано на схеме, определяется функция чувствительности $T_{\alpha_1}(\theta)$ по параметру α_1 .

Схемы на рис. 2 и 3 преобразованы к виду, удобному для их воспроизведения на АВМ. Воздействие в виде дельта-функции на входе сопряженно-инверсной системы заменено единичной ступенчатой функцией.

При использовании рассматриваемого метода организации статистических исследований для оценки показателя качества J нелинейной нестационарной системы управления конечным состоянием, задаваемого в виде математического ожидания исследуемой переменной (ошибки) в конечный момент времени t_k , следует применять выражение

$$\bar{J} = \frac{M[|\Phi_n(\alpha)|]}{N_2} \sum_{k=1}^{N_2} \frac{\Phi(\alpha^k)}{|\Phi_n(\alpha^k)|}, \quad (7)$$

где $\Phi(\alpha^k)$ и $\Phi_n(\alpha^k)$ — значения ошибки соответственно нелинейной и линеаризованной системы в момент времени t_k в k -м эксперименте; N_2 — число экспериментов на исходной нелинейной системе.

Значение $M[|\Phi_n(\alpha)|]$ целесообразно вычислять по методу Монте-Карло, используя для получения случайных величин с функцией плотности вероятностей $g(\alpha)$ датчик Неймана. При этом оценка искомого показателя качества \bar{J} остается несмещенной. Применение же квадратурных формул приводит к появлению систематических ошибок результатов, что весьма нежелательно при анализе систем управления.

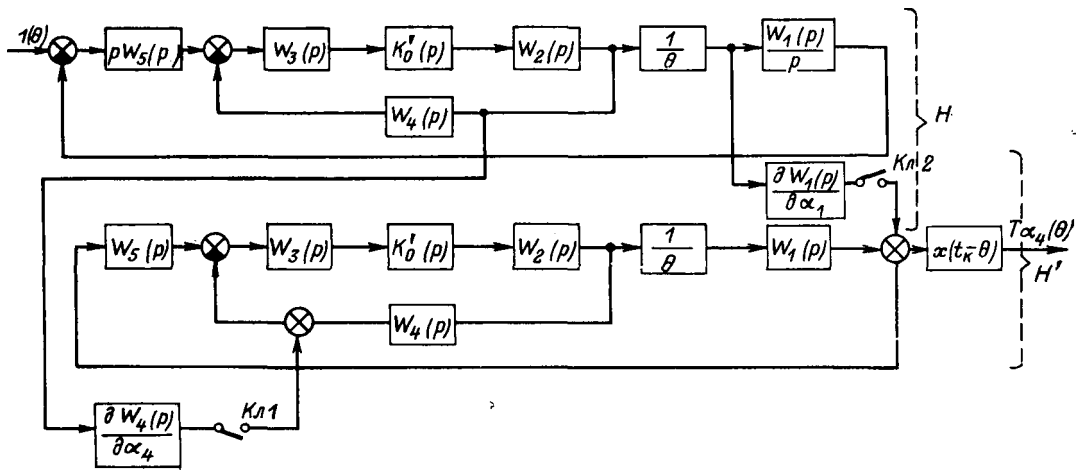


Рис. 3.

Дисперсия оценки \bar{J} при вычислении $M[|\Phi_n(\alpha)|]$ методом Монте-Карло равна:

$$D = \frac{D^*_{1}}{N_1} \frac{D^*_{2}}{N_2} + \frac{D^*_{2}}{N_2} M[|\Phi_n(\alpha)|]^2 + \frac{D^*_{1}}{N_1} \frac{\bar{J}^2}{M[|\Phi_n(\alpha)|]^2}, \quad (8)$$

где N_1 — число экспериментов при вычислении оценки; N_2 — число экспериментов на модели исследуемой системы управления конечным состоянием; D^*_{1} и D^*_{2} — дисперсии величин $\Phi_n(\alpha)$ и $\frac{\Phi(\alpha)}{|\Phi_n(\alpha)|}$ соответственно при розыгрыше случайных величин с функцией плотности вероятностей $f_0(\alpha)$.

Машинное время решения задачи может быть определено как

$$T = T_1 N_1 + T'_2 N_2 + T_3; \quad T'_2 = T_2 + \beta T_1,$$

где T_1 — время вычисления одного значения величины; T_2 — время одной реализации исследуемого процесса на исходной модели системы управления конечным состоянием; T_3 — дополнительные затраты времени, не зависящие от N_1 и N_2 ; β — средний объем выборки, необходимый для получения при помощи датчика Неймана одной реализации вектора случайных величин, распределенного с функцией плотности вероятностей $g(\alpha)$.

Минимального значения затраты машинного времени достигают при следующих соотношениях N_1 и N_2 :

$$N_1 = \frac{\sqrt{D^*_{1} D^*_{2}} \sqrt{\frac{T_1}{T'_2} [D_3 + J^2] + M[|\Phi_n(\alpha)|]^2 D^*_{2}}}{D_3}; \quad (9)$$

$$N_2 = \frac{\sqrt{D^*_{1} D^*_{2}} \sqrt{\frac{T_1}{T'_2} [D_3 + J^2] + M[|\Phi_n(\alpha)|]^{-2} J^2 D^*_{1}}}{D_3}, \quad (10)$$

где D_3 — заданная дисперсия оценки \bar{J} .

Минимальные затраты машинного времени будут определяться выражением

$$T_0 = \frac{2\sqrt{D^*_{1} D^*_{2}} \sqrt{T_1 T'_2 [D_3 + J^2]} + \frac{J^2}{M[|\Phi_n(\alpha)|]^2} + T_1 D^*_{1}}{D_3} + T_3. \quad (11)$$

Соотношения (9) — (11) могут быть получены методом неопределенных множителей Лагранжа [Л. 2].

При анализе рассматриваемого класса систем значения величин D^*_{1} , D^*_{2} , J , $M[|\Phi_n(\alpha)|]$ определяют в процессе исследования по данным небольшого числа экспериментов.

Операторная схема предлагаемого алгоритма статистического моделирования может быть представлена в виде:

$$A_1^{1, 5, 8, 12} \Phi_2 \Phi_3 A_4 P_{5, 4, 2} A_6 K_7 P_{8, 4, 2} A_9 A_{10} P_{11}^{13} A_{12}^{2, 11, 12} Y_{13},$$

где использованы операторы: A_1 — определение величины $M[|\Phi_n(\alpha)|]$; Φ_2 — формирование вектора случайных величин α^k , равномерно распределенного в пространстве случайных величин Ω ; Φ_3 — формирование случайной величины η^k , равномерно распределенной в интервале $[0, \max|\Phi_n(\alpha)|]$; A_4 — вычисление величины $\Phi_n(\alpha^k)$ по формуле (2); P_5 — проверка условия о пригодности полученного вектора α^k ; A_6 — моделирование исследуемой системы управления конечным состоянием; K_7 — счетчик числа проведенных экспериментов; P_8 — проверка условия о проведении необходимого числа экспериментов; A_9 — вычисление оценки показателя качества \bar{J} по формуле (7); A_{10} — оценка точности результата на основании выражения (8); P_{11} — проверка условия о достижении заданной точности результата; A_{12} — определение необходимого числа экспериментов; Y_{13} — выдача результатов.

Выводы. 1. Предлагаемый метод организации статистических исследований нелинейных нестационарных систем управления конечным состоянием позволяет при решении практических задач рассматриваемого типа в 3—4 раза снизить затраты машинного времени по сравнению со статистическим моделированием по обычной схеме при той же точности.

2. Предложенные выражения для функции плотности вероятностей (1) и (2) дают возможность

применять асимптотические характеристики линеаризованных нестационарных систем для повышения скорости сходимости статистического моделирования нелинейных систем управления конечным состоянием.

3. Выражение (13) может быть использовано для приближенной оценки затрат машинного времени на решение задачи по данным небольшого числа экспериментов на модели исследуемой нелинейной системы управления.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Пугачев В. Н. Комбинированные методы определения вероятностных характеристик. М., «Советское радио», 1973. 256 с.

2. Анализ нелинейных систем автоматического управления со случайными параметрами на основе асимптотических оценок. — «Электричество», 1970, № 8, с. 46—51. Авт: Д. В. Васильев, Ю. Я. Зубарев, М. И. Мельцер, О. Ю. Сабинин.

3. Евланов Л. Г. Приближенный метод исследования точности линейных систем, содержащий случайные параметры. Сб. трудов III Всесоюзного совещания по автоматическому управлению. — «Оптимальные системы. Статистические методы», М., «Наука», 1968, с. 228—236.

4. Солодов А. В. Линейные системы автоматического управления с переменными параметрами. М., Физматгиз, 1962. 324 с.

5. Техническая кибернетика. Теория автоматического регулирования. Под ред. В. В. Солодовникова. М., Машгиз, 1969, кн. 3, ч. 1. 607 с.

[17.3.1975]



УДК 621.314-32

Применение метода z-преобразования для анализа замкнутых вентильных систем с асинхронной одноканальной системой управления

Канд. техн. наук НАТАЛКИН А. В., инж. КОЛОКОЛКИН А. М.
ЭНИИ

В последнее время наибольшее распространение получают асинхронные системы управления вентильными преобразователями. Эти системы по сравнению с широко известными системами с «вертикальным» принципом формирования импульсов управления обладают структурной простотой, нечувствительностью к искажениям питающей сети, повышенной помехоустойчивостью [Л. 1—4].

Принцип действия одноканальной асинхронной системы иллюстрируется на рис. 1. Здесь частота задающего генератора ЗГ определяется разностью сигналов задания (i_3), и обратной связи ($i_{об}$), а также напряжением порога срабатывания интегратора (u_c).

Изменение фазы (частоты) управляющих импульсов вызывает изменение напряжения на выходе преобразователя таким образом, что в установившемся режиме частота ЗГ равна кратной частоте сети (коэффициент кратности определяется схемой преобразователя и системой управления), а среднее значение сигнала ошибки ($i_3 - i_{об}$) определяется напряжением u_c [Л. 1].

Вопросу применения методов теории дискретных систем при анализе вентильных преобразователей был посвящен целый ряд работ [Л. 5—7]. Однако в этих работах аппарат метода z-преобразования применяется для анализа замкнутых систем с «вертикальным» принципом управления.

При тех же допущениях, что и в [Л. 7], а именно: отклонения сигналов от установившихся значений невелики, и напряжение на выходе преобразователя может быть представлено в виде симметричной и импульсной составляющей, найдем связь между отклонениями входных сигналов и параметрами импульсной составляющей выходного напряжения преобразователя с одноканальной асинхронной системой управления. Работа входного узла системы управления иллюстрируется на

рис. 2. Входной ток интегратора $i_{вх}$, являющийся разницей между током задания i_3 и током обратной связи $i_{об}$, заряжает конденсатор интегратора до напряжения порога срабатывания u_c . В момент сравнения этих напряжений поступает синхронизирующий импульс на задающий генератор, который переключает кольцевую пересчетную схему (КПС) и одновременно происходит обнуление напряжения на интеграторе. В установившемся режиме для моментов срабатывания $0, T, \dots, kT, \dots$

$$u_c(kT) = u_c((k+1)T); i_{вх.c}(kT) = i_{вх.c}((k+1)T), \quad (1)$$

и

$$u_c(kT) = \frac{1}{C} \int_{kT}^{(k+1)T} i_{вх.c}(t) dt, \quad (2)$$

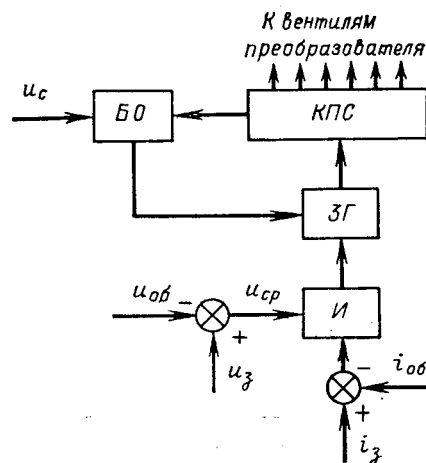


Рис. 1. Структурная схема одноканальной асинхронной системы управления.

И — интегратор; ЗГ — задающий генератор; КПС — кольцевая пересчетная схема; БО — блок ограничения; i_3 , $u_з$ — сигналы задания; $i_{об}$, $u_{об}$ — сигналы обратной связи; u_c — напряжение порога срабатывания интегратора.

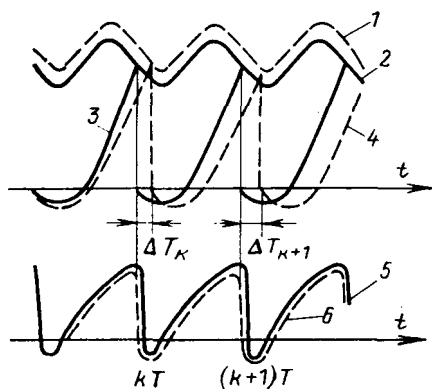


Рис. 2. К определению передаточной функции вентильного преобразователя.

$u_c(t)$ — напряжение порога срабатывания интегратора; $u_n(t)$ — напряжение на интеграторе; $i_{вх.с}(t)$ — ток на входе интегратора; 1 — $u_c(t) + \Delta u_c(t)$; 2 — $u_c(t)$; 3 — $u_n(t)$; 4 — $u_n(t) + \Delta u_n(t)$; 5 — $i_{вх.с}(t)$; 6 — $i_{вх.с}(t) + \Delta i_{вх.с}(t)$.

где $u_c(kT)$, $i_{вх.с}(kT)$ — напряжение порога срабатывания и ток на входе интегратора в момент срабатывания в установившемся режиме.

В замкнутой системе $u_c(t)$ и $i_{вх.с}(t)$ представляют собой кривые с периодом пульсаций:

$$T = \frac{2\pi}{m\omega},$$

где ω — круговая частота питающего напряжения; m — число фаз вентильного преобразователя.

В переходном режиме для малых отклонений тока на входе интегратора $\Delta i_{вх}(t)$ и напряжения порога срабатывания интегратора $\Delta u_c(t)$ можно записать (рис. 2)

$$\begin{aligned} \Delta u_c((k+1)T + \Delta T_{k+1}) + u_c((k+1)T + \Delta T_{k+1}) = \\ = \frac{1}{C} \int_{kT + \Delta T_k}^{(k+1)T + \Delta T_{k+1}} (i_{вх.с}(t) + \Delta i_{вх}(t)) dt, \end{aligned} \quad (3)$$

где ΔT_k , ΔT_{k+1} — отклонение моментов срабатывания интегратора от моментов срабатывания в установившемся режиме.

Вычитая (2) из (3) и предполагая, что существует и непрерывная производная $u'_c(t)$, а ток $i_{вх.с}(t)$ непрерывен в моменты срабатывания интегратора ($0, T, \dots, kT, \dots$) с точностью до малых второго порядка с учетом (1) получим:

$$\begin{aligned} \Delta u_c((k+1)T) + \Delta T_{k+1} u'_c(kT) = \\ = (\Delta T_{k+1} - \Delta T_k) \frac{1}{C} i_{вх.с}(kT) + \\ + \frac{1}{C} \int_0^{(k+1)T} \Delta i_{вх}(t) dt - \frac{1}{C} \int_0^{kT} \Delta i_{вх}(t) dt. \end{aligned} \quad (4)$$

В тех случаях, когда $u'_c(t)$ и $i_{вх.с}(t)$ имеют конечные разрывы в моменты срабатывания интегратора, непрерывности этих величин можно добиться, вводя в каждом канале перед интегратором фиктивное аperiodическое звено $\frac{1}{\tau s + 1}$ при $\tau \rightarrow 0$ [Л. 8].

Подвергнув (4) z-преобразованию и учитывая, что $\Delta T_0 = 0$; $\Delta u_c(0) = 0$, найдем $\Delta T(z)$ [Л. 10 и 11]:

$$\Delta T(z) = \frac{\frac{1}{C} \left(\frac{\Delta i_{вх.с}(s)}{s} \right)^* - \frac{z}{z-1} \Delta u_c(s)^*}{\frac{1}{C} i_{вх.с}(kT) - \frac{z}{z-1} u'_c(kT)}. \quad (5)$$

Уравнение (5) отражает связь между отклонениями входных сигналов и отклонениями моментов срабатывания интегратора в переходных режимах.

Для малых отклонений ΔT_k , z-преобразование импульсной составляющей напряжения $E_n(t)$ на выходе вентильного преобразователя приобретает вид:

$$E_n(z) = E \frac{\frac{1}{C} \left(\frac{\Delta i_{вх}(s)}{s} \right)^* - \frac{z}{z-1} \Delta u_c^*(s)}{\frac{1}{C} i_{вх.с}(kT) - \frac{z}{z-1} u'_c(kT)}, \quad (6)$$

где $E = 2U_{mf} \sin \frac{\pi}{m} \sin \alpha$ — амплитуда импульсной составляющей выходного напряжения [Л. 9].

В соответствии с этим выражением вентильный преобразователь для импульсной составляющей выходного напряжения может быть представлен в виде структурной схемы, содержащей два канала управления (по входному току интегратора и напряжению порога срабатывания интегратора), причем в каждом канале имеются по два синхронно работающих импульсных элемента, между которыми включены передаточные функции $G_2(z)$ и $G_3(z)$, которые преобразуют входные сигналы в виде дискретных значений в выходные сигналы также в виде дискретных значений, но с измененным законом модуляции (рис. 3).

Передаточные функции $G_2(z)$ и $G_3(z)$ не выполняют здесь роли функций дополнительных стабилизирующих или корректирующих цепей, а органически присущи одноканальной асинхронной системе с двумя каналами управления и определяются принципом ее работы, т. е. для асинхронной одноканальной системы с интегратором на входе выражение для коэффициента передачи вентильно-

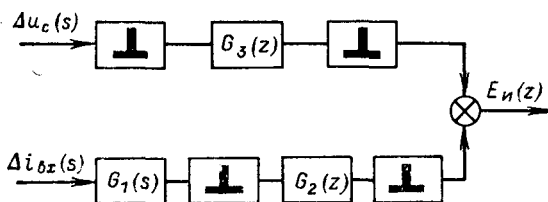


Рис. 3. Структурная схема вентильного преобразователя для импульсной составляющей выходного напряжения.

$$\begin{aligned} G_1(s) = 1/s; \quad G_2(z) = \frac{\frac{1}{C} E}{\frac{1}{C} i_{вх.с}(kT) - \frac{z}{z-1} u'_c(kT)}; \\ G_3(z) = \frac{E}{u'_c(kT) - \frac{z-1}{z} \frac{1}{C} i_{вх.с}(kT)}. \end{aligned}$$

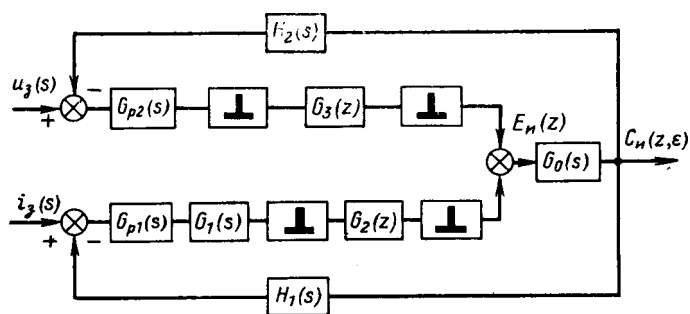


Рис. 4. Структурная схема замкнутой системы с вентильным преобразователем.

G_{p1} , G_{p2} , H_1 , H_2 , G_0 — передаточные функции регуляторов, цепей обратных связей и объекта регулирования.

го преобразователя по каналам управления приобретает своеобразный вид, в котором учтено не только влияние пульсаций входных сигналов $i_{вх.с}(t)$ и $u_c(t)$ (в виде значений $i_{вх.с}(kT)$ и $u'_c(kT)$), но и характер взаимосвязи этих значений в форме z-преобразования.

Регулирование импульсной составляющей выходного напряжения может осуществляться по каналам $\Delta i_{вх}(t)$ и $\Delta u_c(t)$. При отсутствии дополнительных обратных связей по регулируемому параметру, подаваемых на каналы управления, характер устойчивости вентильного преобразователя будет определяться корнями знаменателя выражения (6).

Условие устойчивости определяется соотношением:

$$\frac{u'_c(kT)}{i_{вх.с}(kT)} < 0. \quad (7)$$

Если напряжения порога срабатывания интегратора

$$u_c(t) = \text{const}, (u'_c(kT) = 0), \quad (8)$$

то в этом случае при отсутствии воздействия по $\Delta u_c(t)$ выражение (6) принимает вид:

$$E_n(z) = \frac{E}{i_{вх.с}(kT)} \left(\frac{\Delta i_{вх}(s)}{s} \right)^*, \quad (9)$$

т. е. вентильный преобразователь может быть заменен идеальным импульсным ключом с периодом повторения T и интегрирующим элементом на входе.

При такой замене вентильный преобразователь с асинхронной системой управления аналогичен вентильному преобразователю с «вертикальной» системой управления и интегральным регулятором на входе. Однако коэффициент передачи вентильного преобразователя, как видно из выражения (9), определяется в основном значением тока на входе интегратора в моменты коммутации, который существенно зависит от параметров элементов входного узла и цепей обратных связей.

Из выражения (6) также видно, что для обеспечения устойчивости системы при выполнении условия (8) необходимо введение обратных связей по регулируемому параметру по соответствующим каналам управления. Пример обобщенной структуры системы автоматического регулирования с введением обратных связей по обоим каналам управления представлен на рис. 4.

Для приведенной на рис. 4 структуры, используя известный аппарат z-преобразования [Л. 10 и 11], нетрудно получить выражение для импульсной составляющей регулируемого параметра:

$$G_n(z, \epsilon) = G_0(z, \epsilon) \frac{(u_c G_{p2})^*(z) G_3(z) + (i_3 G_{p1} G_1)^*(z) G_2(z)}{1 + (G_0 H_2 G_{p2})^*(z) G_3(z) + (G_0 H_1 G_{p1} G_1)^*(z) G_2(z)}. \quad (10)$$

Для вычисления $i_{вх.с}(t)$ и $u'_c(kT)$, входящих в передаточные функции $G_1(s)$, $G_2(z)$, $G_3(z)$, можно воспользоваться структурной схемой вентильного преобразователя для симметричных составляющих, представленной на рис. 5.

В соответствии с результатами работы [Л. 8] и структурной схемой рис. 5 выражения для $i_{вх.с}(kT)$ и $u'_c(kT)$ могут быть записаны в виде:

$$\left. \begin{aligned} u'_c(kT) &= T \int_0^1 [W_1^*(1, 1 - \gamma) u_3(\gamma T) - W_2^*(1, 1 - \gamma) E_c(\gamma T)] d\gamma; \\ i_{вх.с}(kT) &= T \int_0^1 [G_{p1}(1, 1 - \gamma) i_3(\gamma T) - W_2^*(1, 1 - \gamma) E_c(\gamma T)] d\gamma. \end{aligned} \right\} \quad (11)$$

где

$$W_1(s) = s G_{p2}(s), \quad W_2(s) = s G_0(s) H_2(s) G_{p2}(s),$$

$$W_3(s) = G_0(s) H_1(s) G_{p1}(s),$$

$$E_c(t) = U_{мф} \sin \left(\frac{\pi}{2} - \frac{\pi}{m} + \omega t + \alpha \right).$$

Для выполнения условий непрерывности производной $u'_c(t)$ и тока $i_{вх.с}(t)$, если они имеют конечные разрывы в моменты срабатывания интегратора, необходимо, как указывалось выше, ввести в каждом канале управления фиктивное апериодическое звено с постоянной времени, стремящейся к нулю. Эти апериодические звенья можно устанавливать последовательно с передаточными функциями регуляторов и понимать под передаточными функциями регуляторов соответственно функции:

$$\left. \begin{aligned} G_{p1}(s) &= G_{p10}(s) \frac{1}{\tau_1 s + 1}, \quad \tau_1 \rightarrow 0; \\ G_{p2}(s) &= G_{p20}(s) \frac{1}{\tau_2 s + 1}, \quad \tau_2 \rightarrow 0, \end{aligned} \right\} \quad (12)$$

где G_{p10} , G_{p20} — передаточные функции собственно регуляторов.

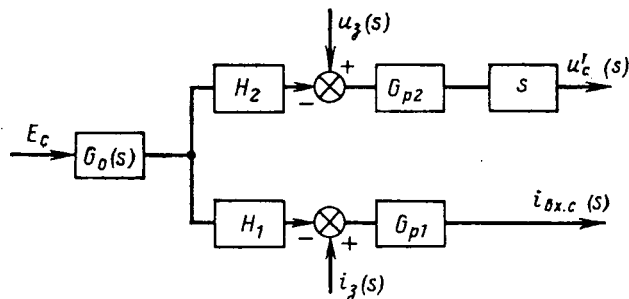


Рис. 5. Структурная схема вентильного преобразователя для симметричных составляющих.

В свою очередь, для определения связи между сигналами задания $i_3(t)$ и $u_3(t)$ и регулируемым параметром $C_c(t)$ уравнения (11) необходимо дополнить уравнением статической регулировочной характеристики преобразователя, которая может быть найдена на основании выражения (2).

Левая часть выражения (2) может быть найдена в зависимости от регулируемого параметра по формуле, аналогичной формулам (11). Правая часть представляет собой усреднение установившегося значения входного тока интегратора $i_{вх.с}(t)$ в течение периода T .

Так как среднее значение установившейся реакции линейной системы с передаточной функцией $G(s)$ при периодической возмущающей функции $f(t)$ определяется только средним значением возмущающей функции (среднее значение реакций от гармонических составляющих равно нулю), то:

$$\int_0^T L^{-1}(G(s)f(s))_{t \rightarrow \infty} dt = T \lim_{s \rightarrow 0} G(s) f_{cp}, \quad (13)$$

где

$$f_{cp} = \frac{1}{T} \int_0^T f(t) dt. \quad (14)$$

Для структуры, представленной на рис. 5, в соответствии с (2), (13) и (14) имеем:

$$\left. \begin{aligned} u_c(kT) = T \int_0^1 [G_{p2}^*(1, 1 - \gamma) u_3(\gamma T) - \\ - H_2 G_{p2}^*(1, 1 - \gamma) C_c(\gamma T)] d\gamma; \\ \frac{1}{C} \int_{kT}^{(k+1)T} i_{вх.с}(t) dt = \frac{T}{C} [G_{p1}(0) i_{3.ср} - \\ - H_1(0) G_{p1}(0) C_{с.ср}], \end{aligned} \right\} \quad (15)$$

где

$$i_{3.ср} = \frac{1}{T} \int_0^T i_3(t) dt, \quad C_{с.ср} = \frac{1}{T} \int_0^T C_c(t) dt. \quad (16)$$

При отсутствии обратной связи по каналу u_c и при

$$u_3(t) = u_3 = \text{const} \quad (17)$$

выражения (15) упрощаются и принимают вид:

$$C_{с.ср} = \frac{1}{H_1(0)} i_{3.ср} - \frac{C}{T} \frac{G_{p2}(0)}{H_1(0) G_{p1}(0)} u_3. \quad (18)$$

Таким образом, на основании выражений (10), (11), (12) и (15) можно определить характер устойчивости замкнутой структуры системы автоматического регулирования вентиляльным преобразователем и сформулировать требования к параметрам элементов цепей обратных связей и параметрам элементов входного узла, обеспечивающих оптимальные динамические характеристики вентиляльного преобразователя.

Проиллюстрируем изложенную методику на примере системы автоматического регулирования вентиляльного преобразователя с асинхронной одноканальной системой управления интегрального типа, обеспечивающей режим стабилизации выход-

ного напряжения преобразователя и режим стабилизации выходного тока.

Стабилизация напряжения. Рассмотрим случай, при котором

$$H_2(s) = 0; \quad G_{p20}(s) = G_{p10}(s) = G_0(s) = 1;$$

$$H_1(s) = 1/R_0;$$

$$u_c = u_3 = \text{const}, \quad (u'_c = 0); \quad i_{3.ср} = i_3,$$

где R_0 — сопротивление в цепи отрицательной обратной связи по напряжению на выходе преобразователя.

Уравнение регулировочной характеристики согласно (18) имеет вид:

$$u_{тср} = U_{мф} \frac{m}{\pi} \sin \frac{\pi}{m} \cos \alpha = R_0 \left(i_3 - \frac{m}{2\pi} \omega C u_3 \right), \quad (19)$$

т. е. напряжение на выходе вентиляльного преобразователя пропорционально току задания i_3 .

В соответствии с (11)

$$i_{вх.с}(kT) = i_3 - \frac{1}{R_0} U_{мф} \sin \left(\alpha + \frac{\pi}{2} + \frac{\pi}{m} \right), \quad (20)$$

а характеристическое уравнение системы

$$1 + \frac{1}{z-1} \frac{2U_{мф} \sin \frac{\pi}{m} \sin \alpha}{R_0 i_{вх.с}(kT)}, \quad (21)$$

откуда

$$z = 1 - \frac{2U_{мф} \sin \frac{\pi}{m} \sin \alpha}{R_0 i_{вх.с}(kT)}. \quad (22)$$

Ясно, что для обеспечения устойчивости системы ее параметры должны быть выбраны таким образом, чтобы $|z| < 1$, т. е. необходимо, чтобы:

$$0 < \frac{2U_{мф} \sin \frac{\pi}{m} \sin \alpha}{R_0 i_{вх.с}(kT)} < 2. \quad (23)$$

Так как числитель выражения (23) положителен, то из первого условия вытекает, что $i_{вх.с}(kT)$ должен быть также положительной величиной. Более того, при $\alpha = 0$ и $\alpha = 180^\circ$ система неустойчива при любых входных токах $i_{вх.с}(kT)$, отличных от нуля, т. е. для обеспечения устойчивости такой системы необходимо применение специального блока ограничения диапазона изменения угла регулирования, который стабилизировал бы работу этой системы в этих точках [Л. 2].

Решение второго неравенства совместно с (19) и (20) дает:

$$u_3 > \frac{2U_{мф} \cos \alpha}{\omega C R_0} \left(\frac{\pi}{m} \cos \frac{\pi}{m} - \sin \frac{\pi}{m} \right). \quad (24)$$

Учитывая, что

$$\left(\frac{\pi}{m} \cos \frac{\pi}{m} - \sin \frac{\pi}{m} \right) < 0, \quad (25)$$

определяющей точкой для выбора параметров интегратора (u_3, C) и цепи обратной связи (R_0) является режим с $\alpha = 180^\circ$.

Из выражения (22) может быть найдено также условие получения процесса конечной длительности ($z=0$):

$$\left. \begin{aligned} i_3 &= \frac{U_{m\phi}}{R_0} \sin\left(\alpha + \frac{\pi}{2} - \frac{\pi}{m}\right); \\ u_3 &= \frac{2U_{m\phi}}{\omega CR_0} \left[\frac{\pi}{m} \sin \frac{\pi}{m} \sin \alpha + \left(\frac{\pi}{m} \cos \frac{\pi}{m} - \right. \right. \\ &\quad \left. \left. - \sin \frac{\pi}{m} \right) \cos \alpha \right]. \end{aligned} \right\} \quad (26)$$

Сравнение соотношений (26) с (24) показывает, что для обеспечения процессов конечной длительности u_3 должно быть выбрано большим, чем это требуется для обеспечения условия сходимости (24). Более того, изменяя u_3 и i_3 в зависимости от угла управления в соответствии с формулами (26), можно обеспечить получение процесса конечной длительности для каждой точки установившегося режима.

Стабилизация тока. Рассмотрим для определенности стабилизацию выходного тока I_d вентильного преобразователя, нагруженного через сглаживающий реактор L на сопротивление нагрузки R_H . Для общности будем считать также, что на вход интегратора по каналу $i_{вх}$ кроме отрицательной обратной связи по току $I_d(t)$ поступает сигнал положительной обратной связи по напряжению на нагрузке и сигнал отрицательной обратной связи по напряжению непосредственно на выходе вентильного преобразователя, т. е.

$$G_0(s) = \frac{1}{Ls + R_H}; \quad H_1(s) = k_T + \frac{Ls + R_H}{R_0} - \frac{R_H}{R_1}, \quad (27)$$

где k_T — коэффициент отрицательной связи по току; R_1 — сопротивление в цепи положительной обратной связи по напряжению на нагрузке.

Как и в случае стабилизации выходного напряжения будем считать:

$$\begin{aligned} H_2(s) &= 0; \quad G_{p20}(s) = G_{p10}(s) = 1; \\ u_c &= u_3 = \text{const}; \quad i_{3, \text{cp}} = i_3. \end{aligned}$$

Уравнение регулировочной характеристики согласно (18)

$$I_{dcp} = \frac{1}{k_T + R_H \left(\frac{1}{R_0} - \frac{1}{R_1} \right)} \left(i_3 - \frac{m}{2\pi} \omega C u_3 \right). \quad (28)$$

Из выражения (28) видно, что для обеспечения режима стабилизации тока I_d необходимо, чтобы

$$R_0 = R_1. \quad (29)$$

При этом

$$I_{dcp} = \frac{1}{k_T} \left(i_3 - \frac{m}{2\pi} u_3 \omega C \right), \quad (30)$$

т. е. среднее значение выходного тока определяется сигналами задания и пропорционально им.

В соответствии с (11)

$$\begin{aligned} i_{вх.с}(kT) &= i_3 - \frac{U_{m\phi} \left(k_T - \frac{R_H}{R_1} \right)}{\omega L \left[1 + \left(\frac{1}{T_0 \omega} \right)^2 \right]} \times \\ &\times \left[\frac{2 \sin \frac{\pi}{m} \left(\cos \alpha - \frac{1}{\omega T_0} \sin \alpha \right)}{1 - e^{-T/T_0}} + \right. \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} &\left. + \frac{1}{\omega T_0} \sin \left(\alpha + \frac{\pi}{2} - \frac{\pi}{m} \right) - \cos \left(\alpha + \frac{\pi}{2} - \frac{\pi}{m} \right) \right] - \\ &- \frac{U_{m\phi}}{R_0} \sin \left(\alpha + \frac{\pi}{2} + \frac{\pi}{m} \right), \end{aligned} \quad (31)$$

где $T_0 = L/R_H$.
При $\omega T_0 \gg 1$

$$\begin{aligned} i_{вх.с}(kT) &= i_3 - \frac{U_{m\phi}}{\omega L} \left(k_T - \frac{R_H}{R_1} \right) \times \\ &\times \left[\omega T_0 \frac{m}{\pi} \sin \frac{\pi}{m} \cos \alpha + \left(\cos \frac{\pi}{m} - \frac{m}{\pi} \sin \frac{\pi}{m} \right) \sin \alpha \right] - \\ &- \frac{U_{m\phi}}{R_0} \sin \left(\alpha + \frac{\pi}{2} + \frac{\pi}{m} \right). \end{aligned} \quad (32)$$

Характеристическое уравнение системы

$$\begin{aligned} z^2 + z \left[\frac{k}{R_0} - 1 - e^{-T/T_0} + k \frac{R_1 k_T - R_H}{R_1 R_H} (1 - e^{-T/T_0}) \right] + \\ + e^{-T/T_0} \left(1 - \frac{k}{R_0} \right). \end{aligned} \quad (33)$$

где $k = \frac{E}{i_{вх.с}(kT)}$.

Анализ корней этого уравнения показывает, что при выполнении условия (29) система будет устойчива, если

$$k > 0; \quad k \left[\frac{1}{R_0} + \left(\frac{k_T}{R_H} - \frac{1}{R_1} \right) \left(\frac{1 - e^{-T/T_0}}{1 + e^{-T/T_0}} \right) \right] < 2. \quad (34)$$

Решая второе неравенство (34) с учетом (30) и (32), получим, что система будет устойчивой при

$$\begin{aligned} u_3 &> \frac{2U_{m\phi} \cos \alpha}{\omega CR_0} \left(\frac{\pi}{m} \cos \frac{\pi}{m} - \sin \frac{\pi}{m} \right) + \\ &+ \frac{2U_{m\phi} \sin \alpha}{\omega^2 T_0 C} \left(\frac{k_T}{R_H} - \frac{1}{R_0} \right) \left[\left(\frac{\pi^2}{m^2} - 1 \right) \times \right. \\ &\quad \left. \times \sin \frac{\pi}{m} + \frac{\pi}{m} \cos \frac{\pi}{m} \right]. \end{aligned} \quad (35)$$

Приравняв нулю коэффициент при z^1 и z^0 в уравнении (33), найдем условия получения переходного процесса конечной длительности ($z_{1,2}=0$).

При $\omega T_0 \gg 1$ эти условия могут быть записаны в виде:

$$k_T = \frac{m}{2\pi} \frac{\omega L}{R_0}, \quad (36)$$

$$\begin{aligned} u_3(\alpha) &= \frac{2U_{m\phi} \cos \alpha}{\omega CR_0} \left(\frac{\pi}{m} \cos \frac{\pi}{m} - \sin \frac{\pi}{m} \right) + \\ &+ \frac{U_{m\phi} \sin \alpha}{\omega CR_0} \left[\cos \frac{\pi}{m} + \left(\frac{2\pi}{m} - \frac{m}{\pi} \right) \sin \frac{\pi}{m} \right] \end{aligned} \quad (37)$$

и

$$i_3(\alpha) = k_T I_{dcp} + \frac{m}{2\pi} \omega C u_3(\alpha). \quad (38)$$

Так как в режиме стабилизации тока нет однозначной связи между углом регулирования α и регулируемым параметром, то выполнение условий (37) и (38) встречает ряд принципиальных трудностей. Однако для углов α , меняющихся в диапазоне, близком к 90° , из выражения (37) видно, что напряжение $u_3(\alpha)$ определяется в основном вторым слагаемым правой части этого выражения, ко-

торое меняется незначительно и приближенно равно:

$$u_3 \approx \frac{U_{m\phi}}{\omega C R_0} \left[\cos \frac{\pi}{m} + \left(\frac{2\pi}{m} - \frac{m}{\pi} \right) \sin \frac{\pi}{m} \right]. \quad (39)$$

При u_3 , выбранном согласно (39), и углах α , близких к 90° , в режиме стабилизации тока может быть достигнута сходимость переходных процессов в точке установившегося режима, близкая к оптимальной.

Экспериментальные исследования лабораторного образца вентильного преобразователя в режиме стабилизации выходного напряжения и выходного тока показали, что действительно при соответствующем выборе параметров цепей обратных связей и выходного узла асинхронной системы можно добиться получения переходных процессов конечной длительности с повышенной устойчивостью всей системы в целом.

Выводы. 1. В отличие от вентильного преобразователя с «вертикальным» принципом управления вентильный преобразователь с асинхронной системой управления интегрального типа может быть представлен в виде системы импульсных элементов с амплитудно-импульсной модуляцией первого рода и двумя каналами управления.

2. Наличие двух каналов управления в вентильном преобразователе с асинхронной системой управления позволяет синтезировать системы автоматического регулирования преобразователя с ко-

нечной длительностью переходных процессов вблизи точки установившегося режима.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Писарев А. Л., Деткин Л. П. Управление тиристорными преобразователями. М., «Энергия», 1975. 264 с.
2. Системы управления тиристорными и ионными электроприводами. Сост. Деткин Л. П. М., Информэлектро, 1971. 72 с.
3. Тиристорный стабилизированный выпрямитель без фильтра в цепи обратной связи, Ученые записки АЗИНЕФТЕХИМ. Баку, 1971, IX серия. № 7, с. 79—86. Авт.: К. Н. Кулизаде, А. А. Абдулаев, В. Ю. Барановский и др.
4. Абдулаев А. А., Барановский В. Ю., Барьюдин А. А. Влияние помех на вентильный преобразователь в замкнутой системе регулирования электропривода. — «Ученые записки АЗИНЕФТЕХИМ», Баку, 1973, IX серия, № 4, с. 96—100.
5. Bjäresten N. A. The Static Converter as a High-Speed Power Amplifier. — «Direct Current», 1963, vol. 8, № 6, p. 154—165.
6. Bádal J., Popov P. Tyristorovy měnič jako impulsní systém. — «Electrotechn. Obz.», 1966, № 8, p. 439—446.
7. Шипило В. П. Исследование процессов в замкнутых вентильных системах методом z-преобразования. — «Электричество», 1969, № 11, с. 63—68.
8. Шипило В. П. Применение z-преобразования для нахождения фактора пульсаций в замкнутых системах с вентильными преобразователями. — «Электричество», 1974, № 9, с. 68—71.
9. Шипило В. П. Вентильный преобразователь как элемент системы автоматического регулирования. — «Электричество», 1967, № 11, с. 63—70.
10. Джури Э. Импульсные системы автоматического регулирования. Пер. с англ. М., Физматгиз, 1963. 456 с.
11. Цыпкин Я. З. Теория линейных импульсных систем. М., Физматгиз, 1963. 968 с.

[17.3.1976]



УДК 621.314.572:621.316.7:621.376.54

Построение алгоритма «асинхронной» модуляции прямоугольных импульсов без искажений

Канд. техн. наук УСЫШКИН Е. И.

Москва

Преимущества и перспективность применения широтно-импульсной модуляции для регулирования инверторов в электроприводе являются бесспорными. Однако существенным недостатком ШИМ, затрудняющим ее успешное использование в большинстве случаев, является наличие искажений в эффективной полосе спектра исходного сигнала, ухудшающих работу электродвигателя. По факторам, обуславливающим эти искажения, можно различать «синхронную» и «асинхронную» ШИМ.

Для синхронной ШИМ несущая частота больше рабочей частоты (основной гармоники) обязательно в целое четное число раз. При снижении рабочей частоты в процессе регулирования привода частота импульсных искажений, соответственно уменьшаясь, смещается в ту полосу частот, которая оказывает сильное воздействие на электромагнитные и механические процессы двигателя. Поэтому со снижением рабочей частоты при синхронной ШИМ ухудшаются характеристики двигателя. Следовательно, в этом случае существует нижний предел регулирования скорости вращения, при котором работа привода может считаться удовлетворительной. Для снижения этого предела можно увеличивать соотношение несущей и рабочей частот. Однако при этом уменьшается верхний предел регулирования рабочей частоты, поскольку несущая частота ограничена быстродействием транзисторов, тиристоров, частотными параметрами коммутирующих контуров, помехозащитных звеньев и т. п. Частота коммутаций для современных тиристорных инверторов не превышает обычно 2 кГц. Таким образом, синхронная ШИМ неудовлетворительно при-

способлена для регулирования при малых скоростях вращения.

Для «асинхронной» ШИМ частота импульсов непосредственно не связана с рабочей частотой и может быть выбрана оптимальной и неизменной. Однако, как установлено рядом аналитических и экспериментальных исследований [Л. 1, 2], процессы при асинхронной ШИМ сопровождаются появлением «комбинационных» гармоник, относящихся к рабочему диапазону частот, которые вызывают значительные пульсации электромагнитного момента двигателя. Например, при соотношении частоты импульсов и рабочей частоты менее 10—12 эти пульсации весьма существенны. Однако и при соотношении, равном 24, эти пульсации могут быть достаточно заметными [Л. 2]. Верхний предел рабочей частоты для асинхронной ШИМ при предельной частоте тиристоров 2 кГц не превышает 80 Гц, что далеко не всегда достаточно. Таким образом, асинхронная ШИМ, не вполне удовлетворительна для регулирования привода при высоких скоростях вращения.

Изложенные выводы основаны на анализе лишь известных, существующих, способов ШИМ. Однако правомерна постановка обратной задачи — синтеза нового способа ШИМ по определенным исходным предпосылкам. Поэтому целесообразно выявить возможность построения такого алгоритма ШИМ, который обеспечивал бы отсутствие (или минимизацию) искажений в заданной полосе рабочих частот как можно меньшей несущей частоте следования импульсов. Такая ШИМ объединила бы достоинства синхронной и асинхронной ШИМ.

Принципиальная возможность построения такого алгоритма следует из известной «импульсной» теоремы Котельникова. Согласно этой теореме сигнал с ограниченным спектром, преобразованный по его мгновенным отсчетам в последовательность импульсов с частотой, не менее чем вдвое превышающей максимальную частоту этого спектра, может быть вновь восстановлен в первоначальном виде. Это означает, что искажения исходного сигнала, обусловленные импульсным видом преобразованного сигнала, могут быть исключены соответствующей частотно-избирательной системой и, следовательно, относятся к полосе частот вне спектра исходного сигнала.

Как известно, основная трудность восстановления исходного сигнала по выборкам состоит в том, что для определения его текущего значения необходимо располагать всеми выборками, взятыми во времени от $-\infty$ до $+\infty$, тогда как практически возможно формирование сигнала лишь по конечной во времени и небольшой серии выборок, что и является причиной искажений, характерных для асинхронной ШИМ. Очевидно, при заданном способе выборки уменьшение искажений возможно лишь при повышении их частоты (что способствует увеличению временной плотности информации импульсного сигнала). Поэтому определяющим моментом повышения эффективности реализации принципов «импульсной» теоремы, является усовершенствование методов выборки. Возможность такого усовершенствования была предположена Н. Винером¹.

В порядке попытки такого усовершенствования поставим перед собой задачу, сформулированную следующим образом. Пусть имеется исходный сигнал произвольного вида $f(t)$, удовлетворяющий известным условиям Дирихле. Выделим «вырезку» этого сигнала на произвольно взятом временном интервале $T_k = 1/f_r$ (где f_r — граничная частота рабочего частотного диапазона). Выявим возможность существования и параметры комбинации $\varphi_k(t)$ широко-модулированных импульсов, сформированных на этом интервале, спектр которой в рабочем диапазоне частот от 0 до f_r совпадает со спектром «вырезки» исходного сигнала. Полученную импульсную комбинацию в означенном смысле будем считать адекватной «вырезке» исходного сигнала.

Соответственно сказанному запишем исходное условие:

$$\int_{-T_k/2}^{+T_k/2} \varphi_k(t) e^{-i\omega t} dt = \int_{-T_k/2}^{+T_k/2} f(t) e^{-i\omega t} dt \quad (1)$$

для $0 \leq \omega \leq 2\pi f_r$. (2)

Представим $f(t)$ на текущем интервале T_k гармоническим рядом:

$$\begin{aligned} f(t) = & a_0 + a_1 \cos \frac{2\pi}{T_k} t + b_1 \sin \frac{2\pi}{T_k} t + \\ & + \sum_{\nu=2}^{\infty} a_{\nu} \cos \frac{2\pi}{T_k} \nu t + \sum_{\nu=2}^{\infty} b_{\nu} \sin \frac{2\pi}{T_k} \nu t \end{aligned} \quad (3)$$

(что, разумеется, справедливо лишь в пределах данного T_k). Коэффициенты этого ряда могут быть вычислены по известным формулам [Л. 4].

На основе (3) спектр «вырезки» $f_k(t)$ можно представить в виде суммы спектра прямоугольного импульса длительностью T_k и спектров бесконечного ряда синусоидальных и косинусоидальных импульсов такой же длительности с частотами $\frac{2\pi}{T_k}, 2 \frac{2\pi}{T_k}, \dots, \frac{2\pi}{T_k}$. После вычисления по обычным формулам [Л. 4] спектров всех этих импульсов получим, что спектр вырезки может быть представлен следующим образом:

$$S_k(\omega) = \frac{2a_0 \sin \frac{\omega T_k}{2}}{\omega} + \frac{2a_1 \omega \sin \frac{\omega T_k}{2}}{\left(\frac{2\pi}{T_k}\right)^2 - \omega^2} -$$

$$\begin{aligned} -j \frac{2b_1 \left(\frac{2\pi}{T_k}\right) \sin \frac{\omega T_k}{2}}{\left(\frac{2\pi}{T_k}\right)^2 - \omega^2} - \sum_{\nu=2}^{\infty} \frac{2a_{\nu} \omega \sin \frac{\omega T_k}{2} (-1)^{\nu}}{\left(\frac{2\pi}{T_k} \nu\right)^2 - \omega^2} + \\ + j \sum_{\nu=2}^{\infty} \frac{2b_{\nu} \left(\frac{2\pi}{T_k} \nu\right) \sin \frac{\omega T_k}{2} (-1)^{\nu}}{\left(\frac{2\pi}{T_k} \nu\right)^2 - \omega^2}. \end{aligned} \quad (4)$$

Бесконечность ряда (4) указывает на тот факт, что спектр ограниченного во времени сигнала не может быть представлен конечным числом слагаемых. Тем не менее, рассмотрим следующее выражение, наличествующее в 4-м и 5-м членах (4):

$$\frac{\text{si} \frac{\omega T_k}{2}}{\left(\frac{2\pi}{T_k} \nu\right)^2 - \omega^2}. \quad (5)$$

Функция (5) стремится к нулю с приближением ω к границам рабочей полосы 0 и $2\pi f_r$, а для периферии этой полосы имеет место сильное неравенство

$$\omega \ll \left(\frac{2\pi}{T_k} \nu\right) \text{ при } \nu \geq 2. \quad (6)$$

Например, для $\omega = \pi f_r$ и $\nu = 2$ левые и правые части неравенства (6) соответственно равны $(\pi f_r)^2$ и $16(\pi f_r)^2$. Это обстоятельство позволяет, допуская лишь весьма малую погрешность, принять, что при (2):

$$\frac{\sin \frac{\omega T_k}{2}}{\left(\frac{2\pi}{T_k} \nu\right)^2 - \omega^2} \approx \frac{\sin \frac{\omega T_k}{2}}{\left(\frac{2\pi}{T_k} \nu\right)^2 - (\pi f_r)^2}. \quad (7)$$

Приближенное равенство (7) становится точным на границах рабочей полосы частот $0-2\pi f_r$ и вблизи ее середины, где функция (5) достигает максимума. В остальных областях этой полосы частот различия правой и левой частот приближенного равенства (7) настолько малы, что в дальнейшем этими различиями можно без оговорок пренебречь.

Учитывая (7), можно при условии (2) принять:

$$\begin{aligned} S_k(\omega) = & \frac{2a_0 \sin \frac{\omega T_k}{2}}{\omega} + \frac{2a_1 \omega \sin \frac{\omega T_k}{2}}{\left(\frac{2\pi}{T_k}\right)^2 - \omega^2} - \\ & - j \frac{2b_1 \left(\frac{2\pi}{T_k}\right) \sin \frac{\omega T_k}{2}}{\left(\frac{2\pi}{T_k}\right)^2 - \omega^2} - \frac{2\omega \sin \frac{\omega T_k}{2}}{\left(\frac{\pi}{T_k}\right)^2} \times \\ & \times \sum_{\nu=2}^{\infty} \frac{a_{\nu} (-1)^{\nu}}{(2\nu)^2 - 1} + j \frac{4 \sin \frac{\omega T_k}{2}}{\pi/T_k} \sum_{\nu=2}^{\infty} \frac{b_{\nu} (-1)^{\nu} \nu}{(2\nu)^2 - 1}. \end{aligned} \quad (8)$$

Коэффициенты a_0, a_1, b_1 — обычные коэффициенты разложения функции $f(t)$ в ряд на интервале T_k . Выражения под знаками сумм 4-го и 5-го членов являются также коэффициентами, учитываемыми вообще результирующее действие косинусоидальных и синусоидальных членов высших частот разложения в ряд и подобно обычным коэффициентам разложения должны определяться конкретным видом функции $f(t)$ на текущем интервале T_k . Поэтому на основании (8) можно сделать вывод, что текущий спектр вырезки произвольного сигнала, взятой на интервале времени $T_k \leq 1/f_r$ в диапазоне $0-2\pi f_r$ практически определяется тремя дискретными значениями спектральной характеристики $f_k(t)$ внутри этого диапазона, например, при $\omega = 0, \omega = \pi/T_k$ и $\omega = 2\pi/T_k$. Поскольку вид сигнала $f(t)$ не оговаривался, то полученные выводы

¹ «Наши наблюдения не распространяются в прошлое до бесконечности. Разработка нашей теории за пределы этого ограничения требует расширения существующих методов выборки» [Л. 3].

справедливы также и для спектра импульсной комбинации $\varphi_k(t)$. Таким образом, условия адекватности сигналов «вырезки» $\varphi_k(t)$ и импульсной последовательности $f(t)$ состоят в равенстве значений их спектральных характеристик для трех указанных значений частот, что выполнимо.

Из этого вывода следует, что адекватная импульсная комбинация $\varphi_k(t)$ должна иметь не менее пяти независимо регулируемых параметров, т. е. должна иметь не менее пяти импульсов, постоянных по фазе, но регулируемых по длительности, либо не менее трех импульсов, регулируемых по длительности и по фазе, и т. д.

В соответствии с полученными выше выводами условия адекватности импульсного сигнала $\varphi_k(t)$ и «вырезки» исходного сигнала $f(t)$ могут быть записаны в таком виде:

$$\frac{1}{T_k} \int_{-T_k/2}^{+T_k/2} \varphi_k(t) dt = \frac{1}{T_k} \int_{-T_k/2}^{+T_k/2} f(t) dt; \quad (9)$$

$$\frac{1}{T_k} \int_{-T_k/2}^{+T_k/2} \varphi_k(t) \cos \frac{2\pi}{T} t dt = \frac{1}{T_k} \int_{-T_k/2}^{+T_k/2} f(t) \cos \frac{2\pi}{T} t dt; \quad (10)$$

$$\frac{1}{T_k} \int_{-T_k/2}^{+T_k/2} \varphi_k(t) \sin \frac{2\pi}{T} t dt = \frac{1}{T_k} \int_{-T_k/2}^{+T_k/2} f(t) \sin \frac{2\pi}{T} t dt; \quad (11)$$

$$\frac{1}{T_k} \int_{-T_k/2}^{+T_k/2} \varphi_k(t) \cos \frac{\pi}{T_k} t dt = \frac{1}{T_k} \int_{-T_k/2}^{+T_k/2} f(t) \cos \frac{\pi}{T_k} t dt; \quad (12)$$

$$\frac{1}{T_k} \int_{-T_k/2}^{+T_k/2} \varphi_k(t) \sin \frac{\pi}{T_k} t dt = \frac{1}{T_k} \int_{-T_k/2}^{+T_k/2} f(t) \sin \frac{\pi}{T_k} t dt. \quad (13)$$

Получить решения для этой системы в общем «свернутом» виде не удается и по всей вероятности невозможно. Поэтому практическое использование модуляции непосредственно на основе этих предельных условий следует признать проблематичным.

В связи с этим рассмотрим инженерный вариант данного метода ШИМ, основанный на несущественном уменьшении текущего интервала T_k (по сравнению с максимально возможным) и использовании оправданных упрощающих допущений.

Выберем длительность текущего интервала равной:

$$T_k = \frac{1}{2f_r}. \quad (14)$$

Примем, что порядок значений спектров сигналов для «вырезок» $f(t)$ и $\varphi_k(t)$ за пределами рабочего диапазона частот по модулю не превышает порядка гармоник основного массива частот внутри этого диапазона. Это допущение правомерно, по крайней мере, для однополярной ШИМ и для практически используемых реальных исходных сигналов. Тогда, как можно показать, при указанных предположениях условие

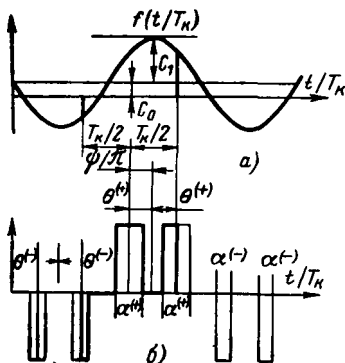


Рис. 1. «Вырезки» основной гармоники и постоянной составляющей, вычисленных по исходному сигналу $f(t)$ на интервале его изменения $T_k(a)$ и соответствующая импульсная периодическая функция и ее «вырезка» — адекватная импульсная комбинация (б).

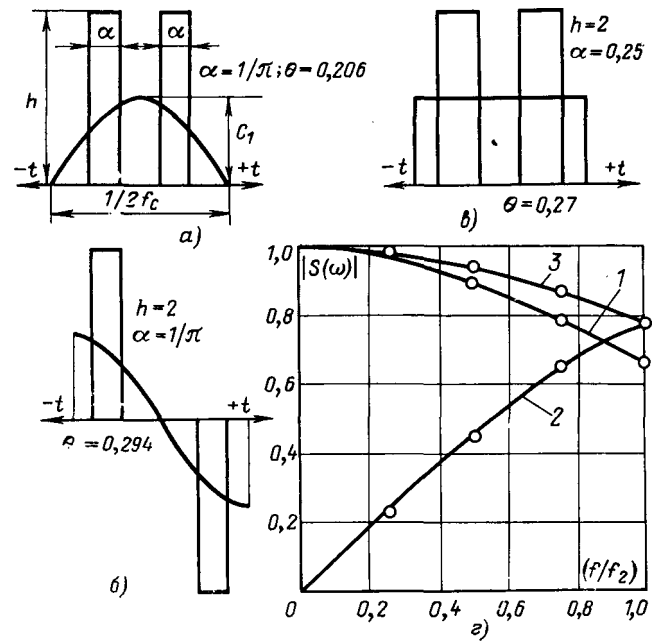


Рис. 2. Типовые «вырезки» функций, соответствующие им импульсные комбинации и их спектры.

а — «вырезка» косинусоиды; б — синусоиды; в — прямоугольный импульс; г — спектры типовых «вырезок» и импульсных комбинаций; 1 — для полукосинусоиды; 2 — для полусинусоиды; 3 — для прямоугольного импульса; о — спектр импульсной комбинации.

(10) практически (с погрешностью не более 0,03) обеспечивается при выполнении соотношения (12), а соотношение (11) — при выполнении условия (13). Тогда число условий адекватности для импульсной комбинации сокращается до трех, что существенно облегчает выявление вида и параметров этой комбинации.

Обратимся к определению адекватной импульсной комбинации. Введем в рассмотрение периодическую функцию частотой f_r , «вырезка» которой на интервале $T_k = 1/2f_r$ полностью совпадает с «вырезкой» $f(t)$. Естественно, что обе «вырезки» обеих функций имеют одинаковые спектры. Теперь отметим, что согласно упрощенной системе (9), (12), (13) и при соблюдении (14) спектр «вырезки» периодической функции частотой f_r определяется «вырезками» на интервале $T_k = 1/2f_r$ ее первой гармоники и постоянной составляющей. Значения этих составляющих, определяемые из (9), (12), (13), равны:

фаза основной гармоники

$$\psi = \arctg \frac{2b_1 \left(1 - \frac{8}{\pi^2}\right)}{2a_1 - \frac{4}{\pi} a_0}; \quad (15)$$

амплитуда основной гармоники

$$C_1 = \frac{2b_1}{\sin \psi}; \quad (16)$$

постоянная составляющая

$$C_0 = a_0 - \frac{2}{\pi} = C_1 \cos \psi, \quad (17)$$

где a_0 , a_1 и b_1 — значения интегралов, соответствующие правым частям (9), (12) и (13).

Для определения адекватной $f_k(t)$ импульсной комбинации рассмотрим периодическую функцию в виде последовательности комбинаций широтно-модулированных импульсов, которая имеет соответствующие (15) — (17) первую гармонику и постоянную составляющую.

«Вырезка» такой комбинации на интервале T_k имеет такой же спектр, как и «вырезка» любой функции, удовлетворяющей условиям (9), (12), (13). Следовательно, импульсная

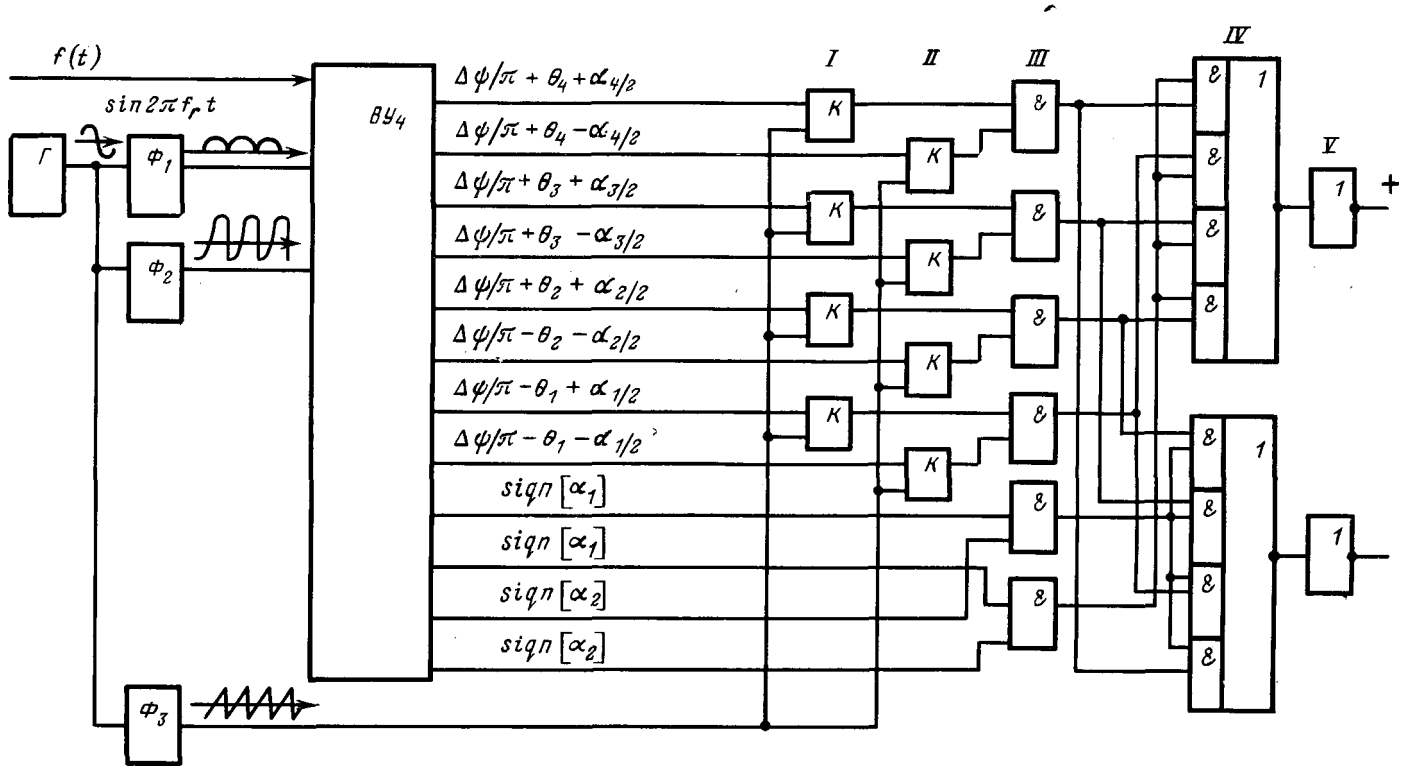


Рис. 3. Структурная схема модулятора.

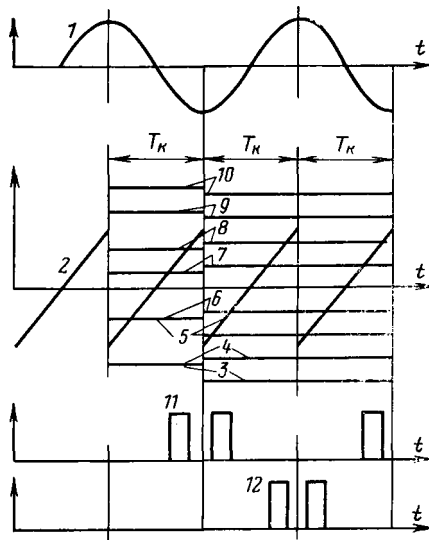


Рис. 4. Диаграммы процессов в модуляторе.

1 — исходный сигнал; 2 — пилообразный сигнал развертки; 3—10 — уровни напряжений, соответствующие (по вертикали) указанным на рис. 3; 11—12 — сигналы на выходах модулятора.

комбинация, являющаяся «вырезкой» означенной импульсной периодической функцией, адекватна $f_k(t)$.

Таким образом, получение импульсной последовательности, адекватной по спектру произвольной функции $f(t)$, сводится к формированию последовательности «вырезов» импульсных комбинаций, адекватных соответствующим «вырезкам» функции $f(t)$.

Определим параметры означенной импульсной последовательности $\varphi(t)$. В соответствии с числом условий адекватности эта импульсная комбинация должна на полупериоде следования T_k состоять не менее, чем из двух импульсов, моделируемых по ширине и фазе. Поскольку в этом случае число независимо регулируемых параметров равно четырем, то имеющаяся избыточность параметров $\varphi_k(t)$ можно исполь-

зовать для упрощения вида импульсной комбинации, приняв в качестве дополнительного условия, что длительности импульсов на полупериоде следования, соответствующие либо положительной, либо отрицательной полуволне основной гармоники, равны между собой. На рис. 1,а в качестве примера показаны «вырезки» основной гармоники и постоянной составляющей исходного сигнала $f(t)$ на интервале T_k , а на рис. 1,б — соответствующая ей импульсная периодическая функция и ее «вырезка» (рис. 2,б).

Учтем, что спектр одиночного импульса выражается следующим образом:

$$S_H(\omega) = h\tau_n \frac{\sin \omega\tau_n/2}{\omega\tau_n/2} e^{-j\omega\Delta t_n}, \quad (18)$$

где Δt_n — временной сдвиг центра импульса относительно начала отсчета; τ_n — длительность импульса; h — его высота.

Используя это соотношение для определения постоянной составляющей и основной гармоники импульсной периодической функции рис. 1, получим:

$$\frac{\tau_n^{(+)}}{T_k} = \alpha^{(+)} = \frac{C_0 + \frac{2}{\pi} C_1}{2\pi}; \quad (19)$$

$$\frac{\tau_n^{(-)}}{T_k} = \alpha^{(-)} = \frac{C_0 - \frac{2}{\pi} C_1}{2\pi}; \quad (20)$$

$$\cos \pi\theta^{(+)} = \frac{C_0 + C_1 \frac{\pi}{4}}{2h \sin \frac{\pi\alpha^{(+)}}{2}}; \quad (21)$$

$$\cos \pi\theta^{(-)} = \frac{C_0 - C_1 \frac{\pi}{4}}{2h \sin \frac{\pi\alpha^{(-)}}{2}}, \quad (22)$$

где α (с индексом + или -) — относительные длительности импульсов, соответствующих положительной и отрицательной полуволнам основной гармоники, а θ (с теми же индексами) — относительное расстояние центров импульсов от

центра импульсной комбинации, смещенного на $\psi/2\pi$ от центра текущего интервала T_k .

На рис. 2 показаны «вырезки» типовых сигналов и адекватные этим «вырезкам» импульсные комбинации. Из сравнения приведенных амплитудных характеристик спектров следует, что импульсные комбинации практически адекватны этим типовым «вырезкам».

Широтно-импульсная модуляция, осуществляемая согласно описанному алгоритму, не сопровождается появлением комбинированных гармоник, так как каждая импульсная комбинация на соответствующем текущем интервале T_k формируется непосредственно по условиям адекватности ее спектра и спектра «вырезки» исходного сигнала.

В качестве примера, иллюстрирующего один из возможных вариантов реализации модулятора, действующего согласно указанному способу, рассмотрим структурную схему рис. 3. Генератор G , вырабатывающий сигнал частотой f_G , соединен с формирователями Φ_1 , Φ_2 и Φ_3 , на выходах которых получаются «вырезки» «полукосинусоид», «полусинусоид» и пилообразные сигналы частотой $2f_G$. Сигналы от Φ_1 и Φ_2 и исходный сигнал $f(t)$ поступают на вычислительное устройство $BУ$, которое к концу каждого такта работы длительностью $1/2f_G$ вырабатывает и в течение каждого последующего текущего интервала T_k сохраняет значения уровней постоянного тока, соответствующие показанным на рис. 3.

При этом принято, что

$$\left. \begin{aligned} \theta_1 = \theta_4 = 1/2 - \theta(-); \\ \theta_2 = \theta_3 = \theta(+); \\ \alpha_1 = \alpha_4 = \alpha(-); \\ \alpha_2 = \alpha_3 = \alpha(+) \end{aligned} \right\} \text{при } |\psi| \leq \pi/2; \quad (23)$$

$$\left. \begin{aligned} \theta_1 = 1/2 - \theta(-); \quad \alpha_1 = \alpha_2 = \alpha(-); \\ \theta_2 = \theta(-); \quad \alpha_3 = \alpha_4 = \alpha(+); \\ \theta_3 = \theta(+); \\ \theta_4 = 1/2 - \theta(+); \end{aligned} \right\} \text{при } |\psi| \geq \pi/2, \quad (24)$$

$\Delta\psi$ — значение угла ψ за вычетом целого числа квадрантов.

Двухполярный пилообразный сигнал от Φ_3 имеет амплитуду, равную единице в масштабе принятых значений α и θ . Компараторы K сравнивают сигнал формирователя с указанными уровнями постоянного тока, причем компараторы группы I формируют передние фронты, а компараторы группы II — задние фронты широтно-модулированных импульсов. Работа логической части модулятора пояснена диаграммами рис. 4. Элементы типа «И» группы III по сигналам компараторов

формируют прямоугольные импульсы. Элементы «И — ИЛИ — НЕ» группы IV объединяют импульсы, соответствующие импульсам одинаковой полярности выходного напряжения: на верхнем выходе схемы появляются импульсные сигналы, соответствующие положительной полярности выходного напряжения, а на нижнем элементе — отрицательной полярности.

Выводы. 1. Новый алгоритм широтно-импульсной модуляции практически обеспечивает адекватность текущих спектров исходного и импульсного сигналов в заданной полосе частот. При этом минимальная несущая частота в принципе лишь в 3 раза, а согласно инженерному способу в 4 раза, больше максимальной рабочей частоты исходного сигнала. При известных способах ШИМ несущая частота должна превышать максимальную рабочую частоту более чем в 10—12 раз.

2. Поскольку спектры импульсного и исходного сигналов адекватны, то при данном импульсном способе усиления частотные фазовые и нелинейные искажения отсутствуют. Поэтому звено импульсного преобразования, функционирующее согласно данному способу, может считаться линейным, что является его существенным отличием от известных способов ШИМ.

3. Отличительным признаком предлагаемого способа модуляции прямоугольных импульсов является то, что построение импульсной комбинации в каждом такте модуляции осуществляется на основе текущего анализа спектра «вырезки» исходного сигнала в данном такте. Кроме того, согласно предлагаемому способу полнее реализуются возможности модуляции — она является по существу комбинированной по широтному и фазовому признакам.

4. Осуществление нового способа не представляет затруднений при современном уровне развития микросхемотехники функциональных преобразователей, так как требует лишь осуществления простых операций: интегрирования, умножения, деления и сложения, а также элементарных логических операций. Перспективна реализация данного способа модуляции на основе микропроцессоров.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Усышкин Е. И. Спектры напряжений инверторов с широтноимпульсной модуляцией. — «Электричество», 1969, № 1.
2. Mayer C. B., Lippo T. A. The use of simulation in the design of an inverter drive. — «IEEE Conf. Rec.», 7th Annu. Meet. IEEE. Ind. Appl. Soc., Philadelphia, Pa., 1972, New York, 1972, p. 746—752. См. также—Применение моделирования при проектировании инверторного электропривода. «Экспресс-информация. Автоматизированный электропривод», № 24, 1973 г.
3. Винер Н. Кибернетика. М., «Советское радио», 1968, с. 154—155.
4. Харкевич А. А. Спектры и анализ. ГИФМЛ. М., 1962, с. 12—17.

[27.4.1973]



Пассивный синхронизатор для включения генераторов на параллельную работу

ЗОЛОТОТРУБОВ Н. П., МЕТЛИЦКИЙ В. Н.

Воронеж

Синхронизаторы, использующие явление биений напряжений двух источников, обладают низкой точностью контроля частот и фаз, а применяемые в них как исполнительные органы электромагнитные реле вносят временное запаздывание в переключение генераторов, что в свою очередь вызывает броски уравнивающих токов в нагрузку. С целью уменьшения этих бросков в синхронизаторы вводят дополнительные устройства — фазовые корректоры, опережающие цепи и т. п., — усложняющие настройку синхронизаторов и неустраивающие полностью броски уравнивающих токов.

В статье рассматривается синхронизатор (рис. 1), обладающий высокими точностью контроля и быстродействием; в нем отсутствуют электромагнитные реле с механическими контактами и специальные настройки. Синхронизатор выполнен на полупроводниковых приборах и состоит из узла контроля частоты и фазы УКЧФ, узла памяти УП, узла управления УУ и двух узлов ключей УК1 и УК2.

Узел УКЧФ контролирует момент одновременного совпадения напряжений генераторов Г1 и Г2 по частоте и фазе. Он состоит из преобразователя положительных импульсов треугольной формы, выполненного на транзисторе Т1 (с проводимостью типа *pnp*) с дифференцирующей цепью С1, R1, Д1, преобразователя отрицательных импульсов треугольной формы, выполненного на транзисторе Т2 (с проводимостью

типа *pnp*) с дифференцирующей цепью С2, R2, Д2 и логического узла «И», выполненного на двух последовательно соединенных туннельных диодах Д3 и Д4. Логический узел работает в триггерном режиме и обладает тремя устойчивыми состояниями.

Узел памяти УП состоит из входного усилителя на транзисторе Т3 и триггера на двух последовательно соединенных туннельных диодах Д5, Д6, выполняющих функцию долговременной памяти и усилителя-инвертора на транзисторе Т4.

Узел управления УУ состоит из трех транзисторов Т5, Т6 и Т7, причем транзисторы Т6 и Т7 имеют разветвленную нагрузку в коллекторных цепях. Выходы УУ посредством диодов соединены с ключами узлов УК1 и УК2. Ключи собраны на транзисторах с проводимостями типа *pnp* и *npn* и включены в разрыв соответствующих фаз генераторов Г1 и Г2. Каждая пара транзисторов в узлах УК1 и УК2 способна пропускать синусоидальное напряжение без существенного искажения его формы и амплитуды. Мощность ключей зависит от мощности, потребляемой нагрузкой. На схеме (рис. 1) бесконтактные ключи включены в разрыв только двух одноименных фаз генераторов Г1 и Г2. При наличии нулевого провода в генераторах Г1 и Г2 и несимметричной нагрузке должны быть включены аналогичные ключи в третью фазу,

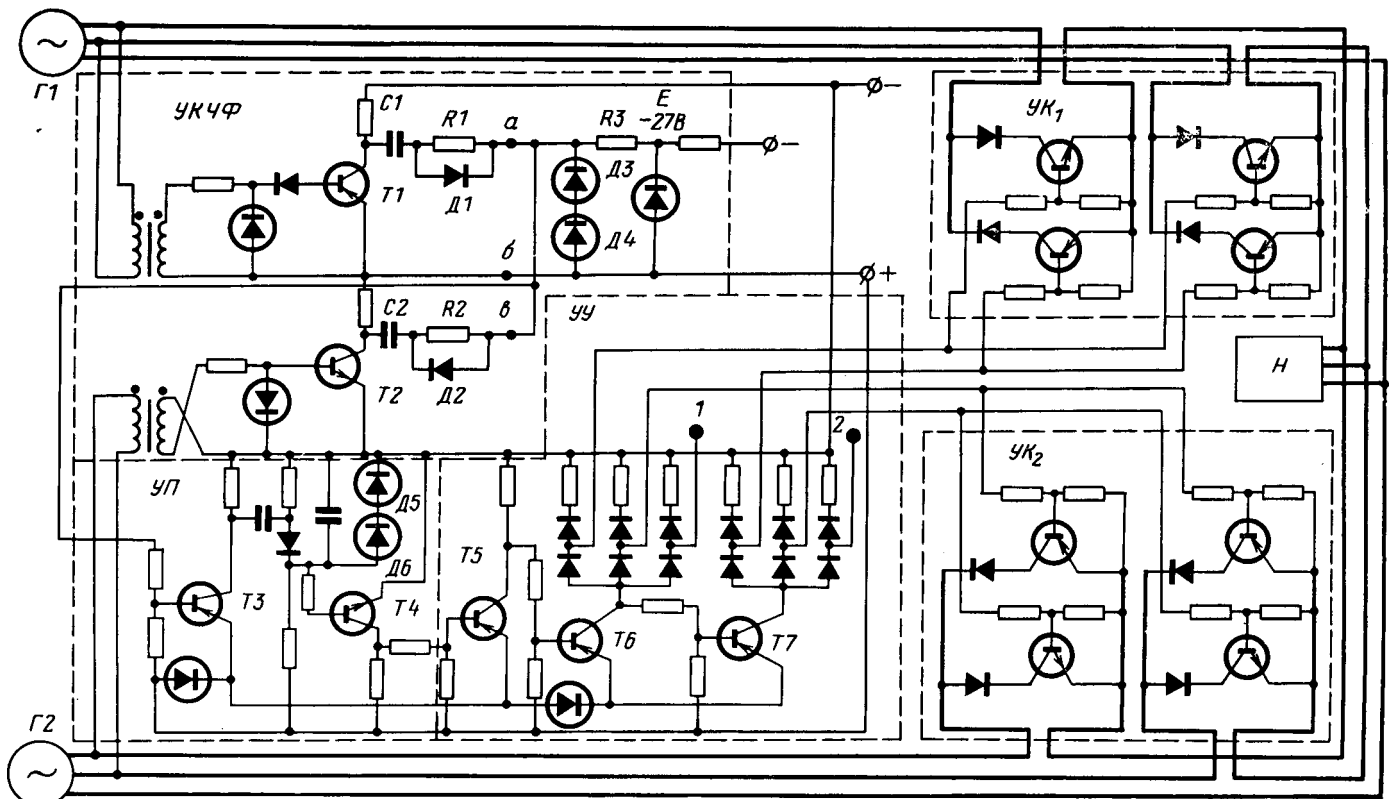


Рис. 1. Принципиальная электрическая схема пассивного синхронизатора.

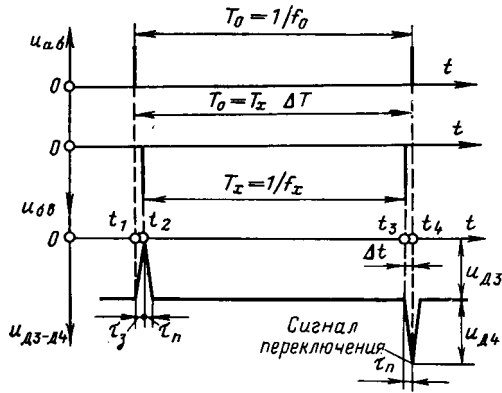


Рис. 2. Временные диаграммы, поясняющие работу узла контроля УКЧФ в момент формирования сигнала на переключение.

входы которых соединяются с контактами 1 и 2 узла управления УУ.

Пассивный синхронизатор работает следующим образом. В исходном состоянии частота генератора Г1 выше частоты генератора Г2 ($f_1 > f_2$). Преобразователи выдают импульсы треугольной формы соответствующей полярности с частотами входных напряжений. В логическом узле «И» в триггерном режиме работает только один из туннельных диодов, например Д3. В узле памяти УП транзистор Т3 закрыт, диоды Д5 и Д6 находятся в состоянии нулевого напряжения. Транзистор Т4 также закрыт. В узле управления УУ транзистор Т5 закрыт, транзистор Т6 открыт, а транзистор Т7 закрыт, в результате чего транзисторы в узле ключей УК1 открыты, а в узле ключей УК2 закрыты. Тем самым нагрузка Н оказывается подключенной к генератору Г1, частота которого условно принимается за опорную ($f_1 = f_0$); частота Г2 — за синхронизируемую ($f_2 = f_c$).

В момент времени t_2 (рис. 2) один из туннельных диодов, например, Д3, переходит в состояние высокого напряжения, а в следующий момент времени t_3 другой туннельный диод, например Д4, переходит в состояние также высокого напряжения и сигнал переключения с выхода логического узла «И» поступает на вход узла памяти УП, где транзистор Т3 открывается и триггер, состоящий из двух туннельных диодов Д5, Д6, скачком переходит из нулевого состояния в состояние высокого напряжения, открывая транзистор Т4. Сигнал с выхода УП поступает на вход узла управления УУ, в котором транзистор Т5 открывается, транзистор Т6 закрывается и транзистор Т7 открывается. В результате этого, ранее открытые в узле УК1 транзисторы закрываются, а в узле УК2 закрытые транзисторы открываются.

Таким образом, нагрузка Н отключается от генератора Г1 и подключается к генератору Г2. Процесс переключения совершается автоматически и практически мгновенно. При длительной работе генераторов на нагрузку целесообразно в целях облегчения режима работы ключей последние шунтировать контактами реле, управляемого сигналом, например, с транзистора Т5 узла управления.

Точность синхронизации по частоте определяется выражением:

$$\Delta f = \frac{f_0}{\frac{1}{f_0 \Delta T} - 1}, \quad (1)$$

где f_0 — опорная частота; ΔT — разность между периодом опорной частоты и периодом синхронизируемой частоты (рис. 2), равная

$$\Delta T = \tau_n + \tau_3, \quad (2)$$

$$\tau_n = C_{pn} \frac{U_3 - U_1}{I_1 - I_2}, \quad (3)$$

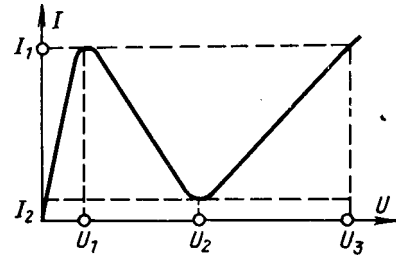


Рис. 3. Вольт-амперная характеристика туннельного диода.

$$\tau_3 = (1 - 2,3) \frac{U_2 - U_1}{I_1 - I_2}, \quad (4)$$

τ_n, τ_3 — длительность переднего и заднего фронтов импульса (рис. 2); C_{pn} — емкость рп — перехода туннельного диода на нижнем сгибе его статической характеристики (рис. 3); U_1, U_2 — напряжения, соответствующие пиковому току первой и второй восходящих ветвей статической характеристики туннельного диода (рис. 3); I_1, I_2 — соответственно пиковый ток и ток впадины статической характеристики туннельного диода (рис. 3).

Точность синхронизации на фазе определяется выражением:

$$\Delta \varphi = \arcsin \left(\frac{U_{0max}}{U_{0m}} \right) - \arcsin \left(\frac{U_{cmin}}{U_{cm}} \right) + \frac{\tau_n}{T_0} 2\pi, \quad (5)$$

где U_{0max} — максимальный порог срабатывания преобразователя напряжения опорной частоты; U_{cmin} — минимальный порог срабатывания преобразователя синхронизируемой частоты; T_0 — период опорной частоты ($T_0 = 1/f_0$); U_{0m}, U_{cm} — амплитуда напряжений соответственно опорной и синхронизируемой частоты.

Результаты расчета и эксперимента. Расчетные значения точности

по частоте $\Delta f = 0,001$ Гц;

по фазе $\Delta \varphi = 1^\circ$

получены при следующих значениях

$U_{0max} = 11$ В; $U_{cmin} = 10$ В; $U_{0m} = U_{cm} = 56$ В; $\tau_n = 3$ нс; $\tau_3 = 3,6$ нс. Значения τ_n и τ_3 определены с помощью выражений (3) и (4).

Для проверки точности синхронизации по частоте и фазе были проведены экспериментальные исследования синхронизатора, в котором логический узел «И» был выполнен на туннельных диодах при напряжении питания $E = 27$ В и сопротивлении $R_3 = 82$ кОм. Опорная частота $f_0 = 400$ Гц.

Экспериментально получены следующие значения точности:

по частоте $\Delta f = 0,005$ Гц;

по фазе $\Delta \varphi = 3^\circ$.

Выводы. 1. Расчетные и экспериментальные данные имеют хорошие совпадения, а сам синхронизатор обладает высокой точностью синхронизации.

2. Точность синхронизации по частоте ограничивается инерционными свойствами туннельных диодов, на которых выполнен логический узел «И».

3. Точность синхронизации по фазе зависит от различия порогов срабатывания преобразователей.

4. Точность синхронизации как по частоте, так и по фазе не зависит от скорости приближения синхронизируемой частоты f_c к опорной частоте f_0 до момента времени t_1 . Она зависит от разности фазовых скоростей $\Delta \omega = \omega_c - \omega_0 = 2\pi(f_c - f_0) = 2\pi \Delta f$ напряжений синхронизируемой и опорной частот в интервале времени $t_1 - t_4$.

5. Точность синхронизации как по частоте, так и по фазе максимальна (при прочих неизменных условиях), если в интервале времени $t_1 - t_4$ разность фазовых скоростей достигает значения, равного

$$\Delta \omega = 2\pi \frac{V_0}{\frac{1}{f_0(\tau_n + \tau_3)} - 1}.$$

Исследование коммутационных перенапряжений на обмотках электродвигателей угольных комбайнов

ГОСТИЦЕВ В. М.

ВНИИВЭ

Обмотка статора электродвигателей угольных комбайнов является одним из наиболее часто повреждаемых узлов двигателя, на которые приходится до половины отказов, вызывающих капитальный ремонт двигателя. Причинами относительно высокой аварийности обмоток являются тяжелые условия эксплуатации и режим работы двигателей, который характеризуется большим числом включений. При коммутациях двигателей наряду с другими факторами возникают перенапряжения, воздействующие на изоляцию обмоток, поэтому в математические модели расчета надежности обмоток электрических машин вводят тем или иным способом коммутационные перенапряжения — один из воздействующих на изоляцию факторов.

Коммутационные перенапряжения обычно характеризуют коэффициентом перенапряжения, равным отношению амплитуды перенапряжения к амплитуде фазного напряжения:

$$K = \frac{U_m}{\sqrt{2}U_\phi} \quad (1)$$

Коммутационные перенапряжения на обмотках двигателя зависят от многих факторов: типа и состояния коммутационного аппарата, вида коммутации, волновых параметров двигателя и кабеля, схемы соединения обмотки, момента включения двигателя, параметров сети. Поэтому кратность коммутационных перенапряжений имеет случайный характер, и аналитическое описание ее зависимости от перечисленных выше факторов затруднительно.

Для определения амплитуд, длительности фронта и вероятности появления волн перенапряжений, возникающих на обмотке комбайновых двигателей при их включениях и отключениях на холостом ходу, а также для определения влияния на параметры распределения перенапряжений при включении различных элементов сети и их характеристик был проведен статистически спланированный полный факторный эксперимент типа 2^p [Л. 1], позволяющий получить уравнение вида:

$$y = b_0 + \sum_{i=1}^p b_i x_i + b_{12} x_1 x_2 + b_{13} x_1 x_3 + \dots + b_{1p} x_1 x_p + \dots + b_{123} x_1 x_2 x_3 + \dots + b_{12\dots p} x_1 x_2 \dots x_p, \quad (2)$$

где b_0 , b_i — коэффициенты регрессии; x_i — воздействующие факторы; p — количество факторов.

Воздействующие факторы и их уровни представлены в табл. 1.

Воздействующие факторы выбирались исходя из требований, предъявляемых к ним при планировании экстремальных экспериментов: возможности количественного измерения, управления и поддержания на заданном уровне, независимости их друг от друга.

Для обеспечения первого и второго фактора и их уровней взято два типа электромагнитных контакторов: КТУ-4А и КТВ-34, у которых возможно регулирование зазора между контактами.

Таблица 1

Фактор	Наименование фактора	Уровень Φ	
		—	+
x_1	Величина, обратная средней скорости срабатывания контактов, с/м	1	3,5
x_2	Неравномерность замыкания контактов, мс	0,5	2,0
x_3	Длина гибкого кабеля, м	90	250
x_4	Величина, обратная волновому сопротивлению двигателя, 1/Ом	0,0021	0,003
x_5	Величина, обратная относительной э.д.с. обмотки	2,6	100

За среднюю скорость срабатывания контакторов бралось отношение зазора между контактами к промежутку времени, отсчитанному с момента подачи напряжения на управляющую катушку до замыкания контактов. Измерение времени срабатывания и неравномерности замыкания контактов производилось в начале и периодически в ходе эксперимента по осциллограммам. Опыт проводился с использованием натурального макета шахтной участковой сети с линейным напряжением 660 В. Согласно [Л. 2] из всех параметров сети до коммутационного аппарата наиболее существенное влияние на величину коммутационных перенапряжений оказывает емкость трансформатора и кабеля относительно земли. Емкость одной фазы трансформатора и одной силовой жилы кабеля до пускателя на макете сети составила 0,06 мкФ; измерение емкости фазы трансформатора и емкости жилы кабеля относительно земли производилось с закорачиванием междуфазных емкостей и частичных емкостей между жилами кабеля [Л. 3 и 4]. Емкость одной фазы обмотки шахтного кварценополненного трансформатора ТКШВП мощностью 250—300 кВ·А составляет 0,013—0,017 мкФ, а емкость одной жилы бронированного кабеля длиной 100 м и сечением $3 \times 35 \text{ мм}^2$ — 0,03 мкФ [Л. 4]. Отсюда следует, что емкость макета шахтной сети соответствует емкости шахтного кварценополненного трансформатора и 140—150 м бронированного кабеля. Такую протяженность имеют примерно 30% всех участков угольных шахт.

Для анализа влияния четвертого фактора выбрано два комбайновых двигателя ЭДКО-4-2С и ЭКВ-500. Некоторые их характеристики представлены ниже:

Тип двигателя	P_n , кВт	I_n , А	Длина пакета статора, мм	Число пазов статора	Число витков в пазу	Число параллельных ветвей	$I_{x-x'}$, А
ЭДКО 4-2С	97	590	525	48	3+4	—	23
ЭКВ-500	160	982	380	48	5+5	2	63

Значения волновых сопротивлений обмоток указанных двигателей определялись по методикам [Л. 3 и 5]. Результаты измерений и расчетов представлены в табл. 2. За значение модуля волнового сопротивления для ЭДКО-4-2С взято 470 Ом, для ЭКВ-500—340 Ом*.

При отключении двигателя на его обмотке возникает э. д. с., которая уменьшается с определенной скоростью. При повторном включении через малый промежуток времени происходит наложение переходного напряжения на э. д. с. и перезаряд обмотки, приводящий к скачкообразному изменению ее потенциала, что равносильно падению на обмотку волны с крутым фронтом. Поэтому в матрицу планирования введен пятый фактор — относительная э. д. с. на обмотке при повторном включении. На одном уровне включение двигателя происходило тогда, когда э. д. с. достигала значения $0,38U_\phi$, на другом она практически равнялась нулю. Для стабильности уровня фактора включение двигателя производилось с помощью реле времени, контроль величины э. д. с. производился по осциллограммам.

Такие факторы, как волновое сопротивление кабеля, зависящее от его типа и сечения, и схема соединения обмотки, были приняты постоянными. Применялся гибкий шахтный кабель типа ГРШСЭ $3 \times 35 + 3 \times 16$, схема обмотки двигателя — звезда.

Для измерения перенапряжений применялись приборы и измерительные схемы, соответствующие требованиям ГОСТ 17512-72 на измерение коммутационных перенапряжений. Для всех 32 вариантов различных сочетаний уровней варьируемых факторов эксперимента получено более 1800 осциллограмм.

* При первоначальной оценке волнового сопротивления по конструктивным данным не было учтено наличие параллельных ветвей в обмотке ЭКВ-500. Для сохранения двигателя ЭКВ-500 на верхнем уровне модуль волнового сопротивления в табл. 1 заменен обратной величиной.

Таблица 2

Метод определения волнового сопротивления	Модуль волнового сопротивления обмоток двигателей, (Ом) для разных типов двигателей			
	ЭКВ-500		ЭДКО-4—2С	
	одна фаза	три фазы	одна фаза	три фазы
Трех вольтметров	315 350	—	460 480	—
Входного сопротивления обмотки с помощью генератора волн 1,5/40 мкс	340	91	472	120
Выходного сопротивления обмотки с помощью генератора волн:	0,5/40 мкс	—	500	—
	1,5/40 мкс	—	425	95
	5/40 мкс	—	344	—

Так как значение перенапряжения на отдельных фазах при коммутациях двигателя зависит от последовательности замыкания контактов выключателя [Л. 6], то измерение проводилось на фазах двигателей, дающих максимальные перенапряжения. При включении такой фазой является та, которая подключается к сети второй. Из нескольких пиков напряжения, имеющих на осциллограмме при переходном процессе, бралось наибольшее значение.

При обработке осциллограмм измерялись как значение амплитуды напряжения относительно нулевой линии, так и разность положительной и отрицательной амплитуд колебания напряжения. В первом случае формула (1) дает кратность коммутационных перенапряжений, воздействующих на корпусную изоляцию, во втором — кратность коммутационных перенапряжений, позволяющую вычислить перенапряжения на витковой изоляции при известной закономерности распределения волны напряжения по длине обмотки [Л. 3].

Так как при обработке осциллограмм учитывались только максимальные перенапряжения, можно предположить, что распределение кратностей перенапряжений будет описываться одним из законов распределения наибольших значений случайных величин.

Статистическая обработка результатов измерений показала, что распределение коэффициентов кратности коммутационных перенапряжений для витковой и корпусной изоляции хорошо согласуется с распределением первого типа для максимальных членов вариационного ряда [Л. 7]. Функция распределения $F(k)$ коэффициентов коммутационных перенапряжений в любом из 32-х опытов определяется выражениями:

$$F(k) = \exp[-\exp(-y)]; \quad (3)$$

$$y = \alpha(k - q), \quad (4)$$

где y — приведенное отклонение случайной величины от моды; α и q — параметры распределения закона первого типа.

В качестве откликов в каждом опыте при включении согласно матрице планирования эксперимента определялись параметры распределения кратностей перенапряжений α и q по известным формулам:

$$\alpha = \sigma_m / s; \quad (5)$$

$$q = \bar{k} - \bar{y}_m \frac{1}{\alpha}, \quad (6)$$

где σ_m , \bar{y}_m — нормированные значения принимаются в зависимости от числа m значений коэффициентов перенапряжений в каждом опыте [Л. 7]; \bar{k} , s — среднее значение и среднее квадратическое отклонение коэффициента кратности перенапряжения.

Возможность описания распределения коэффициентов перенапряжений с помощью закона Гумбеля подтверждается графическим изображением распределения в виде прямых на координатной сетке с вероятностными шкалами указанного закона (рис. 1), где представлены некоторые прямые распределения коэффициентов перенапряжений как для корпусной изоляции, так и для полной разности положительной и отрицательной амплитуд колебаний напряжения. Отклонение опытных точек от аппроксимирующих их прямых $D_{оп}$, прове-

ряемое по критерию Колмогорова, везде меньше предельно допустимого табличного значения $D_{табл}$ при доверительной вероятности 0,8 [Л. 8].

Число коммутаций T , при котором данная максимальная кратность перенапряжений K появится с вероятностью $P(k)$ хотя бы один раз, называется периодом повторяемости коэффициента перенапряжений и определяется по рис. 2 и его шкалам или по выражению [Л. 7]:

$$T = \frac{1}{P(k)} = \frac{1}{1 - F(k)}. \quad (7)$$

Максимальная кратность перенапряжений при заданном числе коммутаций n может быть определена из уравнения (3), в которое подставляется следующее значение:

$$y = \ln \frac{n}{T} - \frac{T}{2n}. \quad (8)$$

Обработка результатов эксперимента на ЦВМ позволила получить уравнения регрессии параметров распределения перенапряжений α и q для корпусной изоляции и для полной разности положительной и отрицательной амплитуд колебаний в зависимости от варьируемых факторов:

$$\alpha_k = 2,376 + 0,145x_2 - 0,273x_3 + 0,374x_4 + 0,114x_1x_2 + 0,113x_1x_4 - 0,168x_1x_5 + 0,24x_2x_4 - 0,158x_3x_4; \quad (9)$$

$$q_k = 1,512 - 0,025x_1 - 0,065x_2 + 0,055x_3 + 0,076x_1x_2 - 0,104x_2x_3 + 0,041x_3x_4; \quad (10)$$

$$\alpha_{п} = 1,818 + 0,15x_4 + 0,061x_5 + 0,069x_1x_4 - 0,18x_1x_5 + 0,17x_2x_3 + 0,11x_2x_4 + 0,1x_4x_5; \quad (11)$$

$$q_{п} = 1,79 - 0,052x_1 - 0,14x_2 + 0,097x_3 - 0,015x_4 - 0,012x_5 + 0,75x_1x_2 + 0,037x_1x_4 - 0,03x_1x_5 - 0,139x_2x_3 + 0,041x_3x_4, \quad (12)$$

где x_i — кодированные значения факторов, указанных в табл. 1. Кодирование величин факторов производится по выражению

$$x_i = \frac{2\Phi_i - (\Phi_{вi} + \Phi_{нi})}{\Phi_{вi} - \Phi_{нi}},$$

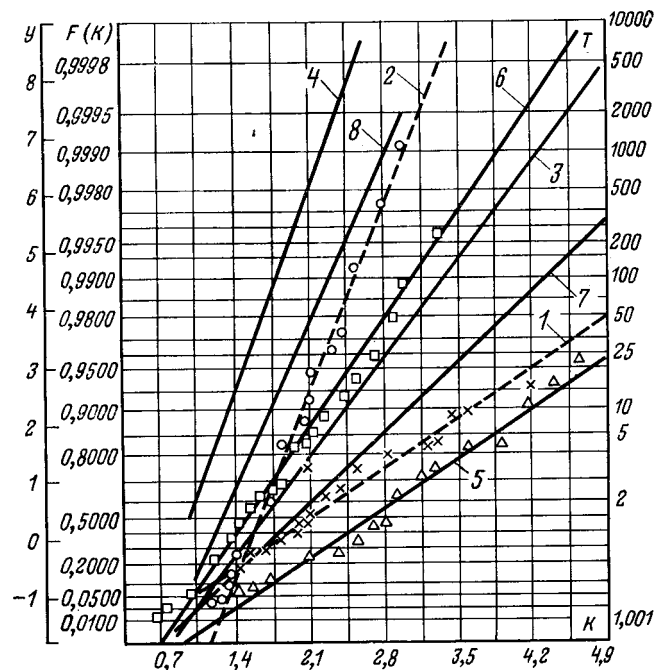


Рис. 1. Коэффициенты перенапряжений на обмотках комбайновых двигателей.

Для корпусной изоляции: 1 — при включении $(+x_1, +x_2, -x_3, -x_4, -x_5)$; 2 — при включении $(+x_1, +x_2, +x_4, -x_3, -x_5)$; 3 — при включении для усредненных параметров по 32 опытам ($\alpha_k = 2,41$; $q_k = 1,51$); 4 — при отключении на холостом ходу; 8 — при отключении с заторможенным ротором.

Для разности положительной и отрицательной амплитуд колебаний при включении: 5 — $(-x_1, -x_2, -x_3, +x_4, +x_5)$; 6 — $(-x_1, +x_2, +x_3, +x_4, +x_5)$; 7 — усредненная кривая для 32 опытов ($\alpha_{п} = 1,82$, $q_{п} = 1,79$).

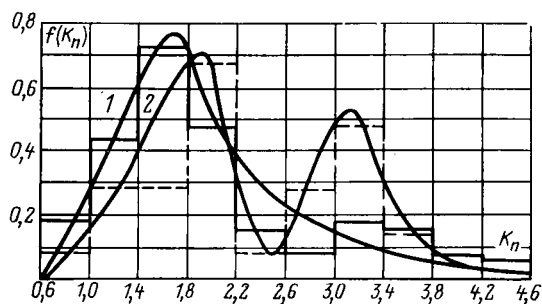


Рис. 2. Гистограммы и кривые плотности распределения коэффициентов перенапряжений (разность положительной и отрицательной амплитуд) при выключении электродвигателя ЭДКО-4-2С.

1 — на холостом ходу; 2 — с заторможенным ротором.

где Φ_i , $\Phi_{вi}$, $\Phi_{нi}$ — текущее, верхнее и нижнее значения фактора.

Коэффициент множественной корреляции для уравнений (9) — (12) находится в пределах 0,849 — 0,902. Коэффициенты при линейных значениях факторов и их взаимодействиях, не вошедшие в уравнения, оказались незначимы. Оценка значимости коэффициентов b_i уравнений регрессии проведена по критерию Стьюдента t_i [Л. 8]. Адекватность уравнений опытным данным определялась по критерию Фишера [Л. 8]. Все полученные уравнения адекватны экспериментальным данным.

Анализ уравнений (9) — (12) совместно с уравнениями (1), (3) и (4) показывает, что при варьировании переменных в уравнениях (9) — (12) получаются результаты, согласующиеся с опубликованными данными о влиянии отдельных факторов на величину коммутационных перенапряжений. Знаки перед фактором x_2 в уравнениях (9) — (12) показывают, что с увеличением неравномерности замыкания контактов перенапряжения и вероятности их появления снижаются. Это можно объяснить тем, что включение второй пары контактов происходит в тот момент, когда колебания напряжения в обмотке, вызванные включением первой пары контактов, уже затухают. По всей видимости, для каждого коммутационного аппарата существует экстремальная неравномерность замыкания контактов.

Коммутационные перенапряжения при отключении комбайновых электродвигателей по 250 осциллограммам оказались значительно ниже перенапряжений при включении. На рис. 1 (кривая 8) приведены результаты измерений коэффициента перенапряжений при отключении двигателя с заторможенным ротором (160 осциллограмм), откуда следует, что амплитуда перенапряжений при отключении двигателей с заторможенным ротором выше, чем при отключении их на холостом ходу, но значительно ниже, чем при включении двигателей. Эта зависимость объясняется прежде всего сравнительно небольшими волновыми сопротивлениями комбайновых двигателей и характером изменения тока.

При включении электродвигателя с заторможенным ротором по сравнению с включением электродвигателя на холостом ходу повышается вероятность появления больших значений коммутационных перенапряжений и даже наблюдается изменение закона распределения коэффициентов перенапряжений (рис. 2).

Максимальные значения коэффициентов перенапряжений, зарегистрированные в опытах, составили: при включении — относительно корпуса 4,3, при измерении разности положительной и отрицательной амплитуд колебаний — 4,9; при отключении — относительно корпуса 1,9, при измерении разности амплитуд колебаний — 2,1.

Измерение длительности фронта импульсов коммутационных напряжений произведено более чем на 600 осциллограммах, снятых в тех же опытах и для тех же воздействующих факторов, что и при измерении амплитуд. При наличии на осциллограмме двух импульсов напряжения учитывался импульс с большей крутизной. Длительность фронтов импульсов, полученная в опытах, находится в интервале 0,5 — 90 мкс.

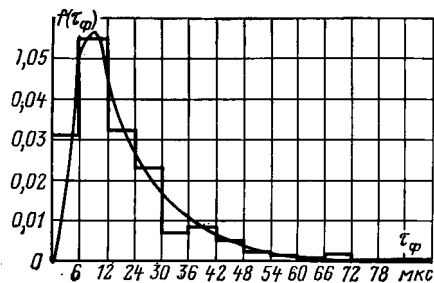


Рис. 3. Гистограмма и кривая плотности распределения длительности фронта импульсов коммутационных перенапряжений.

Определение фронтов меньшей длительности сопряжено с необходимостью большой скорости развертки луча осциллографа и недостаточной точности измерений.

Статистическая обработка результатов измерений показывает, что длительность фронта импульсов коммутационных перенапряжений имеет плотность распределения (рис. 3):

$$f(\tau_\phi) = \frac{\lg e}{\sqrt{2\pi\sigma^2}} e^{-\frac{(\lg \tau_\phi - \lg \bar{\tau}_\phi)^2}{2\sigma^2}}$$

где $\lg \bar{\tau}_\phi = 1,058$ — среднее значение логарифмов длительности фронта импульсов; $\sigma = 0,274$ — среднее квадратическое отклонение логарифмов длительности фронта импульсов.

Приложение. Пример расчета коэффициентов перенапряжений. Пусть при коммутации электродвигателя угольного комбайна получена максимальная кратность коммутационных перенапряжений на корпусной изоляции $K_k = 3,5$. По кривой 3 рис. 1 по соответствующим шкалам находим для $K = 3,5$; $T = 140$ и $F(k) = 0,9928$. Вероятность появления указанной величины перенапряжения

$$P(k) = 1 - F(k) = 1 - 0,9928 = 0,0072.$$

Определим величину максимального перенапряжения и вероятность его появления при работе двигателя за время 2500 ч при средней частоте коммутаций 60 в час. По (3) при $T = 140$ находим нормированное отклонение для максимального перенапряжения:

$$y = 6,9751.$$

По (4) находим максимальную кратность перенапряжений, которая появится хотя бы один раз за 300 000 включений:

$$K_k = 4,4.$$

Значения $\alpha_k = 2,41$ и $q_k = 1,51$ в (4) взяты для кривой 3 (рис. 1).

Для кривой 3 и шкалы $F(k)$ при $K_k = 4,4$ находим $F(k) = 0,9993$, откуда вероятность появления перенапряжения $K_k = 4,4$.

$$P(k) = 0,0007.$$

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Налимов В. В., Чернова Н. А. Статистические методы планирования экстремальных экспериментов. М., «Наука», 1965.
2. Перенапряжения при отключении линий и трансформаторов. — В кн.: Энергетика за рубежом. М., Госэнергоиздат, 1957.
3. Каганов З. Г. Волновые явления в электрических машинах. Изд. СО АН СССР, 1964.
4. Сычев П. И., Реут П. З. Шахтные гибкие кабели. М., «Недра», 1971.
5. Люлько В. А. Волновые параметры турбогенераторов. — «Электричество», 1960, № 9.
6. Каганов З. Г. Внутренние перенапряжения и другие воздействия на витковую изоляцию электродвигателей. — В кн.: Испытания витковой изоляции электрических машин. Под ред. Л. Г. Мамиконяца. М.—Л., Госэнергоиздат, 1959.
7. Гумбель Э. Статистика экстремальных значений. М., «Мир», 1965.
8. Шор Я. Б., Кузьмин Ф. И. Таблицы для анализа и контроля надежности. М., «Советское радио», 1968.

[6.02.1976]



О стабильности удельной проводимости водного раствора медного купороса в импульсном электрическом поле

Инженеры ГЕРАСИМОВ А. И., КЛЕМЕНТЬЕВ А. П., МИЛораДОВ Д. Н.

Для измерения параметров мощных электрических импульсов применяются электролитические резисторы на основе водных растворов. Такие резисторы технологичны в изготовлении, им может быть придана любая форма, значение их сопротивления легко регулируется, они обладают высокой электрической прочностью.

В связи с конструированием малогабаритных высоковольтных электролитических резисторов (демпфирующих сопротивлений) и делителей на импульсное напряжение до 500 кВ были проведены исследования по определению влияния импульсной напряженности электрического поля на проводимость водного раствора медного купороса. Электрическая схема измерений показана на рис. 1. Малоиндуктивная емкость C (на основе дисковых конденсаторов К15-10 4,7 нФ, 50 кВ), заряжаемая до 20—65 кВ, при пробое промежутка P разряжалась через жидкостное сопротивление R и измерительный резистор R_1 . Сопротивление R представляло собой столб электролита диаметром 25 мм в корпусе из органического стекла с вставленными в цилиндрическую полость плоскими медными электродами. Расстояние h между электродами можно было изменять в пределах 1—10 см.

Сопротивление R_1 образовано из трех параллельных соединений резисторов С2-10 класса 0,5. Значение R_1 выбиралось из условий $R_1 C_0 \ll t_{\phi}$ и $L_1/R_1 \ll t_{\phi}$, где C_0 — максимально возможная емкость между электродами жидкостного резистора, L_1 — индуктивность резистора R_1 , t_{ϕ} — длительность переднего фронта импульса напряжения, прикладываемого к резистору R . Разрядная цепь из указанных выше элементов размещалась внутри металлического экрана \mathcal{E} . Было проведено две серии измерений при температуре окружающего воздуха $+20^\circ\text{C}$ и изменении напряженности электрического поля от 2 до 50 кВ/см: первая серия — при постоянном значении R (300 Ом), устанавливаемом изменением расстояния h (1,25—10 см), и переменном значении удельной проводимости σ раствора ($8,5 \cdot 10^{-4}$ — $6,8 \cdot 10^{-3}$ Ом $^{-1}$ ·см $^{-1}$), вторая серия — при постоянной проводимости σ ($1,7 \cdot 10^{-2}$ Ом $^{-1}$ ·см $^{-1}$) и изменении R (15—120 Ом). Значение σ контролировалось кондуктометром ММЗЧ-04. Ошибка измерения напряжения, при котором происходил пробой в разряднике P , не превышала 1%. Амплитуда и форма импульса напряжения на резисторе R_1 регистрировалась осциллографом ОК-31, погрешность измерения амплитуды составляла около 3%. Максимальный прирост температуры раствора в случае выделения в нем за импульс всей запасенной в емкости C энергии мог составить $0,65^\circ\text{C}$, что могло привести к уменьшению¹ значения R на 0,65%; в течение цикла измерений температура раствора не повышалась более чем на 1°C . Индуктивность разрядного контура, определенная по частоте собственных электрических колебаний при закорачивании резисторов, равна приблизительно 500 нГн.

Осциллограммы импульсов напряжения на резисторе R_1 показывают, что при $R=300$ Ом форма импульса определяется в основном постоянной времени $RC=2,1$ мкс; длительность переднего фронта импульса между уровнями 0,1 и 0,9 составляет около 17 нс. При $R=15$ Ом разряд емкости C в контуре близок к критическому.

На рис. 2,а показаны измеренные значения амплитуд U_1 импульсов напряжения на резисторе $R_1=2,5$ Ом при $R=300$ Ом для трех высот h столба жидкости в зависимости от напряжения U , приложенного к резистору R . Во всем диапазоне изменения приложенного напряжения U зависимость $U_1=f(U)$ линейная в пределах ошибки измерения 5%; это означает, что проводимость электролита остается постоянной при изменении напряженности электрического поля E от 2 до 50 кВ/см для указанных выше значений U и h .

¹ Bishop A. E., Edmonds G. D. Electrolytic resistors in Plasma Physics research. — «Journal of Nuclear Energy», 1965, vol. 7C, № 4, p. 423—426.

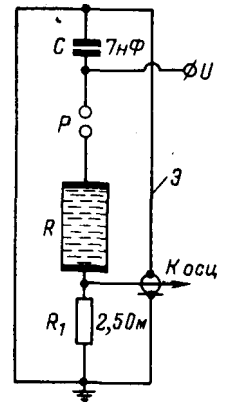


Рис. 1. Электрическая схема измерений.

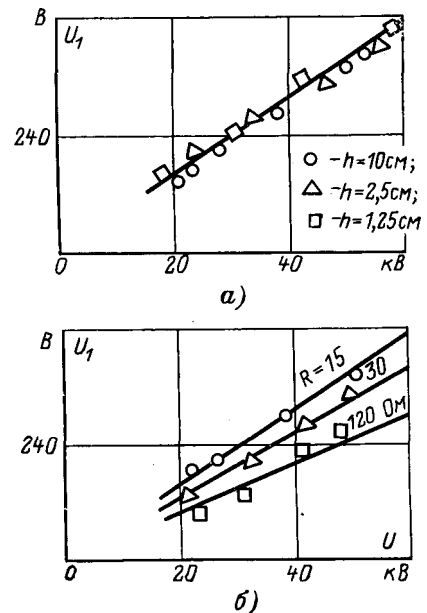


Рис. 2. К результатам экспериментов.

а — амплитуда U_1 импульса напряжения на резисторе R_1 при $R=300$ Ом в зависимости от напряжения U на резисторе R ; б — зависимость $U_1=f(U)$ при $\sigma=1,7 \cdot 10^{-2}$ Ом $^{-1}$ ·см $^{-1}$.

Аналогичные зависимости $U_1=f(U)$ получены при $\sigma=1,7 \cdot 10^{-2}$ Ом $^{-1}$ ·см $^{-1}$ и переменном R . На рис. 2,б приведены графики для трех значений R и соответствующих им высот h , представляющие собой прямые линии, которые пересекаются в начале координат, т. е. и в данных случаях проводимость раствора остается постоянной при изменении напряженности поля, формы и длительности импульса напряжения.

При подаче на электролитический резистор прямоугольных импульсов длительностью около 40 нс с амплитудой 20—75 кВ и длительностью переднего фронта 1,5 нс характер графиков $U_1=f(U)$ не изменился, а форма и фронт импульса передавались на нижнее плечо делителя без искажения.

[25.12.1975]



Использование кибернетических методов в промышленной электроэнергетике

Доктор техн. наук КОНСТАНТИНОВ Б. А.

(Ленинград),

канд. техн. наук ВОСКОБОЙНИКОВ Д. М.

(Рига)

Электроэнергетическую систему можно рассматривать как большую систему кибернетического типа, состоящую из отдельных подсистем, имеющих глубокие обратные связи, не позволяющие рассматривать эти системы «по отдельности», так как свойства большой системы в значительной степени определяются взаимодействием подсистем [Л. 1]. Взаимосвязь отдельных подсистем определяется их иерархической структурой, которая непрерывно развивается, совершенствуется и усложняется. При этом первостепенное значение приобретает не описание характера работы системы, а выявление способов воздействия на работу системы и ее отдельных подсистем, управление их поведением с непрерывной коррекцией в нужном направлении. Возникает также необходимость разработки и применения новых качественных и количественных методов решения задач путем моделирования отдельных процессов и свойств подсистем общей иерархической структуры на отдельных ее уровнях и во взаимосвязи между собой.

Сложность решения поставленных задач обусловлена отсутствием полной текущей информации о характере протекающих процессов. Методы решения таких задач в условиях, когда из-за сложности или недостаточной информации нельзя точно определить границы их применения и оценить допустимые ошибки, являются эвристическими [Л. 2]. Характерной особенностью эвристических задач в условиях неполной текущей информации является накопление необходимых данных и моделирование при этом всего процесса обработки информации, разбивая его на отдельные информационные процессы, реализуемые в дальнейшем с помощью ЦВМ.

Так как исследование процессов производится при отсутствии полной информации, необходимо выбрать из возможного объема показателей различного характера наиболее важные, фиксируемые через определенные интервалы или непрерывно. Целесообразно также использовать для дальнейшей количественной обработки информацию, отражающую отклонения показателей исследуемой системы от нормируемых или заранее заданных.

Исключительно важной проблемой является выявление объективно необходимого объема и характера информации на различных уровнях иерархического управления электроэнергетической системой, а также рационального использования вычислительной техники. При этом необходимо обязательно исследовать внутреннюю логику происходящих процессов в отдельных подсистемах и установить взаимосвязи между происходящими явлениями на различных иерархических уровнях. Использование этих взаимосвязей в дальнейшем может значительно упростить анализ исследования функционирования и управления электроэнергетическими системами [Л. 3]. Все иерархические уровни при этом должны рассматриваться во взаимосвязи между собой, имея обратные связи, отражающие регулирующее воздействие вышестоящей подсистемы.

В электроэнергетической системе можно выделить ряд отдельных подсистем. Одной из наиболее важных является подсистема, связанная с распределением и потреблением электрической энергии в промышленности. Отметим тот факт, что промышленное потребление электрической энергии составляет около 70% всего ее потребления. В этой связи выбор наилучшего критерия эффективности в области промышленной электроэнергетики в общей иерархической структуре электроэнергетической системы имеет актуальное значение. Важными параметрами структуры, определяющими функционирование промышленной электроэнергетической системы, являются:

надежность электроснабжения промышленных электроустановок;

качество электрической энергии в промышленных электрических сетях;

нормирование электропотребления в промышленности.

Выбор оптимальных уровней качества электрической энергии, надежности электроснабжения и нормирования электропотребления является безусловным требованием обеспечения рационального и бесперебойного электроснабжения промышленных потребителей. Это связано с тем, что в последние годы произошли значительные качественные сдвиги в развитии электрификации промышленности за счет все более интенсивного использования различных электротехнологических процессов. При этом совершенствование технологических процессов самым тесным образом переплетается с вопросами промышленной энергетики.

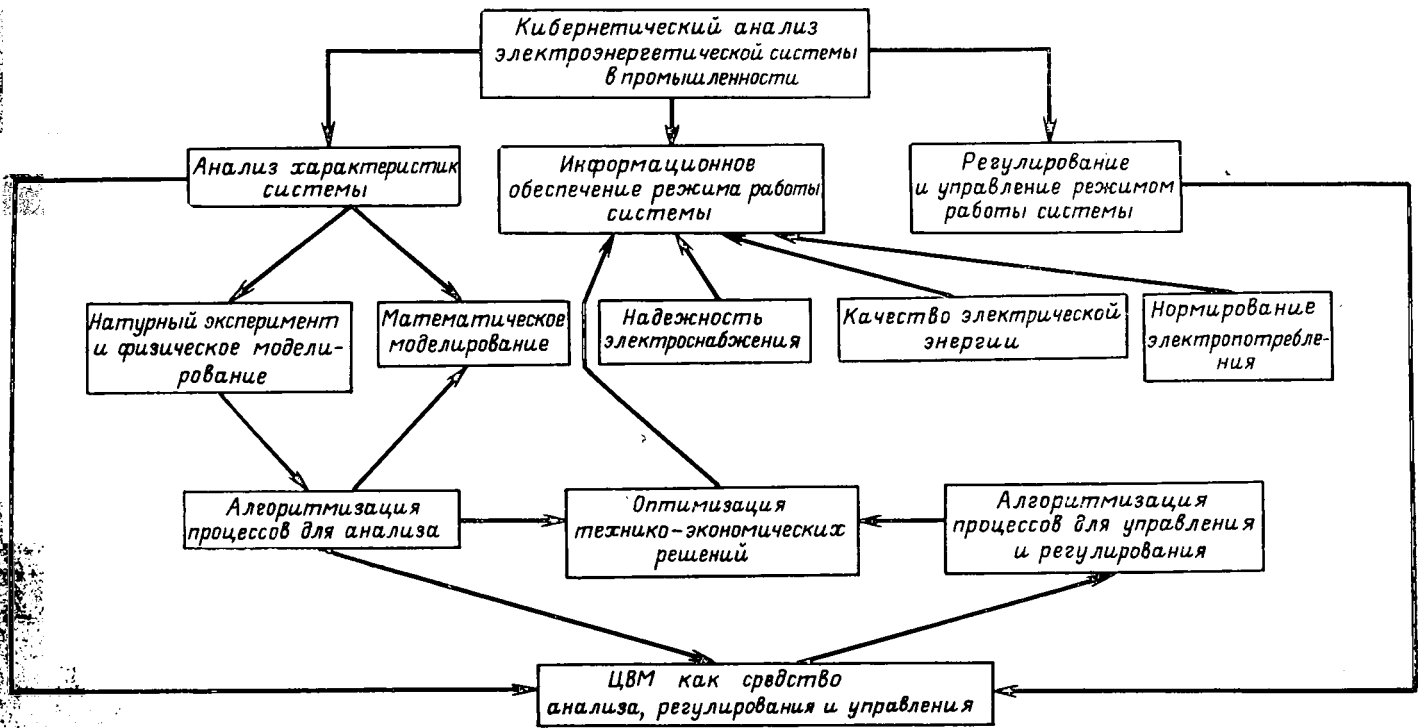
Рост электропотребления определяет систематическое увеличение электровооруженности и энерговооруженности труда в промышленности. За 1960—1973 гг. электровооруженность труда возросла более чем в 2 раза [Л. 4]. Электровооруженность удваивается в каждые 10—12 лет и по темпам роста значительно превосходит рост энерговооруженности труда, что свидетельствует о прогрессивных сдвигах в технике и технологии производства. Более 80% всей электроэнергии, вырабатываемой в стране, распределяется через сети напряжением до 1000 В. В этой связи рациональное построение схем электроснабжения в промышленности, включая построение сетей до 1000 В, оптимальное соотношение между сетями до 1000 В и выше на промышленных предприятиях, а также целый ряд других проблем требуют к себе особого внимания. Серьезной задачей является также определение минимально необходимого количества коммутационных аппаратов и в первую очередь низковольтных, что тесно связано с определением ожидаемых вероятных значений токов короткого замыкания с учетом реальных сопротивлений элементов сети [Л. 5]. Значительную экономию проводникового материала коммутационных аппаратов может дать правильный методологический подход к решению рационального построения электроэнергетической системы в промышленности, особенно при проектировании функционирования схем электроснабжения до 1000 В.

В этой связи одним из основных требований к промышленной электроэнергетической системе является обеспечение необходимой степени надежности электроснабжения потребителей, исходя из особенностей технологического процесса промышленного производства.

Не менее актуальной проблемой является и необходимость обеспечения потребителей электроэнергией требуемого качества в соответствии с требованиями ГОСТ 13109-67. При этом основным показателем качества электроэнергии в промышленности является качество напряжения в промышленных электрических сетях. Наиболее важным аспектом решения данной проблемы является необходимость выбора оптимальных режимов напряжения в электрических сетях промышленных предприятий, так как снижение технико-экономических показателей качества напряжения вызывает определенный народнохозяйственный ущерб [Л. 6].

Важным показателем эффективности использования электроэнергии в промышленности являются также нормирование электропотребления на базе разработки научно-обоснованных норм удельного расхода энергоресурсов. Снижение удельного расхода электроэнергии на единицу выпускаемой продукции в масштабе народного хозяйства может дать значительную экономию электроэнергии.

Каждый из рассматриваемых вопросов — надежность электроснабжения и качество электрической энергии, норми-



Структурная схема анализа функционирования электроэнергетической системы в промышленности.

рование электропотребления — представляет собой сложную и многогранную самостоятельную научно-техническую проблему, связанную с распределением и потреблением электрической энергии в промышленности.

Вместе с тем, анализируя электроэнергетическую систему как сложную систему кибернетического типа, распределение и потребление электроэнергии в промышленности целесообразно рассматривать во взаимосвязи между рассматриваемыми проблемами. Данное условие может дать значительный народнохозяйственный эффект, способствуя гармоническому развитию и управлению электроэнергетической системы в целом.

Применяя кибернетические методы, используемые в энергетике [Л. 1], к подсистеме промышленной электроэнергетики, можно выделить три главных вопроса, необходимых при анализе ее функционирования:

1. Разработка принципа построения модели электроэнергетической системы в промышленности. При этом важно обеспечить максимальную конкретизацию происходящих явлений с использованием современных методов физического и математического моделирования.

2. Разработка методов получения и передачи информации о работе электроэнергетической системы. Без установления минимально необходимого объема информации, способов ее передачи и обработки кибернетический подход к управлению режимами работы электроэнергетической системы не может быть реализован. Важно при этом использовать из значительного объема текущей информации наиболее значимые параметры, отражающие объективно режим работы электроэнергетической системы. Для обеспечения надежного функционирования системы необходимо иметь качественную информацию не только о медленных периодических процессах, происходящих в ней, но и информацию о регулировании и управлении системой в аварийных режимах. На основании информации регулирующие устройства должны не только реагировать на уже происшедшие изменения в системе, но и оценивать возможное будущее изменение режима.

Получение достоверной информации требует определенных затрат, которые увеличиваются с увеличением объема информации [Л. 7]. Стоимость информации зависит также от скорости ее доставки. Скорость доставки информации будет определяться средствами и структурой рассматриваемой системы. В зависимости от цели, для которой необходима информация, требуется и разная скорость ее доставки. Если информация необходима для поддержания параметров ре-

жима в безопасных пределах для надежной работы энергосистемы, то скорость ее доставки должна быть максимальной. В то же время к средствам, дающим информацию об экономичности режима работы элементов системы, требования могут быть иные. Такая информация может поступать непрерывно, а через определенные промежутки времени. При этом, чем больше периоды доставки информации, тем менее значительны издержки на ее получение и тем более простыми могут быть информационные устройства.

3. Разработка принципов регулирования и управления режимами работы электроэнергетической системы в промышленности. Важное значение имеет выбор оптимальных структурных схем управления и системы в целом по рассматриваемым параметрам и во взаимосвязи их между собой.

На рисунке в соответствии с [Л. 1] показана структурная схема функционирования электроэнергетической системы в промышленности с учетом решения задач по эффективности ее управления с помощью кибернетических методов исходя из рассмотренных выше задач.

При анализе электроэнергетической системы и выборе принципов ее управления на первое место выдвигаются не детерминированные условия расчета на основании заданных определенных исходных данных, а непрерывность коррекции протекающих процессов на основании вероятностно заданных сведений о протекающих процессах при неполной текущей информации. Данный метод является характерным для кибернетического подхода, осуществляющего управление на основе взаимодействия с внешней средой, с использованием обратной связи как для большой электроэнергетической системы, так и для электроэнергетической системы, используемой в промышленности. При этом реализация методов кибернетического управления будет способствовать значительному народнохозяйственному эффекту, связанному с капитальными вложениями на развитие и эксплуатацию энергетических устройств в народном хозяйстве страны.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Электрические системы. Кибернетика электрических систем. Под ред. В. А. Веникова. М., «Высшая школа», 1974. 328 с.
2. Александров Е. А. Основы теории эвристических решений. М., «Советское радио», 1975, 254 с.

Дифференциальные уравнения насыщенной явнополюсной синхронной машины

Канд. техн. наук ЧАБАН В. И.

Львовский политехнический институт

Построение современной математической теории насыщенной явнополюсной машины немислимо без расчета рабочего магнитного поля при распределении н. с. обмоток вдоль расточки якоря и учета криволинейности характеристик намагничивания отдельных участков магнитопровода. В настоящее время эта теория наиболее полно разработана на основе дифференциальных индуктивностей [Л. 1] электрических контуров машины. Но, как показывает анализ, этот путь не является единственным. В этой статье предлагается иное решение [Л. 2 и 3]: уравнения машины записываются составленными относительно первых производных по времени ее потокосцеплений. В основу анализа положены допущения [Л. 1]: пренебрегается потерями в стали;

фазы якоря предполагаются распределенными вдоль полюсного деления по гармоническому закону;

зубчатые зоны якоря и полюса заменяются гладкими, характеристика намагничивания которых полагаются тождественными характеристиками реальных зубчатых зон;

магнитное поле машины условно разделяется на рабочее поле и поле рассеяния, причем потокосцепления рассеяния контуров якоря являются линейными функциями только токов якоря, а потокосцепления рассеяния контуров индуктора — линейными функциями только токов индуктора; магнитные проводимости лугей рабочего поля независимы от потоков рассеяния, рабочее поле предполагается плоскопараллельным;

магнитные сопротивления полюса и ярма якоря принимаются сосредоточенными.

Задачу будем решать в синхронно вращающихся осях $d, q, 0$, тогда уравнения машины, располагающей на роторе N продольными и поперечными демпферными контурами, принимают вид:

$$\left. \begin{aligned} p\Psi_{d_0} &= u_d + \omega\Psi_{q_0} - r i_{d_0}; & p\Psi_{q_0} &= u_q - \omega\Psi_{d_0} - r i_{q_0}; \\ p\Psi_0 &= u_0 - r i_0; & p\Psi_f &= u_f - r_f i_f; & p\Psi_{sj} &= \\ &= - \sum_{k=1}^N r_{sj, k} i_{sk} \quad (s=d, q; j=1, 2, \dots, N), \end{aligned} \right\} \quad (1)$$

где $\Psi_{sj}, i_{sj} (s=d, q; j=0, 1, \dots, N)$ — потокосцепления и токи продольных ($s=d$) и поперечных ($s=q$) контуров якоря ($j=0$) и индуктора ($j=1, 2, \dots, N$); Ψ_f, i_f — потокосцепление и ток обмотки возбуждения; Ψ_0, i_0 — потокосцепление и ток нулевого контура якоря; u_d, u_q, u_0 — напряжение контуров якоря; u_f — напряжение обмотки возбуждения; ω — частота вращения; r, r_f — сопротивления фаз якоря и обмотки возбуждения; $r_{sj, k} (s=d, q)$ — собственные ($j=k$) и взаимные ($j \neq k$) сопротивления продольных ($s=d$) и поперечных ($s=q$) контуров индуктора.

Согласно четвертому допущению потокосцепления контура запишем в виде

$$\Psi_{sj} = \psi_{sj} + \sum_{k=0}^N L_{sj, k} i_{sk} \quad (s=d, q; j=0, 1, \dots, N), \quad (2)$$

где ψ_{sj} — рабочее потокосцепление sj -го контура; $L_{sj, k}$ — собственные ($j=k$) и взаимные ($j \neq k$) индуктивности рассеяния контуров, причем согласно этому же допущению $L_{s,0} = = L_{s,0} = 0$.

Разрешив (2) относительно токов, имеем:

$$i_{sj} = \sum_{k=0}^N \alpha_{sj, k} (\Psi_{sk} - \psi_{sk}) \quad (s=d, q; j=0, 1, \dots, N), \quad (3)$$

где $\alpha_{sj, k}$ — компоненты матриц, обратных матрицам индуктивностей рассеяния продольных и поперечных контуров; здесь также $\alpha_{s,0, k} = \alpha_{s,0} = 0$.

Рабочие потокосцепления определяем исходя из картины магнитного поля в воздушном зазоре:

$$\psi_{sj} = \frac{1}{c_j} \int_{-\pi/2}^{+\pi/2} B_\eta S_j^*(\eta) d\eta \quad (S=d, q; j=0, 1, \dots, N), \quad (4)$$

где B_η — магнитная индукция в расточке якоря в точке η , удаленной от продольной оси d на η радиан; $S_j(\eta)$ — функции удельного распределения витков продольных ($S=d$) и поперечных ($S=q$) контуров, определяемые по [Л. 1]:

$$\left. \begin{aligned} d_j(\eta) &= \begin{cases} 1 & \text{при } -\eta_{dj} < \eta < \eta_{dj}; \\ 0 & \text{при } -\pi/2 < \eta - \eta_{dj} \text{ и } \eta_{dj} < \eta < \pi/2; \end{cases} \\ q_j(\eta) &= \begin{cases} 1 & \text{при } \eta_{qj} < \eta < \pi/2; & d_0(\eta) = \cos \eta; \\ 0 & \text{при } -\eta_{qj} < \eta < \eta_{qj}; & q_0(\eta) = \sin \eta; \\ -1 & \text{при } -\pi/2 < \eta < -\eta_{qj}; & j=1, 2, \dots, N. \end{cases} \end{aligned} \right\} \quad (5)$$

Здесь η_{dj}, η_{qj} — угловые координаты, определяющие положение стержней демпферной обмотки с номерами d_j и q_j ; c_j — постоянные коэффициенты, причем

$$c_0 = \frac{\pi^2}{4l\tau\omega}; \quad c_j = \frac{\pi}{l\tau} = c \quad (j=1, 2, \dots, N),$$

где l, τ — расчетная длина и полюсное деление; ω — число эффективных витков фазы якоря.

Дифференцируя (4) по времени, получаем:

$$p\psi_{sj} = \frac{1}{c_j} \int_{-\pi/2}^{+\pi/2} \lambda_\eta p\varphi_\eta S_j(\eta) d\eta \quad (s=d, q; j=0, 1, \dots, N), \quad (6)$$

где φ_η — магнитное напряжение на участке, состоящем из зубцовой зоны якоря, воздушного зазора и зубцовой зоны полюса, приходящееся на один полюс и связанное с магнитной индукцией B_η зависимостью [Л. 1]:

$$B_\eta = B_\eta(\varphi_\eta), \quad (7)$$

отражающей характеристику намагничивания активной зоны, получаемую суммированием по н. с. характеристик намагничивания зубцовой зоны якоря, воздушного зазора и зубцовой зоны полюса; λ_η — локальная магнитная проводимость активной зоны

$$\lambda_\eta = \frac{dB_\eta}{d\varphi_\eta} = \lambda_\eta(\varphi_\eta). \quad (8)$$

3. Баркан Я. Д. Режимные принципы автоматического управления электрическими системами. — «Электричество», 1973, № 2, с. 1—6.

4. Чернухин А. А., Флаксерман Ю. Н. Экономика энергетики СССР, М., «Энергия», 1975. 497 с.

5. Крупович В. И. Современные проблемы электроснабжения промышленных предприятий. — В кн.: Надежность элек-

троснабжения промышленных предприятий. Материалы Всесоюзного совещания. М., 1974, с. 5—20.

6. Веников В. А., Либкинд М. С., Константинов Б. А., Народнохозяйственное значение повышения качества электроэнергии. — «Электричество», 1974, № 11, с. 1—4.

7. Баркан Я. Д. Автоматизация регулирования напряжения в распределительных сетях. М., «Энергия», 1971. 231 с. [19.1.1976]

Введем магнитное напряжение, определяемое равенством:

$$V = F_\eta - \varphi_\eta, \quad (9)$$

где F_η — суммарная н. с. продольных и поперечных контуров в точке η , которая с учетом распределения витков контуров (5) равна:

$$F_\eta = \frac{3\omega}{\pi p_0} [d_0(\eta) i_{d_0} + q_0(\eta) i_{q_0}] + \frac{1}{2p_0} \sum_{j=1}^N [d_j(\eta) i_{d_j} + q_j(\eta) i_{q_j}], \quad (10)$$

где p_0 — число пар полюсов.

Располагая величиной V , однозначно определяем магнитное состояние машины при любых значениях токов.

Согласно (7), (9) и (10) находим значения \vec{B}_η , что позволило вычислить продольный поток якоря:

$$\Phi_a = \frac{1}{c} \int_{-\pi/2}^{+\pi/2} B_\eta d\eta, \quad (11)$$

а затем магнитное напряжение ярма якоря в соответствии с его характеристикой намагничивания:

$$\varphi_a = \varphi_a(\Phi_a). \quad (12)$$

Поток полюса Φ_m определяем непосредственно из (1) по выражению

$$\Phi_m = \frac{1}{\omega_f} \Psi_f, \quad (13)$$

где ω_f — число витков обмотки возбуждения, а магнитное напряжение φ_m полюса — по значению Φ_m в соответствии с характеристикой намагничивания полюса:

$$\varphi_m = \varphi_m(\Phi_m). \quad (14)$$

На основании закона полного тока можем вычислить недостающий в (3) ток обмотки возбуждения:

$$F_f = \varphi_m + \varphi_a - V; \quad i_f = \frac{2p_0}{\omega_f} F_f, \quad (15a, б)$$

где F_f — н. с. обмотки возбуждения.

Учитывая, что поток рассеяния полюса определяется разностью потоков Φ_m и Φ_a [Л. 1], получаем:

$$\varphi_a - V = R_f(\Phi_m - \Phi_a), \quad (16)$$

где R_f — магнитное сопротивление путей потока рассеяния полюса.

Дифференцируя по времени систему (7), (9), (11)–(13) и (16), получаем дифференциальное уравнение для вычислений V :

$$\left(\frac{1}{c} \int_{-\pi/2}^{+\pi/2} \lambda_\eta d\eta + \frac{1}{R_a + R_f} \right) pV = \frac{1}{c} \int_{-\pi/2}^{+\pi/2} \lambda_\eta pF_\eta d\eta - \frac{R_f}{R_a + R_f} \frac{1}{\omega_f} p\Psi_f, \quad (17)$$

где R_a — магнитное сопротивление ярма якоря, определяемое по кривой (12);

$$R_a = \frac{d\varphi_a}{d\Phi_a} = R_a(\Phi_a). \quad (18)$$

Дифференцируя (9) по времени и подставляя полученный результат в (6), получаем:

$$p\psi_{s,j} = \frac{1}{c_f} \int_{-\pi/2}^{+\pi/2} \lambda_\eta S_j(\eta) (pF_\eta - pV) d\eta \quad (s=d, q; j=0, 1, \dots, N) \quad (19)$$

Нетрудно заметить, что в (17) и (19) входят одни и те же неизвестные pF_η . Для их вычисления достаточно подставить (3) в (10) и продифференцировать полученный результат по времени, тогда

$$pF_\eta = \sum_{k=0}^N \sum_{j=0}^N [d_j(\eta) \alpha'_{dj, k} (p\Psi_{dk} - p\psi_{dk}) + q_j(\eta) \alpha'_{qj, k} (p\Psi_{qk} - p\psi_{qk})], \quad (20)$$

где

$$\alpha'_{d_0, 0} = \frac{3\omega}{\pi p_0} \alpha_{d_0, 0}; \quad \alpha'_{q_0, 0} = \frac{3\omega}{\pi p_0} \alpha_{q_0, 0}; \quad \alpha'_{sj, k} = \frac{1}{2p_0} \alpha_{sj, k} \quad (s=d, q; j=1, 2, \dots, N).$$

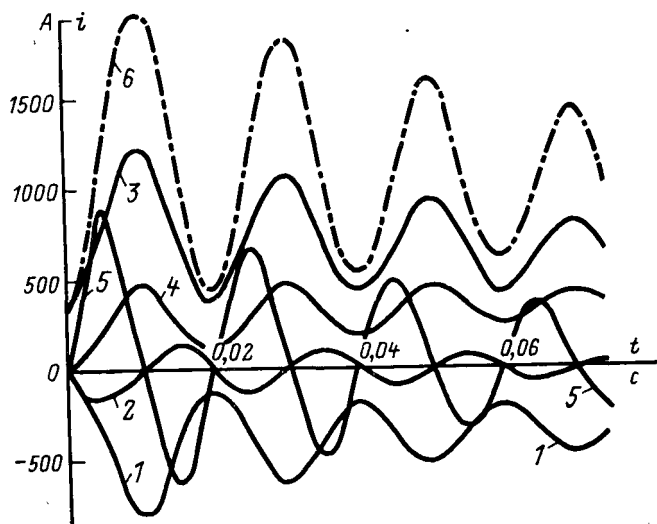
Подставляя (20) в (17) и (19) получаем:

$$\left(\frac{c}{R_a + R_f} + l_\eta \right) pV + \sum_{k=0}^N \left(\sum_{j=0}^N \alpha'_{dj, k} l_{dj} p\psi_{dk} + \sum_{j=0}^N \alpha'_{qj, k} l_{qj} p\psi_{qk} \right) = \sum_{k=0}^N \left(\sum_{j=0}^N \alpha'_{dj, k} l_{dj} p\Psi_{dk} + \sum_{j=0}^N \alpha'_{qj, k} l_{qj} p\Psi_{qk} \right) - \frac{R_f}{R_a + R_f} \frac{c}{\omega_f} p\Psi_f; \quad (21)$$

$$c_J p\psi_{sJ} + l_{sJ} pV + \sum_{k=0}^N \left(\sum_{j=0}^N \alpha'_{dj, k} l_{sJ, dj} p\psi_{dk} + \sum_{j=0}^N \alpha'_{qj, k} l_{sJ, qj} p\psi_{qk} \right) = \sum_{k=0}^N \left(\sum_{j=0}^N \alpha'_{dj, k} l_{sJ, dj} p\Psi_{dk} + \sum_{j=0}^N \alpha'_{qj, k} l_{sJ, qj} p\Psi_{qk} \right) \quad (s=d, q; J=0, 1, \dots, N).$$

Здесь

$$l_\eta = \int_{-\pi/2}^{+\pi/2} \lambda_\eta d\eta; \quad l_m = \int_{-\pi/2}^{+\pi/2} \lambda_\eta m(\eta) d\eta; \quad l_{m, n} = \int_{-\pi/2}^{+\pi/2} \lambda_\eta m(\eta) n(\eta) d\eta \quad (m, n = d0, d1, \dots, dN; q0, q1, \dots, qN). \quad (22)$$



Расчетные зависимости токов от времени при внезапном коротком замыкании явнополюсного синхронного генератора. Продольный (1) и поперечный (2) токи якоря, ток обмотки возбуждения (3 и 6), токи продольного (4) и поперечного (5) демпферных контуров.

— с учетом насыщения; - - - без учета насыщения.

Интегралы (22) в практических расчетах следует заменить аппроксимирующими формулами Симпсона на достаточно большом множестве γ дискретных значений η . По данным [Л. 1] достаточно принять $\gamma \approx 30$.

Уравнение движения запишем в виде

$$p\omega = \frac{P_0}{G} \left[M + \frac{3}{2} P_0 (\Psi_{d_0} i_{q_0} - \Psi_{q_0} i_{d_0}) \right], \quad (23)$$

где G — момент инерции; M — момент статического сопротивления.

Выражения (1), (21) и (23) образуют замкнутую систему $(4N+8)$ -го порядка дифференциальных уравнений электро-механического равновесия насыщенной явнополюсной синхронной машины. Интегрирование ее осуществляется на ЦВМ одним из численных методов. Учитывая, что $(2N+5)$ уравнений (1) и (23) представлены заведомо в нормальной форме Коши, обращению на каждом шаге интегрирования подлежит только матрица $(2N+3)$ -го порядка коэффициентов системы (21). Для практического пользования уравнениями (1), (21) и (23) следует располагать необходимыми конструктивными данными машины, а также получаемыми на их основе зависимостями (5), (8), (12), (14) и (18).

Начальное магнитное состояние машины однозначно определяется значением V при $t=0$, вычислить которое можно методом последовательных интервалов, начиная от $V=0$, при этом приращения ΔV задаются соответствующими приращениями н. с. контуров согласно выражению, являющемуся следствием (9), (13)—(15) и (17):

$$\left(\frac{1}{c} l_\eta + \frac{R_m + R_f}{R_m R_f + R_m R_a + R_f R_a} \right) \Delta V = \frac{1}{c} \int_{-\pi/2}^{+\pi/2} \lambda_\eta \Delta F_\eta d\eta - \frac{R_f \Delta F_f}{R_m R_f + R_m R_a + R_f R_a}, \quad (24)$$

◆ ◆ ◆

где R_m — магнитное сопротивление полюса, определяемое по кривой (14);

$$R_m = \frac{d\psi_m}{d\Phi_m} = R_m(\Phi_m). \quad (25)$$

Приращения н. с. определяем согласно (10) и (156). Вычислив $V(0)$, согласно (3) и (4) определяем остальные начальные условия.

Для примера на рисунке приведены результаты расчета одного из электромагнитных переходов режимов синхронного генератора ($P_H=500$ кВт; $u_{н.л}=6300$ В; $\cos \varphi_H=0,8$; $f=50$ Гц; $n_H=750$ об/мин), располагающего двумя демпферными контурами. При этом расчет одного периода процесса при интегрировании (1) и (21) методом Рунге-Кутты на ЦВМ требует около 1,3 мин машинного времени.

Сравним систему (1), (21) и (23) с соответствующей системой [Л. 1], следует отметить, что в нашем случае ее порядок на $2\gamma+4(2 \cdot 30+4=64)$ ниже.

Кроме того, согласно [Л. 3] уравнения в виде (1), (21) и (23) предпочтительны при исследовании цепей, содержащих электрические машины как отдельные звенья.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Метод расчета на ЦВМ переходных процессов насыщенной явнополюсной синхронной машины. — «Электротехника», 1975, № 1. Авт.: Р. В. Фильц, Л. И. Глухивский, В. С. Перхач и др.
2. Чабан В. И. Расчет переходных процессов неявнополюсных машин с учетом насыщения. — «Электричество», 1974, № 10.
3. Чабан В. И. Расчет самозапуска асинхронных машин. — «Изв. вузов. Энергетика», 1975, № 8.

[27.1.1976]

УДК 62-83:314.632.35

О структуре системы управления вентильными преобразователями с функционально разделенными каналами

МОРГОВСКИЙ Ю. Я.

Тольятти

Известно много работ [Л. 1—3], посвященный так называемым одноканальным системам управления вентильными преобразователями, в которых в отличие от многоканальных [Л. 2] осуществляется последовательное формирование импульсов управления многофазными преобразователями с последующим распределением их по фазам. Так как вентильные преобразователи чаще всего используются как усилители мощности в замкнутых системах автоматического управления, то наибольший интерес представляют асинхронные одноканальные системы управления, которые могут выполнять роль астатического звена (интегратора) в таких системах.

Однако в простейшем виде асинхронные последовательные фазосдвигающие устройства не обеспечивают необходимого качества работы замкнутых систем с вентильными преобразователями во всех возможных режимах. В частности, в одноканальных системах возможно возникновение автоколебаний значительной амплитуды и с большой средней ошибкой по выходной переменной. Другой недостаток одноканальных асинхронных систем состоит в возможности накопления ненулевых начальных условий в интегрирующем звене, что вызывает соответствующий переходный процесс при включении системы.

Для устранения этих недостатков предполагалось вводить дополнительные устройства начальной синхронизации, дополнительные синхронные каналы управления [Л. 4] и другие устройства, обеспечивающие работоспособность системы в целом.

Статья имеет целью показать возможности другого подхода к построению системы управления высокого качества с использованием последовательных фазосдвигающих

устройств, основанного на принципах оптимального управления. Основанием для этого является различие требований к объекту управления в различных режимах работы, а также соответствие асинхронного канала фазосмещения требованиям высокой точности в установившемся режиме. Поэтому, дополняя систему каналами оптимального управления для других режимов (например, переходных), можно обеспечить оптимальность управления во всех выделенных режимах работы.

Для определенности будем считать объект управления (например, двигатель постоянного или переменного тока) включенным непосредственно на выход вентильного преобразователя. В некоторых случаях объектом управления может быть сам вентильный преобразователь, как источник питания местной сети, что не меняет существа вопроса.

На основании уравнений динамики объекта управления

$$\frac{dx}{dt} = \Phi(x, u, v, t)$$

требования к качеству его работы могут быть сформулированы в виде ряда показателей:

$$Q_i = \int_0^T F_i(\bar{x}, \bar{u}, \bar{v}, t) dt, \quad i = 1, 2, \dots, \quad (1)$$

где T — интервал, на котором определяется показатель качества; F_i — некоторая неотрицательная функция, определяющая характер требований к объекту; \bar{x} — вектор переменных состояний объекта; \bar{u} — вектор управляющих воздействий; \bar{v} — вектор возмущающих воздействий.

Управляющие воздействия $u(t)$ должны формироваться в функции координат системы таким образом, чтобы обеспечить функционалами (1) минимальные значения.

Существенно, что большинство промышленных объектов управления, питаемых от вентиляльных преобразователей, используется в ряде различных режимов работы, причем требования к ним не остаются в этих режимах неизменными. В простейшем случае можно выделить переходные и установившиеся режимы работы, не уточняя их вида, в более сложных — может определяться характер управляющих и возмущающих воздействий и таким образом производиться дальнейшее подразделение режимов, при этом показатели качества в каждом режиме могут значительно отличаться.

Очевидно, минимизация различных показателей вида (1) обеспечивается при различном построении системы управления и разных характеристиках системы в целом [Л. 5]. Если общий показатель качества для всех режимов не может быть построен, то минимизация показателей каждого режима достигается в системе с переключением структуры или параметров.

Для осуществления такой системы с переключением необходимо производить разделение режимов в процессе работы. Разделение может быть выполнено непосредственно на основании текущих значений показателей качества. Учтем, что в силу дискретного характера работы вентиляльных преобразователей всегда может быть выделен некоторый интервал времени для определения показателей качества. В этом случае вместо исходной системы показателей (1) получим следующую:

$$Q_{mi} = \int_0^{T_{mi}} F_{mi}(x, u, v, t) dt, \quad m = 1, 2, \dots, \quad (2)$$

где в отличие от (1) T_{mi} — интервал, связанный с периодом квантования в рассматриваемой системе.

Будем сравнивать показатели качества (2) на основе следующего алгоритма:

$$\Delta - \int_0^{T_{mi}} F_{mi}(x, u, v, t) dt = 0, \quad i = 1, 2, \dots, \quad (3)$$

где Δ — общий уровень сравнения; T_{mi} — наименьший корень i -го уравнения.

В этом случае наибольшему показателю качества в смысле определения (1) соответствует наименьшее значение T_i . При параллельном вычислении этих величин наименьшее значение T_{mi} будет определено первым, что и выделяет его из рассматриваемого множества T_m .

Заметим, что алгоритм (3) соответствует частотно-импульсной модуляции и поэтому может быть реализован с помощью тех же элементов (модуляторов), которые используются в качестве асинхронных фазосдвигающих устройств. Система показателей качества (2) при этом должна строиться по иерархическому принципу, т. е. с нарастанием сложности показателей и режимов. В соответствии с таким правилом простейшим режимом работы любого объекта управления, питаемого от вентиляльного преобразователя, является статический установившийся режим. Показатель качества для этого режима с учетом малости интервала T_m может быть определен в виде:

$$Q_{m1} = \left| \int_0^{T_{m1}} (z_B - x_B) dt \right|, \quad (4)$$

где z_B , x_B — заданное и текущее значения выходной переменной.

Показатель (4) характеризует точность в установившемся режиме по величине средних за интервал T_m значений z_B и x_B , при этом минимизация выражения (4) соответствует минимизации среднего отклонения выходной переменной. Принципиально это может быть достигнуто в одноконтурной системе, показанной на рис. 1, при асинхронном формировании импульсов управления вентиляльным преобразователем ВП с помощью генераторов импульсов УГ. Работа устройства УГ

определяется при этом алгоритмом частотно-импульсной модуляции 2-го рода:

$$\Delta_1 - \lambda \int_0^{T_n} g(T_n - \tau) [\epsilon_0 - \epsilon(t_n + \tau)] d\tau = 0, \quad (5)$$

где T_n — период следования импульсов, определяемый как наименьший корень уравнения (5); $T_n = t_{n+1} - t_n > 0$; Δ_1 — порог срабатывания модулятора; $g(t)$ — весовая функция времязадающего фильтра модулятора; $\epsilon(t)$ — ошибка по выходной переменной; $\epsilon = z_B - x_B$; λ — знаковый коэффициент, определяемый по выражению

$$\lambda = \text{sign} \int_0^{T_n} g(T_n - \tau) [\epsilon_0 - \epsilon(t_n + \tau)] d\tau.$$

Величина $\epsilon_0 = \text{const}$ определяется из условия получения базовой последовательности импульсов при $\epsilon(t) = 0$:

$$\Delta_1 - \lambda \int_0^T g(T - \tau) \epsilon_0 d\tau = 0,$$

где $T = \frac{1}{mf}$ — период, синхронный с питающей сетью; f — частота питающей сети; m — число фаз вентиляльного преобразователя.

Если учесть, что любой объект управления, кроме установившегося, работает в переходных режимах, то минимальная система показателей должна помимо выражения (4) содержать показатели, относящиеся к переходным режимам. В качестве такого показателя может быть принято, например, известное выражение следующего вида:

$$Q_{m2} = \int_0^{T_{m2}} (a_1 \epsilon^2 + a_2 \dot{\epsilon}^2) dt, \quad (6)$$

где ϵ , $\dot{\epsilon}$ — ошибка и ее производная; Q_1 , Q_2 — весовые коэффициенты, или другое выражение, учитывающее необходимость ограничения скорости изменения ошибки.

Структурная схема двухканальной системы оптимального управления по критериям качества (4) и (6) показана на рис. 2. Каждый из каналов осуществляет управление в соответствующем (установившемся или переходном) режиме. Классификация текущих режимов производится путем сравнения показателей качества (4) и (6) во временной области, т. е. на основе алгоритма (3). Период T_{m1} формируется генератором УГ, период T_{m2} — формирователем Ф2. При выполнении условия $T_{m2} < T_{m1}$ формирователь Ф2 разрешает прохождение импульса управления от устройства управления У2 и производит сброс величины, накопленной в УГ, т. е. прерывает его работу. Устройство У2 представляет одноканальный синхронный с сетью генератор импульсов управления, реализующий алгоритм обобщенной фазо-импульсной модуляции:

$$s(t) - \lambda \int_{nT}^{nT + \nu_n} g(nT + \nu_n - \tau) y(\tau) d\tau = 0, \quad (7)$$

где $s(t)$ — функция сравнения; $y(t)$ — развертывающая функция; $g(t)$ — весовая функция времязадающего фильтра развертки; λ — знаковый коэффициент; T — период синхронизации.

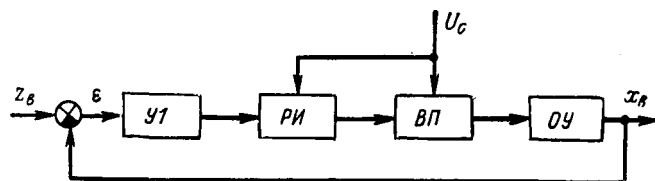


Рис. 1.

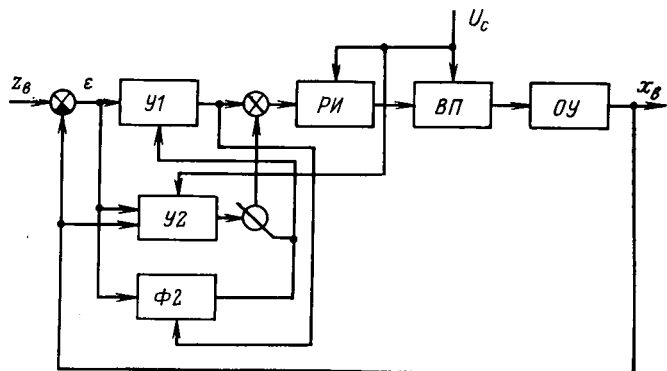


Рис. 2.

Ограничение скорости изменения ошибки для вентильных преобразователей, питающих двигатель постоянного тока, может рассматриваться как обычное ограничение тока якоря. В этом случае структурная схема рис. 2 реализуется следующим образом.

Определим прежде всего особенности генератора У2. В распространенных системах управления вентильными электроприводами (с токовой отсечкой, с подчиненным регулированием) из-за запаздывания в вентильном преобразователе требование ограничения тока без первого броска противоречит условиям достижения высокого быстродействия (т. е. минимизации среднеквадратической ошибки). В рассматриваемой структуре с переключением такое противоречие устраняется при управлении в функции э. д. с. двигателя.

В режиме непрерывных токов среднее значение тока через вентиль [Л1]:

$$i_{cp} = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi/m} i \, d\alpha = \frac{1}{\pi} \sin \frac{\pi}{m} \cos \alpha_n - \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi/m} \frac{E}{E_m} \, d\alpha, \quad (8)$$

где α_n — угол открытия вентиля; i — мгновенное значение тока; E — э. д. с. двигателя; E_m — амплитуда питающего напряжения.

Полагая $i_{cp} = i_0 = \text{const}$ и переходя к интегрированию по времени, получаем для ограничиваемого тока через вентиль:

$$i_0 = \frac{1}{\pi} \sin \frac{\pi}{m} \cos \alpha_n - \frac{1}{2\pi} \int_{nT}^{(n+1)T} \frac{\omega}{E_m} E \, dt$$

или для угла открытия:

$$\alpha_n = \arccos \frac{\pi}{\sin \frac{\pi}{m}} \left[i_0 + \frac{f}{E_m} \int_{nT}^{(n+1)T} E(t) \, dt \right]. \quad (9)$$

Если э. д. с. считается постоянной, то из (9) следует обычно используемый в системах с упреждающим токоограничением закон управления:

$$\alpha_n = \varphi[i_0 + kE(t)].$$

Точная реализация этой зависимости представляет определенные трудности, а если учесть помехи в виде пульсаций напряжения в обычно применяемом тахометрическом мосте или в другом измерителе э. д. с., то и нецелесообразна. Выражение (9) прямо указывает на необходимость воздействия по среднему за период T значению э. д. с. Такое усреднение может осуществляться импульсным модулятором, использующим алгоритм (7).

В соответствии с общим алгоритмом (7) вместо управления по зависимости (9) реализуется следующая приближен-

ная зависимость:

$$\Delta_{20} + \Delta_2 \left[1 - \exp \left(-\frac{\nu_n - \tau_c}{T_c} \right) \right] - \int_{nT}^{nT+\nu_n} [i_0 + k_2 E(t) \times \text{sign } \varepsilon(t)] \, dt = 0, \quad (10)$$

где Δ_{20} — начальное значение порогового уровня срабатывания модулятора У2; Δ_2 — приращение порога срабатывания; ν_n — смещение импульса по времени, соответствующее фазовому углу α_n ; k_2 — постоянный коэффициент, а выражение

$$\Delta_{20} + \Delta_2 \left[1 - \exp \left(-\frac{t - \tau_c}{T_c} \right) \right]$$

представляет функцию сравнения $s(t)$ в фиксированный момент времени.

Такая функция сравнения выражается также в виде

$$s(t) = \Delta_{20} - \frac{\Delta_2}{T_c} \int_{nT+\tau_c}^{nT+\tau_c+t} \exp \left(-\frac{nT + \tau_c + t - \tau}{T_c} \right) 1(\tau - nT - \tau_c) \, d\tau, \quad (11)$$

где $\exp \left(-\frac{t - \tau_c}{T_c} \right)$ — весовая функция времязадающего элемента цепи сравнения; T_c — постоянная времени; τ_c — постоянное запаздывание.

Выражение (11) реализуется с помощью формирователя в виде апериодического звена, накопительный элемент которого заряжается с запаздыванием от источника неизменного сигнала и сбрасывается до нуля при срабатывании генератора У2.

Выражение (10) дает зависимость фазового угла импульсов на выходе генератора У2 от $x = i_0 + k_2 E$, показанную на рис. 3 (кривая 1); для сравнения на том же рисунке приведена зависимость, соответствующая (9), — кривая 2.

В структурной схеме рис. 2 при использовании управляющего устройства У2 с алгоритмом (10) два канала управления разделены функционально таким образом, что в установившихся режимах работает канал формирования импульсов У1, а в переходных — канал У2, при этом синхронный канал У2 обеспечивает выполнение дополнительной функции начальной синхронизации в переходных режимах канала У1.

Следует заметить, что при использовании вентильного преобразователя в позиционной следящей системе и при отсутствии ограничений по промежуточным переменным (например, по току двигателя) канал формирователя Ф2 может обеспечивать оптимальное по быстродействию управление. В этом случае генератор У2 должен вырабатывать импульсы управления с предельными значениями углов в выпрямитель-

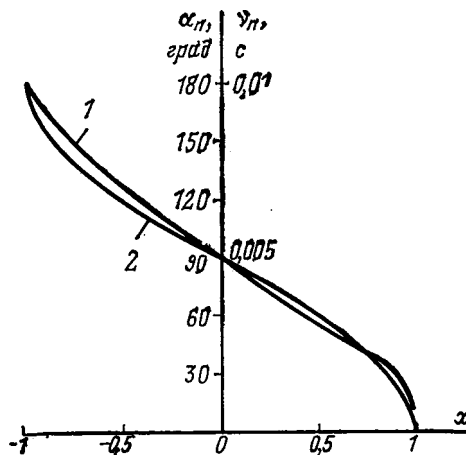


Рис. 3.

ном и инверторном режимах преобразователя и тем самым обеспечивать выполнение одной из основных функций распределителя импульсов *PI* по структурной схеме рис. 1.

При усложнении функций, выполняемых объектом управления, и увеличении числа различных режимов работы объекта также должно увеличиваться число отличающихся показателей качества типа выражения (2). Одновременно увеличивается число функционально разделенных каналов управления вентильным преобразователем, каждый из которых представляет согласно рассмотренной структуре систему последовательного формирования управляющих импульсов.

Изложенные принципы подтверждаются результатами исследований, разработанных на этой основе тиристорных электроприводов металлорежущих станков [Л. 8 и 9], а также тиристорных преобразователей для электроприводов конвейерных линий Волжского автозавода.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Грабовецкий Г. В., Зиновьев Г. С., Сташин Б. А. О построении замкнутых (следающих) систем управления многофазными преобразователями. — В кн.: Устройства преобразовательной техники. Киев, 1969, вып. 1.

2. Деткин Л. П. Системы управления тиристорными и ионными электроприводами. М., Информстандартэлектро, 1971.

3. Лабунцов В. А., Нопираковский И. Магнитно-полупроводниковая система управления вентильными преобразователями повышенной точности. — «Электричество», 1965, № 2.

4. Юхнин М. М., Нежданов И. В. Преобразователь частоты. А. С. № 249781 (СССР). Оpubл. в бюлл. — «Изобретения. Пром. образцы. Товарные знаки», 1969, № 25.

5. Кулесский Р. А. Синтез оптимальных передаточных функций в системах подчиненного регулирования параметров электропривода. — «Электричество», 1972, № 3.

6. Мерриэм К. У. Теория оптимизации и расчет систем управления с обратной связью. Пер. с англ., М., «Мир», 1967.

7. Булгаков А. А. Основы динамики управляемых вентильных систем. М., изд. АН СССР, 1963.

8. Морговский Ю. Я. Вентильные электроприводы широкого диапазона с переменной структурой для станков. — В кн.: Системы электропривода и автоматики металлорежущих станков, ч. 1, ЛДНТП, 1971.

9. Демидов С. В. и др. Тиристорные электроприводы для следающих систем копировальных и многооперационных станков с высокой добротностью. Тезисы докладов VI Всесоюзной конференции по автоматизированному электроприводу. М., Информэлектро, 1972.

[4.9.1975]



К проекту нового Государственного стандарта «Электротехника. Обозначения буквенные основных электрических и магнитных величин»

В настоящее время в нашей стране буквенные обозначения основных величин в электротехнике установлены ГОСТ 1494—61 «Электротехника. Обозначения основных величин (буквенные)». За годы, прошедшие с момента его утверждения, появились документы, с которыми стандарт буквенных обозначений величин в электротехнике должен находиться в соответствии:

ГОСТ 19880—74 «Электротехника. Основные понятия. Термины и определения», ГОСТ 19693—74 «Материалы магнитные. Термины и определения», ГОСТ 21515—76 «Материалы диэлектрические. Термины и определения» и действующий еще в части проводниковых и полупроводниковых материалов ГОСТ 17033—71 «Материалы электротехнические. Термины и определения»;

проект стандарта «Правила индексации буквенных обозначений величин», рекомендованный Госстандартом СССР для внедрения. Кроме того, изменились публикации Международной электротехнической комиссии 27—1—74 «Электротехника. Буквенные обозначения. Часть 1. Общие положения», 27—2—72 «Обозначения буквенные, применяемые в электротехнике. Часть 2. Электроника и дальняя связь», 27—2А—75 «Обозначения буквенные, применяемые в электротехнике. Часть 2. Телесвязь и электроника», установившие буквенные обозначения величин; введена в действие рекомендация СЭВ РС 4472—74, в которой воспроизводятся основные положения публикаций МЭК.

Проект нового Государственного стандарта представлен в Госстандарт СССР для подготовки его к утверждению. Госстандарт СССР счел необходимым обратиться в журнал «Электричество» для опубликования этого проекта с целью его широкого обсуждения и просит заинтересованные организации, читателей журнала «Электричество» принять уча-

стие в обсуждении и прислать свои замечания и предложения в институт Госстандарта СССР — ВНИИКИ (103001, Москва, ул. Щусева, 4). Все замечания будут рассмотрены до утверждения стандарта, если они будут получены до 1.3.1977.

При пересмотре ГОСТ 1494—61 разработчики исходили из следующего:

положения стандарта должны соответствовать положениям указанных выше документов;

в стандарте должны быть помещены обозначения только основных электрических и магнитных величин;

обозначения величин, не являющиеся электрическими или магнитными, могут быть помещены в стандарте только в том случае, если они уже были в ГОСТ 1494—61;

обозначения, не установленные международными документами и установленные ГОСТ 1494—61, должны быть в новом стандарте такими же, как и в прежнем;

обозначения основных электрических и магнитных величин, включенные в международные документы, но отсутствующие в указанных выше государственных стандартах, должны быть помещены в новом стандарте.

В публикуемом проекте допущены некоторые отступления от положений международных документов:

в таблицу индексов включены индексы, выполненные буквами русского алфавита;

введены обозначения комплексных величин, являющихся синусоидальными функциями времени, с помощью точки, поставленной над буквенным обозначением, так как это широко применяется в нашей стране;

для величин — «вектор Пойнтинга» и «число витков» введены запасные обозначения, не предусмотренные международными документами.

Электротехника. Обозначения буквенные основных электрических и магнитных величин

Проект ГОСТ Взамен ГОСТ 1494—61

Настоящий стандарт устанавливает буквенные обозначения основных электрических и магнитных величин.

Буквенные обозначения, установленные настоящим стандартом, обязательны для применения в документации всех видов, учебниках, учебных пособиях, технической и справочной литературе.

Стандарт соответствует рекомендации по стандартизации СЭВ РС 4472—74 и Публикациям 27—1 и 27—2 МЭК.

1. Общие положения

1.1. В качестве буквенных обозначений величин должны применяться буквы латинского и греческого алфавитов, снабженные в отдельных случаях нижними и (или) верхними индексами.

1.2. Буквенные обозначения величин латинскими буквами должны выполняться наклонным шрифтом.

1.3. Для указания векторного характера величины следует выполнять буквенное обозначение жирным шрифтом, например: \vec{H} — вектор напряженности магнитного поля.

Допускается, взамен выполнения обозначения жирным шрифтом, помещать над буквенным обозначением величины стрелку, например:

\vec{H} — вектор напряженности магнитного поля.

1.4. Для указания на тензорный характер величины ее буквенное обозначение помещают в круглых скобках.

Например: (μ) — тензор магнитной проницаемости.

1.5. Для значений следующих величин, изменяющихся во времени:

электродвижущей силы, электрического напряжения, электрического потенциала, тока, плотности тока, электрического заряда, мощности и электромагнитной энергии должны применяться буквенные обозначения, построенные на использовании строчных и прописных букв, а также букв с добавлением индексов.

Примеры этих обозначений приведены в табл. 1.

1.6. Операторные представления величин записываются прописными буквами или строчными буквами для величин, обозначаемых строчными буквами по типу: $I(p)$ — операторный ток, $\gamma(p)$ — операторный коэффициент распространения.

1.7. Комплексные представления величин следует выражать одним из двух способов, указанных в табл. 2.

Для комплексной величины, каждая из составляющих которой имеет собственное буквенное обозначение, следует применять обозначение типа $C = \text{Re}C + j \text{Im}C$ или $C = A + jB$.

Например, для комплексного сопротивления обозначение будет иметь вид: $Z = \text{Re}Z + j \text{Im}Z$ или $Z = R + jX$;

для коэффициента распространения: $\gamma = \text{Re} \gamma + j \text{Im} \gamma$ или $\gamma = \alpha + j\beta$.

Допускается модули комплексных величин, не являющихся изображениями функции времени, обозначать строчными буквами.

Допускается для обозначения комплексных действующих и амплитудных значений величин, являющихся синусоидальными функциями времени, взамен способов, указанных в табл. 2, над основным буквенным обозначением величины, ставить точку, например:

I — комплексный действующий ток;

Φ_m — комплексная амплитуда магнитного потока;

\vec{H} — вектор комплексной действующей напряженности магнитного поля.

2. Буквенные обозначения основных величин

2.1. Буквенные обозначения основных электрических и магнитных величин приведены в табл. 3, а в приложении 1* приведена сводная таблица величин, расположенных в алфавитном порядке их буквенных обозначений.

Приведенные в таблицах буквенные обозначения величин не являются аббревиатурами, правила выполнения которых регламентируются другими документами.

Например, обозначение электродвижущей силы — E , а аббревиатура, выражающая это понятие — э. д. с.

Таблица 1

Значение величины	Буквенное обозначение
Мгновенное Действующее (для периодически изменяющихся величин)	a' A
Амплитудное (для величин, являющихся синусоидальными функциями времени)	A_m
Среднее (для периодически изменяющихся величин)	\bar{A} A_{cp}

* Первые буквы латинского и греческого алфавитов, примененные в пп. 1.5, 1.7, 3.2, 3.4 не являются буквенными обозначениями какой-либо конкретной величины, а представляют собой обобщенные символы любой из величин.

Таблица 2

Величина или ее часть	Способ обозначения
Вещественная часть комплексной величины	$\text{Re } \underline{A} = A'$
Мнимая часть комплексной величины	$\text{Im } \underline{A} = A''$
Комплексная величина	$A = A' + jA''$ $\underline{A} = \text{Re}A + j\text{Im}A$ $\underline{A} = Ae^{j\alpha} = A e^{j\alpha}$ $\underline{A} = A \angle \alpha = \underline{A} e \angle \alpha$
Сопряженная комплексная величина	$A^* = A' - jA''$ $\underline{A}^* = Ae^{-j\alpha} = A e^{-j\alpha}$ $\underline{A}^* = A \angle -\alpha = \underline{A} e \angle -\alpha$

Например, для магнитной проницаемости μ , комплексное представление должно иметь вид: $\mu = \text{Re} \mu - j \text{Im} \mu$ или $\mu = \mu' - j\mu''$.

* Здесь не приводится.

Таблица 3

Наименование величины	Обозначение		Алфавит, название буквы		Примечание
	главное	запасное	главного обозначения	запасного обозначения	
1. Вектор Пойнтинга	<i>S</i>	<i>Π</i>	Латинский, „эс“ прописная	Греческий, „пи“	При необходимости отличить обозначение вектора Пойнтинга от обозначения площади применения запасного обозначение „Π“ является обязательным
2. Восприимчивость диэлектрическая абсолютная	<i>χ</i>	<i>χα</i>	Греческий, „хи“	Греческий, „хи“. В индекс „а“ латинская	
3. Восприимчивость диэлектрическая относительная	<i>χ_т</i>		Греческий, „хи“. В индекс — „эр“ латинская		
4. Восприимчивость магнитная	<i>κ</i>	<i>κ_т</i>	Греческий, „каппа“	Греческий, „хи“. В индекс „Эм“ латинская	
5. Дезаккомодация начальной магнитной проницаемости	<i>D</i>		Латинский, „де“		
6. Декремент колебаний электрической или магнитной величины логарифмический	<i>θ</i>		Греческий, „тэта“ строчная		
7. Добротность	<i>Q</i>		Латинский, „ку“		
8. Емкость химического источника тока	<i>C</i>	<i>W</i>	Латинский, „це“ прописная	Латинский, „дубль-ве“ прописная	
9. Емкость электрическая	<i>C</i>		Латинский, „це“ прописная		
10. Заряд электрический	<i>Q</i>		Латинский, „ку“		
11. Индуктивность взаимная	<i>M</i>	<i>L_{тп}</i>	Латинский, „эм“	Латинский, „эль“. В индекс — „эм“, „эн“ латинские	
12. Индуктивность собственная	<i>L</i>		Латинский, „эль“		
13. Индукция магнитная	<i>B</i>		Латинский, „бе“		
14. Коэффициент затухания	<i>δ</i>		Греческий, „дельта“		Измеряется в секундах в минус первой степени
15. Коэффициент искажения формы кривой электрической или магнитной величины	<i>d</i>	<i>k</i>	Латинский, „де“	Латинский, „ка“ строчная	
16. Коэффициент магнитного рассеяния	<i>σ</i>		Греческий, „сигма“		$σ = 1 - k^2$
17. Коэффициент мощности	<i>λ</i>		Греческий, „ламбда“		При синусоидальных напряжениях и токе $λ = \cos φ$
18. Коэффициент мощности при синусоидальных напряжениях и токе	$\cos φ$		Греческий, „фи“		
19. Коэффициент нестабильности магнитной величины	<i>I</i>		Латинский, „и“		Например: $I = \frac{\mu_2 - \mu_1}{\mu_1}$
20. Коэффициент ослабления	<i>α</i>		Греческий, „альфа“	Измеряется в метрах в минус первой степени	
21. Коэффициент ослабления четырехполюсника	<i>A</i>		Греческий, „альфа“ прописная		
22. Коэффициент передачи четырехполюсника	<i>Γ</i>		Греческий, „гамма“ прописная		
23. Коэффициент потерь	<i>d</i>		Латинский, „де“	Обозначение применяется как для коэффициента диэлектрических потерь, так и для коэффициента магнитных потерь	
24. Коэффициент размагничивания	<i>N</i>		Латинский, „эн“		
25. Коэффициент распространения	<i>γ</i>		Греческий, „гамма“		
26. Коэффициент связи	<i>k</i>	<i>κ</i>	Латинский, „ка“ строчная	Греческий, „каппа“	
27. Коэффициент температурный электрической или магнитной величины	<i>α</i>		Греческий, „альфа“		
28. Коэффициент трансформации	<i>n</i>		Латинский, „эн“		

Продолжение табл. 3

Наименование величины	Обозначение		Алфавит, название буквы		Примечание
	главное	запасное	главного обозначения	запасного обозначения	
29. Коэффициент трансформации трансформатора напряжения	K	K_U	Латинский, „ка“ прописная	Латинский, „ка“ прописная	В индексе „у“ латинская прописная
30. Коэффициент трансформации трансформатора тока	K	K_I	Латинский, „ка“ прописная	Латинский, „ка“ прописная	В индексе „и“ латинская
31. Коэффициент фазы	β		Греческий, „бета“		
32. Коэффициент фазы четырехполюсника	B		Греческий, „бета“ прописная		
33. Момент магнитный	m		Латинский, „эм“		
34. Момент электрического диполя электрический	p		Латинский, „пэ“ строчная		
35. Мощность; мощность активная	P		Латинский, „пэ“ прописная		
36. Мощность полная	S	P_S	Латинский, „эс“		Латинский, „пе“. В индексе „эс“ латинская прописная
37. Мощность реактивная	Q	P_q	Латинский, „ку“		Латинский, „пе“ прописная. В индексе „ку“ латинская
38. Мощность удельная	p		Латинский, „пе“ строчная		См. пример в табл. 4: p_d — мощность потерь удельная
39. Намагниченность	M		Латинский, „эм“		
40. Напряжение электрическое	U		Латинский, „у“ прописная		
41. Напряженность магнитного поля	H		Латинский, „аш“		
42. Напряженность электрического поля	E		Латинский, „е“		
43. Отношение чисел витков	n	q	Латинский, „эн“		Латинский, „ку“
44. Отношение элементарной частицы гироманитное	γ		Греческий, „гамма“		
45. Период колебаний электрической или магнитной величины	T		Латинский, „тэ“		
46. Плотность электрического заряда линейная	τ		Греческий, „тау“		
47. Плотность электрического заряда объемная	ρ		Греческий, „ро“		
48. Плотность электрического заряда поверхностная	σ		Греческий, „сигма“		
49. Плотность тока	J		Латинский, „йот“		
50. Плотность тока линейная	A		Латинский, „а“		
51. Поляризованность	P		Латинский, „пэ“ прописная		
52. Постоянная времени	τ	T	Греческий, „тау“		Латинский, „тэ“
53. Потенциал магнитный векторный	A		Латинский, „а“		
54. Потенциал магнитный скалярный	V_m	φ_m	Латинский, „ве“ прописная. В индексе „эм“ латинская		Греческий, „фи“. В индексе „эм“ латинская
55. Потенциал электрический	V	φ	Латинский, „ве“		Греческий, „фи“
56. Поток магнитный	Φ		Греческий, „фи“		
57. Поток электрического смещения	Ψ		Греческий, „пси“ прописная		
58. Потокосцепление	Ψ		Греческий, „пси“ прописная		
59. Проводимость магнитная	Λ		Греческий, „ламбда“		
60. Проводимость электрическая активная	G	g	Латинский, „ге“		
61. Проводимость электрическая полная	Y		Латинский, „игрек“		
62. Проводимость реактивная	B	b	Латинский, „бе“		

Продолжение табл. 3

Наименование величины	Обозначение		Алфавит, название буквы		Примечание
	главное	запасное	главного обозначения	запасного обозначения	
63. Проводимость электрическая удельная	γ	σ	Греческий, „гамма“	Греческий, „сигма“	
64. Проницаемость диэлектрическая абсолютная	ϵ	ϵ_a	Греческий, „эпсилон“	Греческий, „эпсилон“. В индексе „а“ латинская	
65. Проницаемость диэлектрическая относительная	ϵ_r		Греческий, „эпсилон“. В индексе „эр“ латинская		
66. Проницаемость магнитная абсолютная	μ	μ_a	Греческий, „мю“	Греческий, „мю“. В индексе „а“ латинская	
67. Проницаемость магнитная относительная	μ_r		Греческий, „мю“. В индексе „эр“ латинская		
68. Разность магнитных скалярных потенциалов	U_m		Латинский, „у“ прописная. В индексе „эм“ латинская		
69. Разность электрических потенциалов	U		Латинский, „у“ прописная		
70. Сдвиг фаз между напряжением и током	φ		Греческий, „фи“		
71. Сила коэрцитивная	H_c		Латинский, „аш“. В индексе „це“ строчная		
72. Сила магнитодвижущая вдоль замкнутого контура	F	F_m	Латинский, „эф“	Латинский, „эф“. В индексе „эм“ латинская	
73. Сила электродвижущая	E		Латинский, „е“		
74. Скольжение	s		Латинский, „эс“ строчная		
75. Скорость распространения электромагнитных волн	c		Латинский, „це“ строчная		
76. Смещение электрическое	D		Латинский, „де“		
77. Сопротивление магнитное	R_m	r_m	Латинский, „эр“. В индексе „эм“ латинская		
78. Сопротивление электрическое, сопротивление электрическое постоянному току	R	r	Латинский, „эр“		
79. Сопротивление электрическое активное	R	r	Латинский, „эр“		
80. Сопротивление электрическое полное	Z		Латинский, „зет“ прописная		
81. Сопротивление электрическое реактивное	X	x	Латинский, „икс“ прописная		
82. Сопротивление электрическое удельное	ρ		Греческий, „ро“		
83. Ток	I		Латинский, „и“		
84. Угол потерь	δ		Греческий, „дельта“		
85. Функция передаточная	H	T	Латинский, „аш“	Латинский, „тэ“	
86. Частота колебаний электрической или магнитной величины	f	ν	Латинский, „эф“	Греческий, „ню“	
87. Частота колебаний угловая электрической или магнитной величины	ω	Ω	Греческий, „омега“		
88. Число витков	N	w	Латинский, „эн“	Латинский, „дубль-ве“ строчная	При необходимости отличить обозначение числа витков от обозначения, например, числа проводников применение обозначения w является обязательным
89. Число пар полюсов	p		Латинский, „пэ“ строчная		
90. Число фаз многофазной системы цепей	m		Латинский, „эм“		
91. Энергия электромагнитного поля	W		Латинский, „дубль-ве“ прописная		
92. Энергия удельная	w		Латинский, „дубль-ве“ строчная		

Примечания. 1. В таблице не отражен векторный и тензорный характер некоторых величин, а также их комплексное выражение, которое следует отражать по правилам, указанным в пп. 1.3, 1.4, 1.7.
2. Запасные обозначения, указанные в таблице, применяются в случаях, когда главные обозначения использовать нерационально, например, когда могут возникнуть недоразумения вследствие обозначения одной и той же буквой разных величин.

3. Индексы при буквенных обозначениях величин

Применяемые для индексов математические символы, цифры, знаки и буквы латинского, греческого и русского алфавитов, главным образом, связанные мнемонически с латинскими, греческими и русскими словами, выражающими характер величины, для наиболее употребляемых случаев приведены в табл. 4.

Применение букв русского алфавита допускается в технической документации, которая не предназначена для отправки за границу.

Запасная форма индексов, помещенных в табл. 4, применяется в случаях, когда нужно подчеркнуть разницу в значениях нескольких разных индексов, выражаемых одной и той же буквой.

Для отражения при помощи индексов связи буквенного обозначения величины с другой величиной следует в качестве индекса применять соответствующее обозначение, взятое из табл. 3.

Таблица 4

Характер величины или ее значения	Индекс, выполненный			Пример
	буквами латинского и греческого алфавитов		буквами русского алфавита	
	главная форма	запасная форма ¹		
1. Абсолютный	<i>a</i>	<i>abs</i>	абс	—
2. Амплитудный, амплитудное значение	<i>m</i>	<i>a</i>	—	—
3. Анизотропный, относящийся к магнитной анизотропии	<i>an</i>	—	ан	—
4. Асинхронный	<i>as</i>	<i>asyn</i>	ас	—
5. Базовое значение	—	—	—	0 ¹
6. Безгистерезисный	<i>ah</i>	—	бг	—
7. Бесконечный	—	—	—	∞
8. Взаимный	<i>m</i>	<i>mut</i>	вз	—
9. Вихревой	<i>F</i>	—	в	—
10. Внешний	<i>e</i>	<i>ext</i>	вш	—
11. Внутренний	<i>i</i>	<i>int</i>	вт	—
12. Волновой	<i>c</i>	<i>ch</i>	в	—
13. Временной	<i>t</i>	—	—	—
14. Вторичный	<i>s</i>	<i>sec</i>	—	2
15. Входной	<i>in</i>	—	вх	—
16. Выходной	<i>ex</i>	—	вых	—
17. Гармоники 1-й	—	—	—	1; (1)
18. Гармоники <i>n</i> -й	—	—	—	<i>n</i> ; (<i>n</i>)
19. Гистерезисный	<i>h</i>	<i>his</i>	г	Примечание: <i>n</i> —число
20. Действующее значение	<i>eff</i>	—	д	—
21. Динамический	<i>d</i>	<i>dyn</i>	дин	—
22. Дифференциальный	<i>d</i>	—	диф	—
23. Добавочный, дополнительный	<i>a</i>	<i>ad</i>	д	—
24. Зазора, относящегося к зазору магнитной цепи	<i>δ</i>	—	—	—
25. Изменяющийся	<i>v</i>	<i>var</i>	и	—
26. Импульсный	<i>p</i>	<i>pul</i>	и	—
27. Индуцированный	<i>i</i>	<i>ind</i>	инд	—
28. Искажения	<i>d</i>	<i>dist</i>	иск	—
29. Квадратный	—	—	—	□
30. Короткого замыкания	<i>k</i>	<i>cc</i>	к	—
31. Критический	<i>c</i>	<i>cr</i>	кр	—
32. Магнитный	<i>m</i>	<i>mag</i>	м	—
33. Максимальное значение	<i>m</i>	<i>max</i>	—	—

¹ Ноль, а не буква „0“.

Характер величины или ее значения	Индекс, выполненный				Пример
	буквами латинского и греческого алфавитов		буквами русского алфавита	символами, цифрами, знаками	
	главная форма	запасная форма			
34. Мгновенное значение	<i>i</i>	<i>inst</i>	мгн	—	<p>B_s — индукция магнитная при техническом насыщении μ_i; μ_n — проницаемость магнитная начальная M_n; $M_{нт}$ — намагниченность в нейтральном сечении</p> <p>$\mu_r, \mu_{rev}, \mu_{обр}$ — проницаемость магнитная обратимая λ_v — коэффициент объемной магнитострикции B_r — индукция магнитная остаточная; d_r — коэффициент остаточных потерь; P_d, r — мощность остаточных потерь</p> <p>$a_* = \frac{a}{a_0}$ μ_r — проницаемость магнитная относительная</p> <p>i_t; $i_{пер}$ — ток переходный</p> <p>I — ток постоянный I_0 — постоянная составляющая периодического тока R_d; $R_{п}$ — сопротивление потерь</p> <p>$k_{\square, h}$ — коэффициент прямоугольности гистерезисной петли</p> <p>L_d; $L_{рас}$ — индуктивность рассеяния $R_{рез}$ — резонансное сопротивление f_0 — резонансная частота</p> <p>U_0; U_1; U_2 — соответственно нулевая, прямая и обратная составляющие многофазной несимметричной системы напряжений</p> <p>I_{Σ} — ток суммарный</p> <p>I_d; $I_{ут}$ — ток утечки</p> <p>I_A; I_B; I_C; I_N — токи соответственно в фазах A; B; C и в нейтральном проводе трехфазной системы цепей</p>
35. Механический	<i>m</i>	<i>mec</i>	мх	—	
36. Минимальное значение	<i>min</i>	—	—	—	
37. Модуляция	<i>mod</i>	—	мод	—	
38. Насыщенный	<i>s</i>	<i>sat</i>	—	—	
39. Начальный	<i>i</i>	<i>ini</i>	н	—	
40. Нейтральный	<i>n</i>	<i>ntr</i>	нт	—	
41. Номинальный	<i>N</i>	<i>nom</i>	ном	—	
42. Нормальный (не в геометрическом смысле)	<i>n</i>	<i>norm</i>	норм	—	
43. Обратимый	<i>rev</i>	—	обр	—	
44. Объемный	<i>V</i>	—	—	—	
45. Остаточный	<i>r</i>	<i>rst</i>	—	—	
46. Отнесенный к базовому значению	—	—	—	*	
47. Относительный	<i>r</i>	<i>rel</i>	—	—	
48. Параллельный	<i>p</i>	<i>par</i>	—		
49. Первичный	<i>p</i>	<i>prim</i>	—	1	
50. Переменный	<i>a</i>	<i>alt</i>	—	~	
51. Переходный	<i>t</i>	<i>trt</i>	пер	—	
52. Поперечный (для осей в теории электрических машин)	<i>q</i>	<i>qua</i>	—	—	
53. Последовательный	<i>s</i>	<i>ser</i>	пос	—	
54. Постоянный	—	—	—	"0"	
55. Потерь	<i>d</i>	<i>diss</i>	п	—	
56. Продольный (для осей в теории электрических машин)	<i>d</i>	—	—	—	
57. Прямоугольный	—	—	—	□	
58. Пульсирующий	<i>p</i>	<i>pul</i>	пул	—	
59. Рассеяния	<i>d</i>	<i>diss</i>	рас	—	
60. Резонансный	<i>r</i>	<i>rsn</i>	рез	0	
61. Роторный	<i>r</i>	<i>rot</i>	<i>p</i>	—	
62. Синусоидальный	<i>sin</i>	—	—	—	
63. Синхронный	<i>s</i>	<i>syn</i>	синх	—	
64. Составляющие симметричные несимметричной трехфазной системы напряжений: нулевая, прямая и обратная	—	—	—	0; 1; 2	
65. Среднее квадратическое значение (см. действующее значение)	—	—	—	—	
66. Стабильный, устойчивый	<i>s</i>	<i>st</i>	стб	—	
67. Статический	<i>s</i>	<i>stat</i>	ст	—	
68. Статорный	<i>s</i>	<i>str</i>	с	—	
69. Суммарный	Σ	<i>sum</i>	—	—	
70. Тангенциальный	<i>t</i>	<i>tan</i>	—	—	
71. Термический	<i>th</i>	<i>therm</i>	тер	—	
72. Установившийся	<i>q</i>	<i>qu</i>	у	—	
73. Утечки	<i>d</i>	<i>diss</i>	ут	—	
74. Фазный, фазовый	φ	—	ф	—	
75. Фазы первой, второй, третьей и нейтральный провод трехфазной системы цепей	A ; B ; C ; N	—	—	—	

Продолжение табл. 4

Характер величины или ее значения	Индекс, выполненный				Пример
	буквами латинского и греческого алфавитов		буквами русского алфавита	символами, цифрами, знаками	
	главная форма	запасная форма			
76. Фазы первой, второй, . . . , n -й многофазной (кроме трехфазной) системы	—	—	—	1, 2, . . . , n	$I_1; I_2; \dots; I_n$ — токи соответственно в 1, 2, . . . , n -й фазах многофазной системы цепей
77. Финиш, относящийся к финишу	f	fin	фн		$H_f; H_{фн}$ — напряженность магнитного поля финиша
78. Характеристический	c	ch			Z_c — сопротивление четырехполюсника характеристическое
79. Холостого хода	0	—	х		R_0, R_x — сопротивление холостого хода
80. Эквивалентный	e	eq	эк		
81. Электрический	e	el	э		$W_e; W_э$ — энергия электрическая
82. Энергетический	e	en	эн		
83. Эффективный (не в смысле среднего квадратического значения)	e	ef	эф		$\mu_e; \mu_{эф}$ — проницаемость магнитная эффективная



Библиография

ПОМЕХИ, СОЗДАВАЕМЫЕ КОРОНОЙ НА ЛИНИЯХ ЭЛЕКТРОПЕРЕДАЧИ. ОПИСАНИЕ ЯВЛЕНИЙ. РУКОВОДСТВО ДЛЯ РАСЧЕТОВ. СИГРЭ, Париж, 1974. 113 с.

Документ, опубликованный на французском и английском языках, подготовлен рабочей группой № 1 Исследовательского комитета 36 (Помехи) СИГРЭ. Документ состоит из введения и трех частей, которые разбиты на 9 глав.

В введении указано, что радиопомехи от короны на проводах воздушных линий электропередачи (ВЛ) начали систематически исследоваться с 1939—1945 гг. с появлением ВЛ класса 400 кВ и выше. Радиопомехи учитывались как при проектировании ВЛ, так и при выборе ее трассы. Для уменьшения радиопомех стали применяться расщепленные провода. С появлением ВЛ классов 500—800 кВ, а в будущем и ультравысокого напряжения (свыше 1000 кВ) важность этого фактора возросла.

Оборудование подстанций, линейная арматура и изоляторы также являются источниками радиопомех, частотный спектр которых достигает частот телевидения. Выполненные в последние годы экспериментальные исследования расщепленных проводов с большим числом составляющих при очень высоких напряжениях показали, что корона на проводах создает акустические шумы, которые необходимо учитывать при разработке новых ВЛ СВН и УВН.

Сооружение ВЛ постоянного тока привело к изучению радиопомех от короны при постоянном напряжении и от преобразовательных подстанций.

В последние двадцать лет исследовался физический механизм образования радиопомех и найдены подходы к расчету радиопомех в зависимости от основных параметров ВЛ. Определение влияния внешних факторов потребовало статистического исследования радиопомех во времени.

Задача данного руководства — суммировать результаты исследований помех от высоковольтных установок для объяснения происхождения и расчета помех.

В первой части (глава 1) рассматривается теория коронного разряда, приводится описание механизма развития отрицательной и положительной короны с провода. Дается таблица различных типов разряда короны с указанием характеристик импульсов короны и создаваемых потерь и радиопомех. Приводятся характеристики и осциллограммы отрицательных импульсов Тричела и положительных стримерных импульсов, частотные спектры этих импульсов и формула Пика для расчета напряженности поля начала короны на проводах ВЛ. Во второй части, состоящей из 5 глав, рассматриваются помехи в радиочастотном диапазоне 0,15—30 МГц, создаваемые ВЛ переменного тока.

В главе 2 описаны источники и способы измерения поля помех. Прямое излучение электромагнитного поля от источника короны незначительно; помехи возникают при распространении импульсов тока короны вдоль проводов ВЛ в виде плоского поля индукции. Распространение высокочастотного тока короны вдоль ВЛ описывается модальным методом; рассмотрены три моды трехфазной ВЛ. Описывается отклик приемников и квазицифровых измерителей помех, на вход которых поступают импульсы помех от короны. Приводится таблица качества радиоприема в зависимости от отношения сигнала к помехе.

В главе 3 рассмотрены основные характеристики радиопомех от ВЛ: частотные спектры, поперечные профили и статистические распределения во времени. Частотный спектр имеет падающий характер и определяется спектром импульсов короны и увеличением с ростом частоты затухания волн, распространяющихся вдоль ВЛ. Двухцепные ВЛ и ВЛ с треугольным расположением проводов имеют несколько более пологий частотный спектр, чем ВЛ с горизонтальным расположением проводов.

Зависимость радиопомех NP на частоте 0,5 МГц от расстояния D до ближайшего провода ВЛ описывается эмпирической формулой

$$NP = NP_0 + 20k \lg \frac{D_0}{D} \text{ дБ,}$$

где коэффициент k , определяющий поперечное затухание радиопомех, равен 1,4 для двухцепных ВЛ и ВЛ с треугольным и вертикальным расположением проводов, а для ВЛ с горизонтальным расположением проводов зависит от класса ВЛ по напряжению и равен 1,6 для 500—750 кВт, 1,75 для 300—400 кВт и 1,9 для 220—270 кВт.

Радиопомехи во времени характеризуются годовым распределением (отличное от нормального, стандартное отклонение 6—10 дБ); распределением в сильный дождь с интенсивностью не менее 1 мм/ч (нормальное, стандартное отклонение 2,5 дБ); распределением в хорошую погоду (нормальное, стандартное отклонение 6 дБ). Средняя величина радиопомех в сильный дождь на 20 дБ больше, чем в хорошую погоду.

В гл. 4 описаны методы расчета радиопомех от ВЛ. Систематизировано 8 эмпирических и полуэмпирических методов расчета радиопомех, разработанных в ФРГ, Италии, Японии, США, ЧССР и Канаде. Эти методы основаны на эмпирических зависимостях радиопомех от напряженности поля на проводах, диаметра проводов, числа составляющих в расщепленной фазе, расстояния от ВЛ и частоты. Описано два аналитических метода расчета, разработанных во Франции и США, в основе которых лежит определение функции генерации радиопомех в сильный дождь и модальная теория распространения волн вдоль ВЛ. Расчет радиопомех проводится с помощью ЦВМ.

Радиопомехи от оборудования подстанций и линейной арматуры рассматриваются в главе 5. Приведены схемы для

лабораторных исследований радиопомех от аппаратов и гирлянд изоляторов и дан анализ возбуждения тока помех в ВЛ от одиночных линейных изоляторов при различном состоянии их поверхности (чистой, загрязненной, сухой, увлажненной).

В главе 6 изложены принципы ограничения радиопомех от ВЛ по условиям удовлетворительного радиоприема вблизи ВЛ и даны рекомендации СИГРЭ по расчету радиопомех от ВЛ. Приведен метод расчета максимальных напряженностей поля на проводах ВЛ, основанный на решении матричного уравнения линии с потенциальными коэффициентами. Даны рекомендации по методике измерения поля радиопомех и обработке результатов измерений.

В третьей части, состоящей из 3 глав, рассмотрены другие виды помех.

В главе 7 рассматриваются помехи в диапазоне частот использования частотной модуляции и телевидения. Эти помехи разделяются на активные, создаваемые электрическими разрядами на ВЛ, и пассивные, определяемые отражениями волн от элементов конструкции ВЛ. Описаны механизмы распространения и методы подавления этих помех.

В главе 8 проанализированы акустические шумы от короны на проводах ВЛ. Систематизировано 5 методов расчета акустических шумов, разработанных на основе лабораторных исследований в Италии, Франции, США и Канаде. Отмечается, что в настоящее время имеется очень мало информации о психо-акустическом эффекте этих шумов.

В главе 9 описаны радиопомехи от передачи постоянного тока. Рассматриваются особенности короны на линии постоянного тока по сравнению с линией переменного тока. Приводится некоторая информация о помехах от преобразовательных устройств и указываются методы снижения этих помех путем применения индуктивных фильтров, специальных экранов и фильтров для гармоник и высокой частоты на стороне переменного напряжения.

В конце документа приведена обширная библиография.

ПЕРЕЛЬМАН Л. С.



МЕМОРАНДУМ СИГРЭ ПО ВОПРОСУ «СИСТЕМЫ ВЫСОКОЧАСТОТНОЙ СВЯЗИ ПО ЛИНИЯМ ЭЛЕКТРОПЕРЕДАЧИ».

СИГРЭ, Париж, 1974. 59 с.

В Меморандуме освещена международная практика применения высокочастотных каналов связи по линиям электропередачи в сети связи энергосистем. Документ подготовлен рабочей группой № 4 Исследовательского комитета 35 (Дальняя связь).

Меморандум содержит краткую информацию об используемых в разных странах системах высокочастотной связи по ВЛ, которая предназначается для национальных ведомств, занимающихся распределением частот, и более специальную информацию о свойствах и принципах организации высокочастотной связи, полезную для проектировщиков этого вида связи.

Эта информация дана в весьма сжатом виде, но со ссылками на обширную библиографию, освещающую затронутые вопросы.

Меморандум состоит из введения, двух основных глав («Системы высокочастотной связи по ВЛ» и «Проектирование систем высокочастотной связи»), заключения, списка литературы, на которую в тексте имеются ссылки, библиографии и приложения.

В первых из двух основных глав описываются схемы подключения к ВЛ; достоинства и недостатки тех или иных схем присоединения и области их применения; области применения каналов высокочастотной связи по ВЛ для передачи

телефонных, телеграфных и телемеханических сообщений, а также сигналов высокочастотной защиты

Приводятся данные о количестве каналов связи различных типов, применяемых в энергетике 18 стран и данные о диапазонах рабочих частот каналов высокочастотной связи по ВЛ, применяемых в разных странах.

Во второй главе приводятся общие соображения, лежащие в основе модальной теории распространения сигнала по ВЛ и теории расчета взаимных влияний между каналами высокочастотной связи по ВЛ, радиоканалами и каналами высокочастотного уплотнения воздушных линий связи; кратко описываются помехи от короны на проводах ВЛ, коммутационные помехи и помехи от работы разрядников; рассматривается вопрос о размещении различных видов каналов связи в полосе частот телефонного канала; приводится методика распределения общей мощности передатчика между различными каналами и определения перекрываемого затухания аппаратуры с учетом и без учета применения сжимателей-расширителей и, наконец, приводятся нормы на величину допустимых взаимных влияний между каналами высокочастотной связи по ВЛ, радиоканалами и каналами уплотнений проводных линий связи.

В приложении приведена блок-схема программы назначения частот высокочастотных каналов связи по ВЛ.

ШКАРИН Ю. П.



R. PÉLISSIER. ЭНЕРГЕТИЧЕСКИЕ СИСТЕМЫ.

Париж, «Dunod technique», 1975—1976

Книга, написанная известным французским специалистом — энергетиком, проработавшим более 25 лет в Дирекции по исследованиям французской национальной энергетики компании «Электриситэ де Франс», представляет большой интерес уже потому, что в ней отражен большой опыт проектирования и эксплуатации европейских энергосистем, имеющийся у ее автора, являющегося также много лет генеральным секретарем международной организации СИГРЭ — конгресса по большим электроэнергетическим системам.

Книга состоит из четырех томов. Первый том, посвященный техническим аспектам обслуживания электрических систем, начинается с общей характеристики путей получения электрической энергии и тех основных соотношений, которые связаны с описанием процесса ее выработки, передачи и распределения.

В первой главе тома I в очень сжатой форме рассматривается место электрической энергии в экономике и мировом энергетическом балансе. Здесь же дается общая концепция курса, после чего автор переходит к конкретным сведениям об энергосистемах, начиная с рассмотрения их структуры и классификации.

При этом устанавливаются классы напряжений электропередач и рассматриваются все виды сетей: городские потребительские, промышленные, распределительные, районные, снабжающие и, наконец, мощные межсистемные связи. Отсюда удачным и вполне логичным является переход к рассмотрению топологической структуры сетей и оценке возможностей и эксплуатационных свойств различного рода радиальных, кольцевых и разветвленных сетей.

Не ограничиваясь рассмотрением трехфазных сетей, автор уделяет внимание передачам постоянного тока, однофазным и многофазным системам передачи и распределения электроэнергии. Полезной надо считать и краткую историю и характеристику экономики развития систем и сетей. Переходя к техническим характеристикам электрических систем, автор подробно рассматривает влияние величины напряжения и длины передачи на мощности и энергии, передаваемые по этим сетям. Начиная с конкретных французских систем, передающих, снабжающих и распределительных, автор уделяет внимание и зарубежным энергосистемам и сетям.

Вторая глава посвящена электросистемам коммунального обслуживания, организации электроснабжения электроэнергией коммунального хозяйства, с примерами, относящимися не только к Франции, но и ряду зарубежных стран.

Ограничивающие факторы, сдерживающие развитие современных электрических сетей, рассматриваются в третьей главе, касающейся коротких замыканий с их растущими мощностями, здесь же рассматриваются режимы, заставляющие делить сети и ограничивать мощность и протяженность электропередач. Весьма интересным является подход автора к реактивной мощности и реактивной энергии (он пользуется именно этим термином), природа которой выявляется как при синусоидальном, так и несинусоидальном режимах. В этой связи возникают вопросы энергии искажения, коэффициента мощности при несинусоидальности и т. д. Достаточно широко освещены вопросы компенсации реактивной мощности в свете как общей тенденции компенсации реактивной мощности, так и технической ее реализации (батареи конденсаторов, производство реактивной энергии компенсаторами различного рода).

Четвертая глава посвящена изучению частоты энергосистемы как показателя качества электроэнергии. Начиная с физических понятий частоты, как основного показателя качества режима электрической системы, автор формулирует требования постоянства частоты, отсутствию гармоник и, наконец, тех условий, которые определяют границы поддержания частоты в энергосистеме. Далее, касаясь физики переходных процессов, автор выявляет причины появления изменений частоты и следствия, которые вызывают в энергосистеме такие изменения. Отсюда вполне правилен непосредственный переход к способам регулирования частоты, начиная с первичного регулирования в энергосистеме с помощью регуляторов скорости и кончая вторичным и третичным регулированием с помощью регуляторов частоты и регуляторов перераспределения мощности в энергосистеме. Здесь, к сожалению, не уделено внимания современным проблемам распределения нагрузок между станциями с учетом экологии, что сейчас уже актуально. Большой раздел посвящен появлению гармоник и соответственно непостоянству частоты, связанному с нарушением формы кривой напряжения в электрических системах. Достаточно инте-

ресен подробный анализ средств борьбы с гармониками. Весьма существенным является изучение различного рода отказов в электроснабжении, включая полные перерывы и провалы напряжения. При этом в поле зрения автора оказываются как экономические показатели, так и общие технические свойства энергосистемы, связанные с этими показателями. В связи с этой проблемой весьма интересным является раздел, посвященный статистике отключений и появлению провалов напряжения. В книге приводятся обширные статистические данные об энергосистемах США. Автор дает характеристику числа отключений и связанной с этим недоотпущенной электроэнергии, дает распределение отключений по причинам и по их природе, анализируя одномерно и статистику провалов напряжения. Раздел завершается рассмотрением средств улучшения надежности, где исследуются как надежность оборудования, так и различного рода эксплуатационные мероприятия, направленные на ограничение различных ненормальностей, могущих привести к нарушению электроснабжения и появлению длительных или кратковременных провалов напряжения. Недостатком данного раздела является то, что в нем не уделено внимания «сильному регулированию» возбуждения, которое может обеспечить высокое качество режима, как это показывает опыт советской энергетики, которому вообще не уделено должного внимания.

Далее рассматриваются вопросы резервирования и различного рода подключения вспомогательного питания. Здесь же, в пятой главе, дается подробная характеристика аварии 9-го ноября 1965 года в США и приводятся выводы и соображения, которые были сделаны на основе анализа этой аварии.

Шестая глава тома I посвящена различным аспектам качества напряжения, имеющим значение как с точки зрения работы сети, так и с точки зрения тех требований, которые предъявляют потребители. Здесь много внимания уделяется медленным изменениям напряжения в распределительных сетях и влиянию их на потребителей. Вполне уместным оказалась здесь формулировка принципов регулирования напряжения под нагрузкой, а также регламентирующих ограничений, которые необходимо ввести в отношении изменения напряжения и явления фликкера, т. е. колебаний, приводящих к мерцаниям осветительных устройств. В связи с этим уделяется внимание роли конденсаторов, включенных как последовательно, так и параллельно в линию передачи и приводятся соображения о практических возможностях уменьшения явления фликкера.

Седьмая глава касается вредных эффектов электроэнергетики. Здесь, однако, недостаточно глубоко затронуты явления, которые в настоящее время подробно рассмотрены в литературе. Основное внимание в этом разделе сосредоточено на возможности возникновения пожаров и непосредственной опасности электрического тока с точки зрения поражения человека. Бегло коснувшись явления шумов, которые в ряде случаев могут быть достаточно неприятными, автор не дает анализа биологического влияния линий передач, ограничиваясь только короткими замечаниями о том эффекте, который в этом смысле может дать электромагнитное поле. Между тем современные проблемы гораздо глубже и шире. Радиопомехам уделено несколько большее внимание в связи с различного рода влияющими факторами такими, как эффект короны и др.

Второй том книги посвящен расчетам режимов электрических систем, проводимым различными методами, а также регулированию и защите. В этом томе в весьма сжатой форме дается понятие о технике расчета нормальных режимов, начиная с основных соображений о законах Кирхгофа и узловых способах анализа. При этом энергосистема рассматривается как пассивная система, сводимая к четырехполюсникам, замещающим элементы и подсистемы большой системы. Автор при этом рассматривает как однофазные схемы замещения, так и непосредственное представление систем как трехфазных, что в ряде случаев представляет определенный интерес. Здесь же вводится метод симметричных составляющих в виде соображений о методе Фортеского и практическом его развитии. Проведение расчетов электрических сетей, показанное как применительно к замкнутым, так и разомкнутым сетям, сведено к матричным уравнениям и излагается в очень четкой и краткой форме, достаточно легкой и удобной для освоения студентами.

Глава вторая тома II посвящена развитию топологии электрических сетей, проблемам, связанным с матричной за-

писью, с помощью которой формулируются и передаточные импедансы разветвленных электрических сетей. В этом разделе автор уделяет достаточно большое внимание физическому смыслу элементов матрицы проводимостей и передаточных импедансов; физическая интерпретация дается и для отдельных членов матрицы и соответственно для передаточных импедансов. Такой физический подход к матричным методам расчета является довольно оригинальным и полезным с методической точки зрения.

При расчете распределения мощностей в сети закономерно уделяется внимание итерационным методам решения систем уравнений, причем дается четкая характеристика итерационных методов, изложенных в сжатой и удобной для восприятия студентами форме. При описании методов анализа нормальных режимов и токов коротких замыканий рассматриваются расчетные модели (расчетные столы) как постоянного, так и переменного тока. Кратко даются сведения о методах расчетов коротких замыканий в различного рода сетях и подчеркиваются особенности, которые имеются в сетях различных видов, с точки зрения расчета коротких замыканий, их величины и способов ограничения, которые применяются в настоящее время или могут быть применены в будущем.

В третьей главе дано описание аварийных режимов в энергосистемах, которое достаточно для студентов, хотя и очень сжато. Это описание касается широкого круга проблем от несимметрии, вызываемой самыми различными причинами, до вопросов статической и динамической устойчивости. Последние рассматриваются на самом элементарном уровне преимущественно с использованием способа площадей при очень кратком изложении метода последовательных интервалов для получения изменений параметров режима во времени.

Автор знакомит читателя также с исследованиями устойчивости на вычислительных машинах и динамических (физических) моделях, уделяя внимание методам улучшения устойчивости электрических систем и рассматривая проблемы, возникающие в связи с выпадением станций из синхронизма и последующей их ресинхронизацией. Анализируются и такого рода местные резонансы, которые рассматриваются довольно редко (например, феррорезонанс и различные резонансы на отдельных гармониках).

В главе четвертой, где излагаются вопросы автоматизации электрических систем, после краткой общей характеристики проблем автоматизации даются некоторые применения. Глава эта, вообще говоря, излишне сжата и могла быть подробнее и касаться современных методов. Переходя к рассмотрению современных защит, автор начинает с элементарных устройств, предназначенных для радиальных распределительных сетей, и заканчивает более сложными защитными устройствами, предназначенными как для защиты от внутренних повреждений, так и от аварий в сети. В отличие от курсов, читаемых в Советском Союзе, где резко разделены вопросы защиты от перенапряжений и защиты сетей от аварийных режимов, в книге реализован подход к ним как к одной проблеме. В таком едином плане рассматриваются и действие дугогасящей катушки (катушки Петерсена) и других методов снижения перенапряжений и сетевая релейная защита и автоматика. В заключение главы кратко излагается проблема телеинформации и телеуправления. Разумеется, что очень краткое рассмотрение этих важных вопросов, которым посвящено всего 14 страниц, не может быть исчерпывающим, но тем не менее надо сказать, что такое концентрированное изложение проблем, связанных с автоматикой, имеет определенное преимущество и заслуживает внимания.

Пятая глава посвящена вопросам регулирования и управления электрическими системами. Она начинается с рассмотрения тех особенностей, которые имеются в энергосистеме, где всегда существует баланс между потребляемой и вырабатываемой энергией. В связи с этим формулируется проблема приспособляемости к потреблению и необходимость поддержания качества энергии, которой это потребление обеспечивается. На основе формулировки этих задач методически оправдан подход к рассмотрению регулирования мгновенной мощности и вторичному регулированию, осуществляемому регуляторами частоты. Здесь формулируются принципы, которые положены в основу компенсирования недостаточности первичного регулирования, т. е. регулирования скорости, и рассматриваются различные способы регулирования частоты в системе и регуляторы частоты. Далее осуществляется переход к рассмотрению экономического регулирования, т. е. перераспределения нагрузок между станциями системы и так называемого третичного регулирования по условиям

экономики в системе и перераспределения мощностей в связи с экономическими показателями. Здесь рассматриваются методы минимизации стоимости вырабатываемой энергии по методу Лагранжа, метод так называемых коэффициентов B и, наконец, простейшие случаи распределения энергии между станциями при учете потерь в сетях. Методы расчета с учетом потерь рассматриваются очень кратко и некоторые из них только упоминаются. Глава заканчивается вопросами диспетчерского управления, к которым автор подходит прежде всего с позиций экономики, и техническими характеристиками и экономическими показателями электрических систем, содержащих как тепловые станции, так и гидростанции. В связи с этим рассматривается вопрос о долгосрочном управлении, связанном с сезонной сработкой водохранилищ. В плане задач диспетчерского управления дается описание тех средств, с помощью которых управление осуществляется. Здесь автор касается статистики энергосистем, вопросов передачи, обработки информации и централизации ее получения. Кратко даются соображения о полной автоматизации диспетчерского управления и, в частности, об управлении режимами электрических систем, осуществляемом в реальном времени.

Том III посвящен вопросам компоновки и особенностей электрических систем или, по словам автора, архитектуре электрических систем. Первая глава этого тома касается проблемы оптимизации напряжений в электрических сетях, начиная с выбора воздушных линий и кабелей, исходя из их стоимости и расхода цветных металлов. При оценке стоимости линий, естественно, приходится обращаться и к стоимости подстанций. Проблема иллюстрируется рядом числовых, довольно хорошо подобранных примеров. Далее обращаясь к проблеме оптимизации передачи энергии на расстоянии, автор устанавливает условия оптимизации сечений и оптимальных стоимостей передачи энергии, ограничиваясь при этом простейшим подходом.

Вторая глава, посвященная технико-экономическим характеристикам систем, дает общие сведения о способах таких исследований, включая вопросы динамики, статики и экономики электрических систем. Здесь дается представление об экономическом сравнении возможных вариантов и планировании с точки зрения выбора характеристик, требующихся для различных станций в разрезе как частных аспектов работы системы, так и общей стратегии ее развития. Много внимания уделяется поискам оптимальных стратегий и путям осуществления найденных таким образом решений. Все эти вопросы оптимизации относятся как к распределительным сетям, так и к дальним электропередачам, рассматриваемым вместе с их особенностями технико-экономического характера.

Третья глава посвящена структуре электрических систем и важному вопросу адаптации этой структуры к различного рода техническим требованиям. Много внимания уделяется топологии структуры, роли подстанций и различным функциям этих подстанций в энергосистемах. От изучения сетей высокого и сверхвысокого напряжения автор переходит к изучению сельскохозяйственных и городских сетей. Их специфика показывается читателю с тех же общих позиций, что и высоковольтные сети, но при этом подчеркиваются и показываются на примерах их особенности. Примеры вообще достаточно хорошо насыщают книгу. Так, довольно подробно, во всяком случае достаточно, чтобы создать представление у студента, автор дает примеры электроснабжения больших городов: Парижа и его пригородов, Лондона, Нью-Йорка, касаясь при этом тех особенностей сетей, которые свойственны соответствующим энергосистемам.

Четвертая глава посвящена координации изоляции оборудования, включая соответствующие физические соображения (что обычно не делается в советской литературе). Довольно подробно автор касается влияния перенапряжений при коммутациях (коммутационных перенапряжений) и так называемых внешних перенапряжений, связанных с молнией, очень коротко останавливаясь на вопросах защиты от перенапряжений.

Далее автор останавливается на вопросах контроля качества изоляции, хотя, разумеется, в силу ограниченного объема книги, эти проблемы рассмотрены очень кратко. Выбор уровней изоляции рассмотрен более подробно и из соответствующих разделов книги студент может получить некоторый, хотя, конечно, неполное представление об этой проблеме.

Пятая глава посвящена будущему энергетических систем, производству и потреблению в них электроэнергии. Здесь автор касается вопроса о надежности современных прогнозов при рассмотрении тенденций развития новой техники. Здесь

же даются определенные выводы о производстве электроэнергии и о том, каковы могут быть изменения в конструировании и развитии энергосистем и их сетей как низкого напряжения, так и воздушных и кабельных линий сверхвысокого напряжения. Глава содержит также экономические соображения, много места в ней уделяется электропередачам сверхвысоких напряжений и различного рода проблемам, возникающим при объединении систем. Здесь же рассматриваются вопросы применения кабелей, включая кабели с газовой изоляцией, криогенные и высокочастотные кабели. Последний раздел, хотя и очень краткий, представляет несомненный интерес.

Своеобразие книги Р. Пелисье заключается в том, что вместе с вопросами электрических систем, так как мы их понимаем, в его книгу включены и вопросы распространения электромагнитных волн в линиях электропередач; подробные сведения о переходных явлениях и их протекании в электрических сетях сосредоточенными и распределенными параметрами даются в четвертом, последнем томе книги. В первой главе дается также теория отражения волн и теория собственных частот или псевдочастот. Здесь приводятся математические характеристики и их физическая интерпретация для линий без потерь и линий со слабым и сильным затуханием. В книге дается понятие о методах преобразования Лапласа, о запаздывающих потенциалах и ряде вопросов, которые относятся в нашем представлении к курсам теоретических основ электротехники или спецкурсам математики. Вряд ли такое построение главы правильно.

Во второй главе конкретизируются вопросы расчета распределения волн вдоль длинных линий без потерь. Здесь приводятся основные характеристики однородных линий и многофазных линий, выводятся уравнения длинных линий; рассматриваются случаи подачи напряжения на линию, приложения длительного импульса, а также синусоидальный режим электропередачи. Подробно изучается отражение волн от различных сопротивлений: чистой индуктивности, емкости, полностью сопротивления и т. д. При этом автор останавливается на составлении уравнений для определения распространения волн в многофазной линии, замкнутой на импеданс.

Третья глава касается установившегося режима длинных линий, работающих на промышленной частоте (в то время как ранее были рассмотрены случаи работы при приложении импульсов). Далее излагаются общие положения и допущения применительно к линиям со слабым затуханием и линиям с потерями, выводятся общие соотношения, связывающие распространение электромагнитного поля вдоль проводов линии, и отсюда записываются подробные уравнения установившегося режима. Далее рассматривается многофазная линия и выводятся общие дифференциальные уравнения режима для токов и напряжений. Как обычно установившийся режим однофазной линии представляется разложением режима в виде прямых и бегущих волн; на базе этого выводятся соотношения для определения состояния в любой точке линии. Изучается также представление линии эквивалентным четырехполюсником и режимы однофазной линии под нагрузкой. Из проведенного анализа выводятся постоянные (константы) установившегося режима и получаются общие уравнения длинной линии.

Глава четвертая посвящена направленному распространению волн и изучению высокочастотных бегущих волн. Здесь достаточно подробно рассмотрено распространение волн и характер электромагнитных волн при переходных процессах. На основе этого анализа автор подводит читателя к диффе-

ренциальным уравнениям полей и потенциалов, дает общее их решение и выявляет те величины, которыми необходимо пользоваться при расчете скалярного потенциала и продольного электрического поля. Довольно подробно рассмотрена физика распределения и состояния поля, плотности тока в металлическом проводнике и распределения потенциала вокруг провода двухпроводной линии, расположенной над землей. Вопросы затухания волн и случаи распространения волн без искажений изучаются главным образом на примере однофазной линии. Многофазная линия рассматривается как цепь, образованная металлическими проводами, находящимися высоко над землей, причем подчеркивается, что это есть первое приближение. Для многофазных линий, изучаемых с учетом влияния земли, даются подробные характеристики, позволяющие переходить к некоторым практическим расчетам.

Пятая глава посвящена вопросам затухания волн, вызываемого в первую очередь диэлектрическими потерями (подземные кабели и т. д.). При изучении влияния различного рода диэлектриков приводятся результаты опытов и дается оценка явлений, связанных с эффектом короны на многофазных воздушных линиях. Автор рассматривает затухание трехфазных симметричных синусоидальных волн с учетом эффекта короны и с учетом утечек.

В главе шестой теория распространения волн в линиях передачи применяется к задачам дальней связи, реализованной через линии электропередач с использованием несущих токов. В главе изучается возникновение коммутационных перенапряжений, которые связаны с различного рода процессами (как естественными, так и искусственными) в линиях электропередачи. При изложении уделяется внимание анализаторам переходных процессов в электрических сетях и приводится целый ряд конкретных числовых примеров, иллюстрирующих применение теории распространения волн в ЛЭП. Даются соображения об образовании и распространении коммутационных перенапряжений, о влиянии удаленных коротких замыканий и влиянии линий на радиоприемники, телевизоры, телефонные аппараты. Это представляет особый интерес в связи с увеличением влияния ЛЭП на указанные приборы во время различного рода аварийных явлений.

Таково вкратце содержание книги профессора Пелисье, причем дополнительно к сделанной оценке следует подчеркнуть, что построение книги несколько необычно с точки зрения тех учебных курсов, которые приняты в советской высшей школе. Книга Пелисье, по сути дела, захватывает материал ряда дисциплин таких, как «Электрические системы», «Электрические сети» (районные, городские и сельскохозяйственные), «Перенапряжения и изоляция», наконец, курс диспетчерского управления электрическими системами с их автоматизацией с включением в эти же вопросы релейной защиты и автоматики, телепередачи и телеизмерений. Все эти вопросы у нас опять-таки соответствуют отдельным курсам; другими словами, книга Пелисье является учебным пособием не по одному курсу «Электрические системы», как можно думать по ее названию, а пособием по целому ряду курсов. В этом ее несомненное достоинство и именно на это надо обратить внимание советского читателя, так как опыт слитного, единого изложения отдельных курсов представляет несомненный интерес.

В целом очевидно, что книга является большим вкладом в науку об электрических системах, представляет несомненный интерес в методическом отношении и заслуживает перевода ее на русский язык.

Доктор техн. наук **ВЕНИКОВ В. А.**, инж. **БАЛУЗИН В. М.**



КОЛОСОВ С. Н. СТРУКТУРНАЯ ЭЛЕКТРОФИЗИКА ПОЛИМЕРНЫХ ДИЭЛЕКТРИКОВ. Ташкент, «Узбекистан», 1975.

Рецензируемая книга посвящена одному из актуальных вопросов современного развития электроизоляционной техники — структурной модификации полимерных диэлектриков. Многолетними исследованиями, выполненными С. Н. Колосовым с сотрудниками, установлено, что изменение электрофизических характеристик полимеров тесно связано с изменением их надмолекулярной структуры и что полимерные диэлектрики с высокими эксплуатационно-техническими характеристиками можно получать не только путем создания новых химических соединений, но также методом структурной модификации уже известных и используемых в технике пластмасс.

Метод структурной модификации открывает новый путь получения полимерных диэлектриков с заранее заданными свойствами по аналогии с легированием и термической обработкой металлов. В последнем случае, как известно, можно в широких пределах изменять весь комплекс физико-химических свойств металлов. В рецензируемой монографии впервые систематизированы экспериментальные и теоретические работы по влиянию макроструктуры полимеров на их электрические свойства.

С. Н. Колосовым с сотрудниками выяснены многие вопросы, касающиеся связи электроизоляционных параметров — удельного электрического сопротивления, диэлектрической проницаемости, угла диэлектрических потерь и электрической прочности полимерных диэлектриков — с их составом, степенью полимеризации (молекулярной массой), природой введенных в их состав легирующих добавок, структурой полимера и, в частности, типом и размером надмолекулярных структурных элементов. Все эти вопросы, помимо чисто научного интереса, имеют весьма существенное значение для целей техники. Правильный подбор полимерных электроизоляционных и защитных материалов, правильный учет их электрофизических параметров, правильный выбор режимов эксплуатации важны для электротехнической и радиоэлектронной промышленности.

На основании экспериментальных и теоретических исследований в монографии развиваются современные представления о дискретном строении полимерного тела и влияния плотности молекулярной упаковки микрообъемов, находящихся

между молекулярными и структурными образованиями, на формирование электрических свойств полимерных диэлектриков.

В указателе литературных источников упомянуто большое число работ самого С. Н. Колосова и его сотрудников непосредственно по теме монографии.

Помимо вводной главы «Общие представления о строении и свойствах полимерных диэлектриков», монография содержит основные главы: «Электропроводность полимерных диэлектриков», и «Поляризация и электрические потери полимерных диэлектриков», и «Электрическая прочность полимеров», составляющие основное содержание монографии. Далее следуют дополнительные главы: «Влияние некоторых веществ и тепловой обработки на макроструктуру и электрические свойства полиэтиленовой изоляции» и «Ионизационное старение полимерных диэлектриков». В этих главах рассматриваются особенности производства и эксплуатации высоковольтной электрической изоляции. Здесь показано влияние характера изменения макроструктуры полимерной электроизоляции на ее эксплуатационно-технические характеристики. Изложенный материал сопровождается хорошо подобранными иллюстрациями и числовыми таблицами.

Монография С. Н. Колосова не лишена некоторых недостатков. К ним можно отнести, в частности, недостаточный охват публикаций последнего времени, в которых рассматриваются вопросы электропроводности, поляризации, старения полимерных материалов в условиях термобарического нагружения.

В заключение следует отметить, что рецензируемая монография может быть оценена как значительная научная работа, которая найдет должное признание у инженерно-технических работников, работающих в области переработки полимерных материалов, производства и эксплуатации кабелей и других электротехнических устройств с полимерной электрической изоляцией, а также может явиться полезным пособием для студентов втузов по специальностям «Электроизоляционная и кабельная техника», «Переработка полимерных материалов» и др.



МЕСЕНЖНИК Я. З.

Издательство «Энергия»

НОВЫЕ КНИГИ

Данчев В. П. Цифро-частотные вычислительные устройства. 1976. 176 с. с ил.

Приводится анализ теоретических особенностей цифро-частотных структур в сравнении с цифровыми дифференциальными анализаторами и исследуются стационарные режимы цифро-частотного интегрирования. Предлагается методика инженерной оценки точности интегрирования переменных сигналов. Даются примеры конкретного исследования точности цифро-частотных устройств.

Динамика осциллографических гальванометров. 1976. 140 с с ил. (Серия «Электроизмерительные приборы». Вып. 19).

Приводятся теоретические и экспериментальные исследования динамики подвижных систем малогабаритных осциллографических гальванометров, при этом особое внимание уделяется вопросу повышения их виброустойчивости. Рассматривается математическая модель подвижной системы гальванометра как системы с распределенными параметрами, динамика которой анализируется на ЭВМ с учетом технологических погрешностей производства и конструктивных особенностей. Описываются разработанные авторами корректирующие и демпфирующие устройства, а также фотоэлектрический способ контроля виброустойчивости.

Дуэль М. А., Соляник Б. Л., Шульман А. Е. Применение ЭВМ для определения энергетических характеристик в АСУ ТЭС. 1976. 120 с. с ил.

Рассматриваются задачи, возникающие при использовании вычислительных машин для определения статических характеристик энергоблока электростанций. Основное внимание уделено определению расходных характеристик удельных протостов, используемых для оптимального распределения нагрузок. Рассмотрено построение режимных оптимальных карт.

Электрические трансмиссии пневмоколесных транспортных средств. 1976. 256 с. с ил.

Рассмотрены вопросы теории и проектирования электрических трансмиссий постоянного и переменного тока для пневмоколесных транспортных средств с автономным источником энергии. Изложена методика расчета характеристик регулирования генераторов и двигателей мотор-колес в типовом и тормозном режимах. Особое внимание уделено частотному управлению тяговыми асинхронными двигателями. Приведены специфические особенности работы тиристорных преобразователей частоты в электрических трансмиссиях переменного тока. Рассмотрены принципы построения систем автоматического регулирования электрических трансмиссий.

Заседание в Государственном комитете Совета Министров СССР по науке и технике

В марте 1976 г. было проведено расширенное заседание секции промышленной энергетики Научного Совета «Энергетика и электрификация» Государственного комитета Совета Министров СССР по науке и технике, темой которого были разработка, создание и внедрение новых синхронных электродвигателей единой серии СТД и перспективы работ в этой области. В заседании приняли участие представители научно-исследовательских, проектных и конструкторских организаций, специалисты Минэлектротехпрома, Минэнерго СССР, Миннефтепрома, Минмонтажспецстроя и Лысьвенского турбогенераторного завода.

Заместитель председателя секции промэнергетики Научного Совета «Энергетика и электрификация» ГКНТ Рыжнев Ю. Л. во вступительном сообщении отметил, что одним из крупных мероприятий в области повышения эффективности общественного производства и усиления режима экономии в соответствии с решениями XXV съезда КПСС является широкое внедрение синхронных электродвигателей производства Лысьвенского турбогенераторного завода в народное хозяйство, обеспечивающее экономное расходование электроэнергии и надежность работы технологического оборудования.

Внедрение синхронных двигателей единой серии СТД дало большой экономический эффект народному хозяйству, который по расчетам специалистов Лысьвенского турбогенераторного завода и института «Гипротрубопровод» составил 50 млн. руб.

Необходимо отметить большую работу, проделанную Миннефтепромом, Минэлектротехпромом и Лысьвенским турбогенераторным заводом, а также другими организациями по оснащению нефтеперекачивающих станций магистральных трубопроводов синхронными электродвигателями новых разработок, которые по своему техническому уровню стоят выше аналогичных электродвигателей, выпускаемых такими известными в мире фирмами, как АСЕА (Швеция), Сименс (ФРГ), Фудзи-электрик (Япония) и др.

Работа, которую провели специалисты Лысьвенского турбогенераторного завода и нефтяной промышленности заслуживает поощрения, а опыт по внедрению синхронных двигателей в народное хозяйство — широкого распространения.

Было заслушано три основных доклада.

Главный инженер проекта института «Гипротрубопровод» Миннефтепрома Поконов Н. З. подробно остановился на широком внедрении синхронных двигателей единой серии СТД в нефтяной промышленности, в том числе и нефтепроводном транспорте.

В докладе отмечено, что в результате большой работы, проделанной работниками Лысьвенского турбогенераторного завода, Главтранснефти и Миннефтепрома, внедрение синхронных двигателей серии СТД в течение 1970—1975 г. приняло на предприятиях нефтяной промышленности массовый характер.

Опыт эксплуатации за этот период показал, что двигатели имеют повышенные технико-экономические показатели (особенно пусковые характеристики), надежны в работе, допускают пуск от полного напряжения сети без пусковых реакторов или автотрансформаторов и пуск магистрального насоса на полностью открытую напорную электростаздвижку, даже при пониженных остаточных напряжениях в энергосистеме. В 1974 г. получен годовой экономический эффект от применения синхронных двигателей СТД только на магистральных нефтепроводах в сумме 2,964 млн. руб.

В заключении докладчик отметил, что синхронные двигатели серии СТД производства Лысьвенского турбогенераторного завода найдут еще более широкое применение во многих отраслях народного хозяйства страны.

Директор Лысьвенского турбогенераторного завода (ЛТГЗ) Рябов В. З. сделал доклад о разработке и создании

синхронных двигателей СТД. В содружестве с ВНИИЭ, ВНИИэлектромаш, институтом «Гипротрубопровод» и другими организациями коллективом ЛТГЗ в 1968—1970 гг. была разработана, в прошедшем пятилетии освоена в производстве и внедрена совместно с работниками Миннефтепрома новая серия синхронных электродвигателей СТД. Все типы машин изготавливаются на четырех диаметрах с высотой осей вращения 315, 400, 450 и 560 мм, причем габаритные размеры двигателей на 6 и 10 кВ одинаковы, а их роторы полностью взаимозаменяемы, что снижает трудоемкость изготовления двигателей и, что особенно важно, уменьшает затраты на монтаж установок. Серия электродвигателей СТД унифицирована с турбогенератором серии Т мощностью от 2500 до 12 500 кВт.

В разработку серии заложен ряд принципиально новых конструктивных решений. Наиболее важные из них защищены авторскими свидетельствами СССР и патентами в ведущих капиталистических странах, таких как США, Япония, ФРГ, Швеция, Франция, Англия, Италия, Бельгия и др. Новая серия синхронных двигателей СТД не только конкурентоспособна, но и полностью патентоспособна, что определяет возможность ее поставки во все страны мира.

Двигатели снабжены бесщеточной системой возбуждения с автоматическим регулированием, позволяющим потребителю поддерживать в узле нагрузки экономический режим работы электрооборудования. Эта система возбуждения позволяет вести обслуживание насосных агрегатов на блочно-комплексных насосных станциях в отдаленных районах без обслуживающего персонала.

Созданная серия синхронных двигателей нашла широкое применение в нефтяной, газовой, химической, металлургической и других областях промышленности. Практически все крупнейшие нефте- и газопроводы оборудованы электродвигателями серии СТД.

Заведующий отделом исследований электрических машин и их надежности СКБ ЛТГЗ, канд. техн. наук Глазков В. П. в докладе «Научно-технические вопросы создания синхронных неявнополюсных двигателей серии СТД» подробно остановился на принципиально новых технических решениях, примененных в конструкции двигателей СТД, которые обеспечили высокий технический уровень машин за весь период внедрения и высокую степень надежности в эксплуатации.

Одним из таких решений является ступенчатый пакет сердечника статора (в зоне ярма на 5 мм шире, чем в зоне зубцов), позволивший увеличить активное сечение ярма на 12,5% (при заданных габаритах) и повысить эффективность охлаждения статора в целом. Это решение дало возможность разработать двигатель серии СТД мощностью 2500 кВт в габаритах машины СТМ 1500 кВт.

Применены разновысокие обмоточные пазы ротора (чередующиеся глубокие и мелкие пазы), позволившие более эффективно использовать бочку ротора в механическом отношении и на 20% увеличить коэффициент заполнения медью. При этом лобовые части дополнительных витков высоких катушек сдвинуты от бочки ротора под крайние верхние катушки, а высвободившееся пространство использовано для увеличения сечения магнитопровода в наиболее насыщенной в магнитном отношении части — в области основания зубцов, что позволило снизить до 18% потери на возбуждение при заданных габаритах.

Для увеличения теплоотдачи поверхность ротора имеет продольно-поперечное рифление.

В процессе разработки серии с учетом новых технических решений внесены существенные изменения в методику электромагнитного расчета, разработаны новые методики тепловых и вентиляционных расчетов с использованием теории подобия.

Завод проводит дальнейшую работу по совершенствованию выпускаемых машин и повышению их надежности.

В прениях по докладам выступили следующие товарищи. Канд. техн. наук. **Долина В. И.** (ВНИИЭ, Минэнерго СССР): «ВНИИЭ участвовал в проведении испытаний опытных образцов двигателей серии СТД мощностью 800 и 4000 кВт и исследованиях изоляции. Двигатели имеют высокие пусковые характеристики, могут длительно работать в асинхронном режиме, более экономичны по сравнению с лучшими отечественными и зарубежными аналогами. Изоляция значительно выше по своим параметрам микалентной компаундированной изоляции.

Для более широкого внедрения электродвигателей серии СТД в различных отраслях народного хозяйства следует на местах эксплуатации отработать режимы самозапуска при различных условиях сети и определить допустимые перегрузки при маневрировании коэффициентом мощности и температурой охлаждающей среды.

Для дальнейшего совершенствования двигателей серии СТД и разработки их модификаций необходимо помочь ЛТГЗ в расширении его экспериментально-исследовательской базы».

Самовер М. Л. (ГПИ «Электропроект», Минмонтажспецстрой):

«Благодаря ЛТГЗ в широких масштабах стали внедряться двигатели на напряжение 10 кВ, а также применяться напряжение 660 В, и не только в нефтяной, но и в других областях промышленности (химической, металлургической, газовой, нефтеперерабатывающей и др.), где двигатели серии СТД нашли широкое применение.

Потребности различных отраслей народного хозяйства таковы, что встает вопрос о целесообразности иметь несколько модификаций этой удачно спроектированной серии, в частности, с размещением воздухоохладителей сверху, с возможностью работы двигателей при температуре от -50 до $+50^{\circ}\text{C}$. Было бы желательно поставлять электродвигатели совместно с комплексными распределительными устройствами».

Туркин Е. В. («Главэлектромонтаж» Минмонтажспецстрой):

«В двигателях серии СТД желательно делать выводы обмотки статора так, чтобы можно было питающий кабель подводить с любой стороны. В системе управления бесщеточным возбудителем следует ориентироваться не на логические элементы серии «Логика—Т», а на интегральные схемы.

В целом двигатели серии СТД имеют высокий технический уровень, конструктивная компоновка удобна для монтажа и эксплуатации».

Канд. техн. наук **Ануреев Ю. П.** (Институт электродинамики АН УССР):

«Электродвигатели серии СТД имеют высокие экономические показатели в сравнении с зарубежными аналогами. Оригинальная конструктивная компоновка бесщеточного возбудителя, ЛТГЗ совместно с нашим институтом начал разработку станции управления и автоматического регулирования для бесщеточной системы возбуждения с использованием интегральных микросхем, но не решен вопрос о заводе-изготовителе этих станций».

Канд. техн. наук **Сербиновский Г. В.** (зам. главного редактора журнала «Промышленная энергетика»):

«Нужно принять все меры к тому, чтобы всемерно способствовать широкому внедрению двигателей серии СТД, обладающих высокими технико-экономическими и эксплуатационными характеристиками, во всех промышленных министерствах. Если только подсчитать, сколько тратится средств на установку статических конденсаторов с учетом помещений для них в случае применения асинхронных двигателей, то экономия будет огромной. Необходимо оказать помощь ЛТГЗ в строительстве новых производственных корпусов и экспериментально-исследовательской базы».

Бабушкин Г. И. (минчермет СССР):

«Двигатели серии СТД имеют высокие технико-экономические параметры. Просим завод рассмотреть возможность увеличения числа пусков двигателей с тяжелыми механизмами, в частности с компрессором К-1500-62-2 (двигатель СТД-10000-2).

Для дальнейшего развития металлургической промышленности необходимо создание синхронных двигателей с частотой вращения 3000 об/мин, мощностью свыше 12500 кВт (до 63 МВт), которые требуются для привода мощных компрессоров».

Чернышев А. Г. («Главтранснефть» Миннефтепрома):

«Синхронные двигатели серии СТД нашли широкое применение в нефтепроводном транспорте, особенно в Западной

Сибири, благодаря высоким технико-экономическим преимуществам по сравнению с асинхронными и высокой надежностью».

Антонов Ю. Г. (Управление главного энергетика Миннефтепрома):

«ЛТГЗ выполнена большая работа по созданию синхронных неявнополюсных двигателей серии СТД, причем около половины выпускаемых машин используется в нефтяной промышленности для нефтепроводного транспорта, насосных станций законтурного заводнения и на буровых установках.

В эксплуатации имеются случаи повреждения изоляции обмоток статоров, поэтому просим ЛТГЗ оказать помощь в разработке рекомендаций по выполнению ремонта.

В ряде случаев целесообразно иметь регулируемый электропривод, причем для большей эффективности этот электропривод должен быть осуществлен на базе синхронных машин».

Куриленко В. И. (Главнефтеснаб РСФСР):

«В электродвигателях серии СТД целесообразно предусмотреть установку трансформаторов тока для дифференциальной защиты. ЛТГЗ необходимо оказать помощь в строительстве новых производственных цехов и расширении экспериментально-исследовательской базы для увеличения выпуска машин серии СТД и создания различных модификаций этой серии».

Канд. техн. наук **Брянский Е. А.** (ВНИИэлектромаш, Минэлектротехпром):

«Высокий технико-экономический уровень машин серии СТД достигнут за счет внедрения новых эффективных технических решений, позволивших значительно улучшить пусковые характеристики, повысить к. п. д. и снизить массу электродвигателей таким образом, что эти электродвигатели стали полностью удовлетворять требованиям эксплуатации и превысили по сопоставимым параметрам уровень лучших мировых образцов».

Петраков А. Г. (ВНИИСтандартэлектро, Минэлектротехпром):

«Поставка электродвигателей серии СТД и электродвигателей совместно с комплектными распределительными устройствами (по выступлению Самовера М. Л.) нецелесообразна. Это отдельные устройства, которые должны заказываться и поставляться независимо от электродвигателей.

Вопрос о ремонте статоров с поврежденной изоляцией может быть решен путем заказа дополнительно к партии электродвигателей запасного статора, например на 10 машин — 1 запасной статор. Но трудности с ремонтом не должны быть препятствием дальнейшему внедрению терморезистивной изоляции как наиболее перспективной.

Работа по созданию серии СТД заслуживает высокой оценки, так как по своим параметрам эти электродвигатели превосходят соответствующие параметры лучших отечественных и зарубежных аналогов».

Долмагин М. Я. («Гипротрубопровод», Миннефтепром):

«В настоящее время Главтранснефть в широких масштабах проводит исследовательские работы по определению поведения насосных агрегатов и нефтепроводов в переходных режимах. Целью этой работы является дальнейшее внедрение пуска насосных агрегатов на открытую порную задвижку, а также повсеместное внедрение самозапуска, что значительно повысит надежность работы нефтепроводов.

ЛТГЗ совместно с нашим институтом необходимо продолжить работу по созданию электродвигателей взрывозащитного исполнения для наружных установок и разработке новых прогрессивных систем возбуждения».

Клейман И. Л. (НИИ ЛЭО «Электросила», Минэлектротехпром):

«Синхронные двигатели серии СТД мощностью от 630 до 12500 кВт на 6000 и 10000 В, 3000 об/мин заменили асинхронные двигатели соответствующих мощностей и устаревшие синхронные двигатели серии СТМ».

Секция приняла следующее решение.

После докладов и сообщений состоялось их обсуждение и обмен мнениями после чего секция приняла следующее решение, утвержденное председателем научного совета «Энергетика и электрификация» ГКНТ т. Алексеевко Г. В. 27/V—76 г.

1. Рекомендовать промышленным министерствам более широко внедрять в системах мощного электрического привода синхронные электродвигатели серии СТД, имеющие высокие технико-экономические и эксплуатационные показатели и обеспечивающие экономичные режимы работы оборудования,

2. Рекомендовать промышленным министерствам и ведомствам распространить опыт творческого содружества Минэлектротехпрома, Миннефтепрома, Лысьвенского турбогенераторного завода, научно-исследовательских, проектно-конструкторских и эксплуатационных организаций по решению комплексной проблемы — разработке и созданию высокоэкономического синхронного электропривода и внедрению его в народное хозяйство.

3. Рекомендовать Минэлектротехпрому и Миннефтепрому осуществить в 1976—1980 гг. разработку и создание синхронных неявнополюсных электродвигателей взрывозащищенного исполнения и исполнения, допускающего установку электродвигателей на открытом воздухе с температурой окружающей среды —50—+50°С.

4. Рекомендовать Минэлектротехпрому осуществить в 1976—1980 гг. разработку и создание синхронных неявнополюсных двигателей с частотой вращения 3000 об/мин мощностью свыше 12500 кВт (до 63 МВт) для обеспечения потребностей народного хозяйства, в первую очередь металлургической промышленности.

5. Рекомендовать:

а) ЛТГЗ, Главтранснефти и Миннефтепрому продолжить работы:

по дальнейшему внедрению экономических и надежных синхронных электродвигателей серии СТД;

по обеспечению режимов самозапуска насосных агрегатов на магистральных нефтепроводах;

по совершенствованию бесщеточной системы возбуждения (с использованием новых прогрессивных схем);

б) ЛТГЗ и Минчермету СССР провести исследования по отработке режимов пуска двигателей серии СТД с тяжелыми механизмами (компрессорами) непосредственно на промышленных объектах.

6. Рекомендовать Миннефтепрому и Минэлектротехпрому совместно с институтом «ВНИИЭлектромаш» и другими заинтересованными научно-исследовательскими и проектными организациями и предприятиями в течение 1976—1980 гг. осуществить разработку и создание экономичного регулируемого синхронного электропривода для насосных станций магистральных трубопроводов мощностью от 12500 до 5000 кВт.

7. Просить Минэлектротехпром и Госплан СССР принять необходимые меры, обеспечивающие ускорение расширения ЛТГЗ со строительством новых производственных цехов и экспериментально-лабораторной базы на заводе для выполнения вышеуказанных работ и полного удовлетворения потребностей народного хозяйства в крупных синхронных электродвигателях.

8. Для ознакомления с состоянием работ по электроприводу в нефтяной, газовой и металлургической промышленности в других странах, считать целесообразным командирование советских специалистов в зарубежные страны (США, ФРГ и др.), для чего рекомендовать Минэлектротехпрому, Миннефтепрому и Минчермету СССР предусмотреть в проектах планов научно-технические поездки советских специалистов на иностранные фирмы в 1977—1980 гг.

9. Учитывая важность разработки, создания и внедрения крупного синхронного электропривода с использованием электродвигателей серии СТД, давших народному хозяйству экономический эффект свыше 50 млн. руб., и рекомендации выступавших, отметивших высокие технико-экономические и эксплуатационные показатели двигателей указанной серии, которые превышают соответствующие показатели лучших мировых образцов, секция отмечает, что указанная работа заслуживает высокой оценки и поощрения, а опыт внедрения синхронных двигателей в народное хозяйство — широкого распространения.

ПОКОНОВ Н. З.



ВНИМАНИЮ ЧИТАТЕЛЕЙ!

Московский книжный магазин № 8 «Техника» имеет в продаже и высылает наложенным платежом без задатка книги издательства «Энергия».

Алиев Т. М., Степанов В. П. Развертывающие компенсаторы комплексных величин. 1969. 88 с. с ил. 14 к. (Б-ка по автоматике).

Боярченко М. А., Раев В. К., Розенталь Ю. Д. Магнитные элементы на разветвленных сердечниках. 1969. 200 с. с ил. 29 к.

Руководство по проектированию измерительных приборов. Пер. с англ. 1967. 376 с. с ил. 95 к.

Свечарник Д. В. Дистанционные передачи (Системы измерения и управления на расстоянии). Изд. 2-е, перераб. и доп. 1966. 480 с. с ил. 70 к.

Адрес магазина 10331, Москва-31, Петровка 15. Книжный магазин № 8 «Техника».

ИМЕЮТСЯ В ПРОДАЖЕ

Бруштейн В. Ш., Будкин И. А., Израйлович С. Г. Автоматизация горючего литья радиокерамики. 1969. 102 с. с ил. 13 к.

Дульнев Г. Н., Семьяшкин Э. М. Теплообмен в радиоэлектронных аппаратах. 1968. 360 с. с ил. 70 к.

Дульнев Г. Н., Тарновский Н. Н. Тепловые режимы электронной аппаратуры. Учеб. пособие для вузов. 1971. 248 с. с ил. 91 к.

Ликиардопуло А. Г., Трофимов Б. Е. Кодированные электронно-лучевые трубки и их применение. 1971. 128 с. с ил. 56 к.

Лондон С. Е. Широкополосные радиопередающие устройства. 1970. 152 с. с ил. 31 к.

Перечисленные книги Вы можете приобрести во всех книжных магазинах, распространяющих техническую литературу.

В случае отсутствия их в местных магазинах заказ можно направить по адресам: 121096, Москва-96, ул. В. Кожинной, 10, магазин № 170, отдел «Книга—почтой». 196066, Ленинград-66, Московский просп., 189, магазин Ленкниги № 92, отдел «Книга—почтой».

Вологодская областная универсальная научная библиотека

www.booksite.ru

ВАЛЕНТИН ГАВРИЛОВИЧ БИРЮКОВ

Скончался один из ведущих организаторов отечественной электротехнической науки и промышленности, лауреат Ленинской премии Валентин Гаврилович Бирюков.

Он родился и вырос в рабочей семье в г. Владимире, после окончания школы работал кочегаром, принимал активное участие в организации союза рабочей и учащейся молодежи III Интернационала, в 1919 г. был избран секретарем уездно-городского, а затем губернского комитета комсомола. По призыву ЦК ВЛКСМ Валентин Гаврилович поступил на военно-инженерные курсы комсостава в Москве, после окончания которых был направлен на фронт командиром автозвода.

В марте 1920 г. Валентин Гаврилович вступил в РКП(б) и вскоре был назначен комиссаром дивизиона связи. После демобилизации в 1921 г. его направили на учебу в МВТУ, электротехнический факультет которого он закончил в 1928 г.

С 1927 г. он работал во Всесоюзном электротехническом институте им. В. И. Ленина техником, инженером, начальником отдела высоких напряжений и с 1937 до 1966 г. — заместителем директора по научной работе.

За эти годы отечественная электропромышленность прошла большой путь — было создано и освоено в производстве электрооборудование на рабочие напряжения от 33 до 750 кВ, и ВЭИ им. В. И. Ленина как головной институт отрасли много сделал для решения этих задач. Велик и личный вклад Валентина Гавриловича, который на протяжении 30 лет был непо-



средственным руководителем многих работ.

В годы Отечественной войны по решению Государственного Комитета Обороны при ВЭИ было создано специальное конструкторское бюро. Под руководством и при непосредственном участии В. Г. Бирюкова бюро выполняло важнейшие разработки для нужд фронта.

В 1946 г. Валентин Гаврилович защитил диссертацию, ему была присвоена ученая степень кандидата технических наук.

Основными чертами Валентина Гавриловича были скромность, исклю-

чительное трудолюбие, принципиальность и государственный подход к решению всякого вопроса. Громадную роль по научному руководству разнообразными исследованиями и работками, которые велись всеми подразделениями института, он умело сочетал с большой общественной, научно-технической и организационной деятельностью.

В. Г. Бирюков был председателем или членом ряда созданных в разное время комиссий ЦК КПСС, СМ СССР, министерств, ГКНТ СМ СССР. В течение многих лет он был членом редколлегии журнала «Электричество».

Партия и правительство высоко оценили неутомимую и плодотворную деятельность В. Г. Бирюкова, его вклад в дело развития отечественной электротехники и энергетики: он награжден орденом Ленина, дважды орденом Трудового Красного Знамени, орденом Красной звезды и медалями.

За активное творческое участие в разработке высоковольтной аппаратуры для электропередач 500 кВ Валентин Гаврилович был удостоен звания лауреата Ленинской премии.

После ухода по состоянию здоровья на пенсию Валентин Гаврилович продолжал активно участвовать в жизни коллектива ВЭИ. С щедростью поистине талантливого человека, безраздельно преданного интересам Родины, он делился с молодыми учеными и руководителями своими знаниями и богатым опытом.

Память о Валентине Гавриловиче Бирюкове навсегда сохранится в наших сердцах.

Группа товарищей, редакция и редколлегия журнала «Электричество».

СОДЕРЖАНИЕ

Баранов М. И., Белый И. В., Хименко Л. Т. — Поверхностный эффект и распределение электродинамических усилий в цилиндрических токопроводах коаксиальной системы с импульсным током	1	Наталкин А. В., Колоколкин А. М. — Применение метода z-преобразования для анализа замкнутых вентильных систем с асинхронной одноканальной системой управления	54
Однорал А. П., Чернов Е. Н. — Электромагнитное поле плоской кольцевой катушки, экранированной проводящей пластиной	8	Усышкин Е. И. — Построение алгоритма «асинхронной» модуляции прямоугольных импульсов без искажений	59
Герасимович А. Н., Бобко Н. Н. — Расчет кривых намагничивания ферромагнитных материалов на переменном токе	13	ИЗ ОПЫТА РАБОТЫ	
Бертинов А. И., Бочаров В. В., Мизюрин С. Р., Резников О. Б., Ломоносов Л. Е. — Зарядка накопительного конденсатора через индуктивно-емкостный преобразователь	18	Золототрубов Н. П., Метлицкий В. Н. — Пассивный синхронизатор для включения генераторов на параллельную работу	64
Фильц Р. В., Белый Л. А. — Метод расчета статических характеристик несимметричных режимов насыщенных неявнополюсных машин	22	Гостищев В. М. — Исследование коммутационных перенапряжений на обмотках электродвигателей угольных комбайнов	66
Волкова Е. А., Суханов Л. А., Филчев О. Н. — Исследование индуктированных напряжений в обмотке ротора асинхронизированных машин	29	Герасимов А. И., Клементьев А. П., Милорадов Д. Н. — О стабильности удельной проводимости водного раствора медного купороса в импульсном электрическом поле	69
Платонов А. М., Паластин Л. М., Гвоздырев Н. А. — Высокоиспользуемые бесконтактные торцевые синхронные генераторы	34	СООБЩЕНИЯ	
Хожайнов А. И., Кузнецов С. Е., Туренко М. Я. — Униполярный электродвигатель постоянного тока асинхронного типа с герметичным жидкометаллическим токоподводом	40	Константинов Б. А., Воскобойников Д. М. — Использование кибернетических методов в промышленной электроэнергетике	70
Ледовский А. Н., Сугробов А. М. — Определение высших гармоник напряжения и тока индукторных генераторов	46	Чабан В. И. — Дифференциальные уравнения насыщенной явнополюсной синхронной машины	72
Васильев Д. В., Галицкий В. И., Знаменский А. А., Сабинин О. Ю. — Метод организации статистических исследований нелинейных нестационарных систем управления конечным состоянием	50	Морговский Ю. Я. — О структуре системы управления вентильными преобразователями с функционально разделенными каналами	74
		Проект ГОСТ «Электротехника. Обозначения буквенные основных электрических и магнитных величин»	77
		БИБЛИОГРАФИЯ	84
		ХРОНИКА	90

CONTENTS

Skin Effect and Distribution of Electrodynamical Forces in Cylindrical Conductors of a Coaxial System with Surge Currents — M. I. Baranov, I. V. Byely, L. T. Khimenko	1	Asynchronous Control System — A. V. Natalkin, A. M. Kolokolkin	54
The Electromagnetic Field of a Flat Ring-Shaped Coil Screened by a Conducting Plate — A. P. Odnorall, E. N. Chernov	8	Constructing an Algorithm for «Asynchronous» Modulation of Undistorted Square Waves — E. I. Usishkin	59
Calculation of Magnetization Characteristics for Ferromagnetic Materials for Alternating Currents — A. N. Gerasimovitch, N. N. Bobko	13	FROM OPERATING EXPERIENCE	
Charging a Storage Capacitor Through an L—C Converter — A. I. Bertinov, V. V. Bocharov, S. R. Miziurin, O. B. Reznikov, L. E. Lomonosov	18	A Passive Synchronizer for Switching in Generators Running in Parallel — N. P. Zolototrubov, V. N. Metlitski	64
A Method for Calculating Static Characteristics for Unsymmetrical Operation of Round Rotor Machines — R. V. Filtz, L. A. Byely	22	A Study of Switching Overvoltages on Coal Combine Motor Windings — V. M. Gostischev	66
A Study of Voltages Induced in the Rotor Winding of Doubly-Fed Machines — E. A. Volkova, L. A. Sukhanov, O. N. Filichev	29	On the Stability of the Specific Conductivity of an Aqueous Solution of Blue Vitriol in an Electric Pulse Field — A. I. Gerasimov, A. P. Klementiev, D. N. Miloradov	69
Extensively Operated Contactless Flange — Type Generators — A. M. Platonov, L. M. Palastin, N. A. Gvosdirrev	34	REPORTS	
An Unipolar D. C. Asynchronous Motor with Hermetically Sealed Molten Metal Conductor — A. I. Hodjainov, S. E. Kuznetsov, M. J. Turenko	40	Employing Cybernetic Methods in Industrial Power Engineering — B. A. Constantinov, D. M. Voskoboinikov	70
Determining Current and Voltage Upper Harmonics in Inductor Generators — A. P. Ledovski, A. M. Sugrobov	46	The Differential Equations for a Saturated Salient-Pole Synchronous Machine — V. I. Chaban	72
A Method for Organizing Statistical Research on Non-Linear Non-Stationary Terminal State Control Systems — D. V. Vasiliev, V. I. Galitski, A. A. Znamenski, O. U. Sabinin	50	On the Structure of the Control System for Electronic Converters with Functionally Separated Channels — U. J. Morgovski	74
Application of the Z-Transform Method for Analysing Closed Loop Electronic Systems with a Single-Channel		Draft of the State Standard «Electrical Engineering. Symbols for Basic Electrical and Magnetic Quantities»	77
		BIBLIOGRAPHY	84
		CHRONICLE	90

УДК 621.315.55.014.12:538.311

Поверхностный эффект и распределение электродинамических усилий в цилиндрических токопроводах коаксиальной системы с импульсным током. Баранов М. И., Белый П. В., Хименко Л. Т. — «Электричество», 1976, № 10.

Рассмотрено одномерное проникновение импульсного азимутального магнитного поля в неферромагнитные материалы трубчатых или сплошных цилиндрических токопроводов коаксиальной системы в общем случае. Получены формулы для расчета напряженностей электромагнитного поля во внутреннем и внешнем токопроводах системы в случае ступенчатого импульса внешнего магнитного поля. На основании результатов решения полевой задачи исследованы распределения объемных электродинамических усилий во внутреннем и внешнем трубчатых токопроводах коаксиальной системы в переходном процессе при включении тока, изменяющегося по закону затухающей синусоиды. Библ. 11.

УДК 538.311.001.24

Электромагнитное поле плоской кольцевой катушки, экранированной проводящей пластиной. Однорал А. П., Чернов Е. Н. — «Электричество», 1976, № 10.

Получены аналитические соотношения для расчета электромагнитного поля в системе плоская кольцевая многослойная катушка — проводящая пластина. Расчетным путем показано, что распределение поля в пространстве существенно зависит от частоты возбуждающего поля и геометрических размеров системы.

На основе расчета квазистационарного поля получены выражения для вносимых эквивалентных параметров, приведены результаты их расчета на ЦВМ.

Получены простые аппроксимирующие формулы, позволяющие определять вносимую индуктивность и активное сопротивление с точностью, достаточной для инженерных расчетов. Библ. 9.

УДК [538.245:621.3.014].001.24

Расчет кривых намагничивания ферромагнитных материалов на переменном токе. Герасимович А. Н., Бобко Н. Н. — «Электричество», 1976, № 10.

Приводится методика расчетно-экспериментального определения кривых намагничивания ферромагнитных материалов, основанная на решении нелинейных уравнений Максвелла, описывающих электромагнитные процессы при намагничивании массивных ферромагнитных образцов переменным током. По предложенной методике проведены расчеты на ЦВМ магнитных характеристик $B(H)$ и $\mu(H)$ стали Ст. 3пс. Приводятся результаты расчета магнитных характеристик этой же стали по другим методикам. Библ. 13.

УДК 621.313.3.012.7.001.24

Метод расчета статических характеристик несимметричных режимов насыщенных неявнополюсных машин. Фильц Р. В., Белый Л. А. — «Электричество», 1976, № 10.

Предложен метод расчета статических характеристик несимметричных режимов неявнополюсных машин переменного тока с насыщенной главной магнитной цепью. Метод основан на численном интегрировании по аргументу искомой характеристики нелинейной системы дифференциальных уравнений, полученной путем дифференцирования по этому же аргументу нелинейной системы конечно-разностных уравнений, описывающих точечное отображение искомого периодического режима. В процессе численного интегрирования на ЦВМ с целью понижения порядка подлежащих обращению матриц применен метод определяющих величин. Результаты расчета сравниваются с экспериментом. Библ. 6.

УДК 621.313.322—82.018.53.043.

Исследование индуктированных напряжений в обмотке ротора асинхронизированных машин. Волкова Е. А., Суханов Л. А., Филичев О. Н. — «Электричество», 1976, № 10.

При аварийных режимах асинхронизированных машин в многослойных фазных обмотках роторов индуктируются повышенные напряжения переменной частоты, которые могут достигать значений, опасных для обмотки.

При выборе схемы соединений обмотки фазного ротора следует обеспечивать малые значения коэффициента неравномерности векторной диаграммы э. д. с. обмотки k_n . Это достигается выбором порядка соединения ветвей либо их частей в пределах двух соседних групп фазы обмотки, при котором выборка векторов на звезде пазовых э. д. с. осуществляется бы от краев фазной зоны к середине. Это достигается одним из двух способов, описываемых в статье. Библ. 2.

УДК 621.313.317

Новые типы высокоиспользованных бесконтактных синхронных машин. Паластин Л. М., Платонов А. М., Гвоздырев Н. А. — «Электричество», 1976, № 10.

Рассмотрены новые типы высокоиспользованных бесконтактных торцевых синхронных генераторов с коаксиально-копланарными обмотками возбуждения. Торцевые генераторы с внутренними якорями и внешними полюсными системами позволяют получить минимальные массо-габаритные показатели благодаря практически полному устранению пассивных участков магнитопровода. Применение данных генераторов эффективно в многоблочных конструкциях.

Торцевые генераторы со сдвоенными внутренними полюсными системами и внешними якорями обеспечивают наиболее высокие прочностные характеристики ротора и отсутствие внешних магнитных полей рассеяния, охватывающих машину. Приведены сравнительные данные, иллюстрирующие эффективность рассмотренных машин. Библ. 11.

УДК 621.313.291

Униполярный электродвигатель постоянного тока асинхронного типа с герметичным жидкометаллическим токоподводом. Хожанов А. И., Кузнецов С. Е., Туренко М. Я. — «Электричество», 1976, № 10.

Приводятся описание устройства, элементы теории и экспериментальные исследования униполярного электродвигателя нового типа, якорь которого погружен в герметичную камеру с жидким металлом и содержит зубцы, выполненные из проводящего ферромагнитного материала; это обеспечивает передачу электромагнитным путем энергии полюсу ротору, связанному с рабочим валом электродвигателя. Расчетные и опасные характеристики машины удовлетворительно согласуются. Перечислены преимущества рассмотренного электродвигателя по сравнению с известными, имеющими погруженный в жидкий металл якорь однородной структуры. Библ. 11.

УДК 621.313.1.044.3.001.24

Определение высших гармоник напряжения и тока индукторных генераторов. Ледовский А. Н., Сугробов А. М. — «Электричество», 1976, № 10.

Приводятся результаты исследования по определению взаимосвязи между гармониками напряжения и параметрами магнитной цепи индукторных генераторов при конечной проницаемости участков магнитопровода, расположенных за пределами зубцовой зоны. Полученные в ходе этих исследований результаты позволяют оценить влияние различных факторов на форму кривой напряжения и сформулировать условия ее улучшения. Библ. 7.

УДК 62-501.72.001.5

Метод организации статистических исследований нелинейных нестационарных систем управления конечным состоянием на основе асимптотических оценок. Васильев Д. В., Галицкий В. И., Знаменский А. А., Сабинин О. Ю. — «Электричество», 1976, № 10.

Предлагается метод ускоренного проведения статистических исследований нелинейных нестационарных систем управления конечным состоянием, основанный на совместном использовании методов теории чувствительности, сопряженно-инверсных систем и специальной выборочной процедуры — существенной выборки. Приводится алгоритм, реализующий разработанную процедуру. Применение рассматриваемого метода при решении практических задач позволяет в 3—4 раза снизить затраты машинного времени по сравнению со статистическим моделированием по обычной схеме при той же точности результатов. Библ. 5.

УДК 621.314.52

Применение метода z-преобразования для анализа замкнутых нелинейных систем с асинхронной одноканальной системой управления. Наталкин А. В., Колоколкин А. М. — «Электричество», 1976, № 10.

Изложена методика анализа замкнутых вентиляльных систем с асинхронной одноканальной системой управления интегрального типа с применением метода z-преобразования. Показано, что вентиляльный преобразователь может быть представлен в виде системы импульсных элементов с амплитудно-импульсной модуляцией первого рода.

Получена передаточная функция для импульсной составляющей выходного напряжения вентиляльного преобразователя и необходимые условия, обеспечивающие устойчивость замкнутых систем автоматического регулирования вентиляльных преобразователей, а также условия получения переходных процессов конечной длительности. Библ. 11.

УДК 621.314.572:621.316.7:621.376.54

Построение алгоритма «асинхронной» модуляции прямоугольных импульсов без искажений. Усышкин Е. И. — «Электричество», 1976, № 10.

При известных способах широтноимпульсной модуляции (ШИМ) регулирование рабочей частоты сопровождается искажениями, которые для «синхронной» ШИМ появляются в нижней части рабочего диапазона частот, а для «асинхронной» — в верхней.

Указывается возможность радикального улучшения асинхронной ШИМ на основе получения более полной информации об исходном модулирующем сигнале и использовании дополнительной возможности модуляции фазы прямоугольных импульсов.

Доказывается, что спектральный состав в диапазоне от 0 до f_r произвольного сигнала длительностью $1/f_r$ определяется суммой спектров прямоугольного, полусинусоидального и полукосинусоидального импульсов той же длительности.

Обосновывается возможность построения алгоритма асинхронной ШИМ без искажений в заданной полосе частот $0-f_r$ с соотношением несущей и рабочей частот 4:1. Приведены формулы алгоритма нового способа ШИМ и блок-схема его практической реализации. Библ. 4.

УДК 621.313.322.016.32

Пассивный синхронизатор для включения генераторов на параллельную работу. Золототрубов Н. П., Метлицкий В. Н. — «Электричество», 1976, № 10.

Описаны устройство и принцип действия пассивного синхронизатора, обладающего высокой точностью синхронизации. Приведены расчет точности синхронизации по частоте и фазе и результаты эксперимента.

УДК 622.232.72:621.313.13:621.3.015.38:621.3.014.2

Исследование коммутационных перенапряжений на обмотках электродвигателей угольных комбайнов. Гостищев В. М. — «Электричество», 1976, № 10.

Приведены результаты статистически спланированного эксперимента по исследованию коммутационных перенапряжений на обмотках комбайновых двигателей. Получены уравнения регрессии, позволяющие по параметрам сети, двигателя и коммутационного аппарата определять ожидаемые кратности коммутационных перенапряжений и вероятность их появления при включении двигателя. Показано, что длительность фронта импульсов коммутационных перенапряжений распределена по логарифмически-нормальному закону. Библ. 8.

УДК 621.316.87

О стабильности удельной проводимости водного раствора медного купороса в импульсном электрическом поле. Герасимов А. И., Клементьев А. П., Милорадов Д. Н. — «Электричество», 1976, № 10.

Экспериментально показано, что под действием электрического поля с напряженностью 2–50 кВ/см удельная проводимость водного раствора медного купороса в течение 40–1500 нс остается постоянной. Этот вывод справедлив для диапазона изменения проводимости $1,7 \cdot 10^{-2}$ – $8,5 \cdot 10^{-4}$ Ом⁻¹·см⁻¹. Библ. 5.

УДК 621.31:061.5:007

Использование кибернетических методов в промышленной электроэнергетике. Константинов Б. А., Воскобойников Д. М. — «Электричество», 1976, № 8.

Рассматриваются вопросы, связанные с анализом эффективности функционирования электроэнергетической системы в промышленности, как системы кибернетического типа. Отмечается необходимость использования новых качественных и количественных принципов анализа путем моделирования отдельных процессов в промышленной электроэнергетической системе с применением эвристических методов в условиях неполной текущей информации. При этом предлагается в качестве основных показателей, характеризующих выбор оптимальных режимов работы в промышленной электроэнергетике, использовать надежность электроснабжения, качество электрической энергии и нормирование электропотребления. Библ. 7.

УДК 621.313.32.001.24

Дифференциальные уравнения насыщенной явнополюсной синхронной машины. Чабан В. И. — «Электричество», 1976, № 10.

Предложены дифференциальные уравнения явнополюсной синхронной машины с произвольным количеством демпферных контуров и насыщенной главной магнитной цепью. Уравнения составлены относительно первых производных потокосцеплений по времени с учетом распределения рабочего поля вдоль полюсного деления и падений магнитных напряжений на ярме якоря и полюсах. Приводится пример расчета. Библ. 3.



РЕДАКЦИОННАЯ КОЛЛЕГИЯ:

Афанасьев В. В., Бертинов А. И., Будзко И. А., Веников В. А., Глебов И. А., Ефремов И. С., Иванов-Смоленский А. В., Ипатов П. М., Костенко М. В., Костенко М. П., Ларионов В. П., Лидоренко Н. С., Мамиконянц Л. Г. (главный редактор), Меерович Э. А., Мучник Г. Ф., Нетушил А. В., Петров И. И. (зам. главного редактора), Рабинович С. И., Слежановский О. В., Савалов С. А., Тареев Б. М., Толстов Ю. Г., Федосеев А. М., Чиликин М. Г., Шаталов А. С.

Научные редакторы: Б. Н. Евсеев (зав. редакторским отделом), Л. С. Кудинова

Адрес редакции: 103012, Москва, Б. Черкасский пер., 2/10. Телефон 294-24-80.

101000, Москва, Главный почтамт, абонентный ящик № 648

Адрес для телеграмм: МОСКВА 12, ЭЛЕКТРИЧЕСТВО

Технический редактор Н. Н. Левченко

Сдано в набор 16/VIII 1976 г.
Усл. печ. л. 12,0

Подписано к печати 4/X 1976 г.
Уч.-изд. л. 14,78 Тираж 9221 экз.

T-17562
Цена 80 коп.

Формат 60×90^{1/8}
Зак. 764

Издательство «Энергия», Москва, М-114, Шлюзовая наб., 10.
Московская типография № 10 Союзполиграфпрома при Государственном комитете Совета Министров СССР по делам издательств, полиграфии и книжной торговли, Москва, М-114, Шлюзовая наб., 10.

Вологодская областная универсальная научная библиотека

www.booksite.ru



ПОДВЕСНЫЕ ИЗОЛЯТОРЫ ИЗ СССР

В/О «ЭНЕРГОМАШЭКСПОРТ» предлагает подвесные стеклянные и фарфоровые изоляторы с широким диапазоном электромеханических нагрузок от 6 до 30 тонн. Подвесные изоляторы могут быть использованы в высоковольтных линиях электропередачи на напряжения от 35 до 1500 кВ в различных климатических условиях как с нормальным, так и с повышенным уровнем загрязнения.

По всем вопросам обращаться:

В/О «ЭНЕРГОМАШЭКСПОРТ»
СССР, Москва, 117330
Мосфильмовская, 35
Телекс: 7565

ENERGOMASHEXPORT

SSSR-MOSKVA





АСИНХРОННЫЕ ЭЛЕКТРОДВИГАТЕЛИ

серии Д — Да
(закрытые обдуваемые)

НАДЕЖНЫ В ЭКСПЛУАТАЦИИ

МОЩНОСТЬ ОТ 0,25 ДО 4,0 кВт ПРИ РАЗЛИЧНОЙ ЧАСТОТЕ ВРАЩЕНИЯ;
НА НАПРЯЖЕНИЯ 220, 380, 240, 415 В ПРИ ЧАСТОТЕ 50 Гц
ДВИГАТЕЛИ СКОНСТРУИРОВАНЫ В СООТВЕТСТВИИ С РЕКОМЕНДАЦИЯМИ
МЭК и ДИН — 42673 и 42677.

ЭКСПОРТЕР: В/О «Энергомашэкспорт» СССР, Москва, 117330;
Мосфильмовская ул., 35; Телефоны: 147-21-77; 147-21-54; Телекс: 7565



ENERGOMASHEXP