

УДК 621.313.17

## Волновой электродвигатель с «расщепленным» магнитным потоком фазы

А. И. БЕРТИНОВ и М. С. КОЛОСКОВ

Москва

Волновые электродвигатели (ВД) по принципу действия являются синхронными электрическими машинами. При запуске на повышенных частотах двигатель должен развивать большое ускорение [Л. 1], чтобы войти в синхронизм за время, не превышающее долей периода питающего напряжения. Величина ускорения

$$\varepsilon = \frac{M_s}{J}, \quad (1)$$

где  $M_s$  — синхронный электромагнитный момент;  $J$  — момент инерции волнового движения гибкого ротора, приведенный к синхронной скорости.

Как следует из (1), одним из путей увеличения пускового ускорения может быть уменьшение момента инерции, который равен [Л. 1]:

$$J = \Delta_0^2 m_p, \quad (2)$$

где  $\Delta_0$  — амплитуда радиальной деформации гибкого ротора;  $m_p$  — деформируемая масса (в основном магнитопроводящего сердечника).

Известны конструкции ВД [Л. 2 и 4], в которых рабочие магнитные потоки замыкаются в пределах одного зубцового деления, и сечение сердечника ротора может быть принято близким к сечению зубца статора. Такие двигатели получили название ВД с «расщепленным» магнитным потоком фазы. Один из возможных способов реализации магнитной системы с «расщепленным» магнитным потоком фазы показан на рис. 1. Обмотка выполнена с шагом  $y=1$ , число пазов на полюс и фазу  $q=2$ . Катушки одной фазы, размещенные на соседних зубцах, имеют обратное направление намотки. В общем, возможно  $q>2$ , тогда степень расщепления магнитного потока увеличивается, и сечение сердечника ротора может быть выбрано меньшим.

При определении индукции в рабочем зазоре будем полагать: поле в зазоре плоскопараллельно;

сопротивление стальных участков магнитной цепи незначительно; вихревые токи в стали пренебрежимо малы.

За начало отсчета в полярной системе координат принимаем ось, проходящую через положение минимального зазора.

Падение магнитного потенциала, создаваемое в рабочем зазоре распределением линейной плотности тока  $A(\alpha)$ , в соответствии с законом полного тока

$$U_\alpha = U_0 + \int_0^\alpha A(\alpha) R d\alpha, \quad (3)$$

где  $R$  — радиус поверхности расточки статора;  $U_0$  — падение магнитного потенциала в точке  $\alpha=0$ .

Положим, что ток протекает лишь по одной катушке фазы, тогда падение магнитного потенциала в рабочем зазоре на основании (3) может быть записано в виде:

$$U_{\alpha 1} = \begin{cases} U_{01} & \text{при } \left(\beta_1^* - \frac{t_z}{2}\right) > \alpha > \left(\beta_1^* + \frac{t_z}{2}\right); \\ i\omega_k + U_{01} & \text{при } \left(\beta_1^* - \frac{t_z}{2}\right) < \alpha < \left(\beta_1^* + \frac{t_z}{2}\right), \end{cases} \quad (4)$$

где  $i$  — мгновенное значение тока в катушке;  $\omega_k$  — число витков в катушке;  $\beta_1^*$  — угловая координата зубца с возбужденной катушкой;  $t_z$  — зубцовое деление в геометрических градусах.

Индукция магнитного поля одной возбужденной катушки

$$B(\alpha, 1) = \mu_0 \frac{U(\alpha)}{\delta(\alpha)} = \begin{cases} \frac{\mu_0 U_{01}}{\delta_0 (1 - \gamma \cos 2\alpha)} & \text{при } \left(\beta_1^* - \frac{t_z}{2}\right) > \alpha > \left(\beta_1^* + \frac{t_z}{2}\right); \\ \frac{\mu_0 (i\omega_k + U_{01})}{\delta_0 (1 - \gamma \cos 2\alpha)} & \text{при } \left(\beta_1^* - \frac{t_z}{2}\right) < \alpha < \left(\beta_1^* + \frac{t_z}{2}\right), \end{cases} \quad (5)$$

где  $\delta(\alpha) = \delta_0(1 - \gamma \cos 2\alpha)$  — закон изменения рабочего зазора двухволнового электродвигателя [Л. 3] в фиксированный момент времени;  $\gamma = \frac{\Delta_0}{\delta_0}$  — коэффициент глубины деформации;  $\delta_0$  — средний радиальный зазор.

Учитывая свойство соленоидальности магнитного поля  $\text{div } B = 0$ , запишем равенство магнитных потоков:

$$\begin{aligned} -\mu_0 \frac{D_1 L}{2\delta_0} \int_{\left(\beta_1^* + \frac{t_z}{2}\right)}^{\left(\beta_1^* + 2\pi - \frac{t_z}{2}\right)} \frac{U_{01} d\alpha}{(1 - \gamma \cos 2\alpha)} = \\ = \mu_0 \frac{D_1 L}{2\delta_0} \int_{\left(\beta_1^* - \frac{t_z}{2}\right)}^{\left(\beta_1^* + \frac{t_z}{2}\right)} \frac{(i\omega_k + U_{01})}{(1 - \gamma \cos 2\alpha)} d\alpha, \end{aligned} \quad (6)$$

где  $D_1$  — диаметр расточки статора;  $L$  — длина активной поверхности статора.

Из (6) определим падение магнитного потенциала на участках рабочего зазора, не находящихся под возбужденной катушкой:

$$U_{01} = -0,5i\omega_k \left[ \frac{\pi}{f(\beta^*, t_z, \gamma)} - 1 \right]^{-1}, \quad (7)$$

где

$$f(\beta^*, t_z, \gamma) = \left[ \arctg \sqrt{\frac{1+\gamma}{1-\gamma}} \operatorname{tg} \left( \beta_1^* - \frac{t_z}{2} \right) \right].$$

На рис. 2 приведены зависимости  $f(\beta^*, t_z, \gamma)$  для зубцового деления  $t_z = 30^\circ$ .

Вторая катушка фазы, размещенная на соседнем зубце, имеет то же число витков, но обратное направление намотки. Она создает в рабочем за-

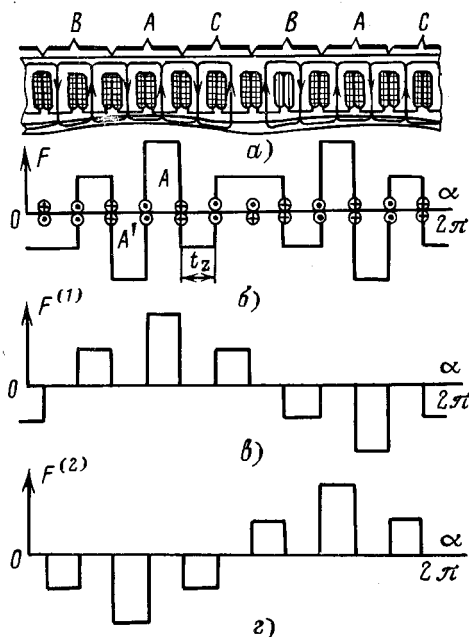


Рис. 1.

зоре магнитное поле, которое характеризуется падением магнитного потенциала:

$$U(\alpha, 2) = \begin{cases} -U_{02} & \text{при } \left(\beta_2^* - \frac{t_z}{2}\right) > \alpha > \left(\beta_2^* + \frac{t_z}{2}\right); \\ -i\omega_k - U_{02} & \text{при } \left(\beta_2^* - \frac{t_z}{2}\right) < \alpha < \left(\beta_2^* + \frac{t_z}{2}\right). \end{cases} \quad (8)$$

Падение магнитного потенциала  $U_{02}$  рассчитывается по (7) для соответствующего значения  $\beta_2^*$ .

Для  $t_z = 30^\circ$ ,  $\gamma = 0,6$ ,  $\beta_1^* = 0^\circ$  и  $\beta_2^* = 30^\circ$  падения магнитных потенциалов составляют:

$$\left. \begin{aligned} U_{01} &= -0,32i\omega_k; \\ U_{02} &= +0,195i\omega_k. \end{aligned} \right\} \quad (9)$$

Численные значения (9) иллюстрируют влияние неравномерности рабочего зазора на распределение магнитного потенциала. В рассматриваемом случае ( $\gamma = 0,6$ ) падение магнитного потенциала в зазоре отличается от н. с. катушки более чем на 10%.

Магнитное поле, создаваемое в рабочем зазоре всей обмоткой, получим в результате аддитивного сложения магнитных полей отдельных катушек, рассчитанных аналогично  $B(\alpha, 1)$  по (5).

В рассматриваемом частном случае (рис. 1, а) процесс сложения полей катушек можно упростить, если учесть, что в каждой фазе есть катушки, смещенные на угол  $\beta = \pi$  в геометрических градусах. Эти катушки имеют встречные направления намотки и обтекаются одинаковым током. Для них

$$U_0(\beta) = -U_0(\beta + \pi).$$

Сложив поля катушек, получим падения магнитного потенциала под возбужденными катушками  $U(\beta) = i\omega_k$ ,  $U(\beta + \pi) = -i\omega_k$  и вне их  $U_0 = 0$ .

Распространяя полученный результат на все пары катушек фаз, симметрично расположенных относительно положения минимального зазора, можно считать, что в данном случае кривая распределения падения магнитного потенциала в зазоре тождественна кривой н. с. катушек. Это означает, что индукцию магнитного поля в зазоре можно определить по соотношениям

$$B_\alpha = \mu_0 \frac{U(\alpha)}{\delta(\alpha)} = \mu_0 \frac{F(\alpha)}{\delta(\alpha)}. \quad (10)$$

Для дальнейшего анализа кривую н. с. обмотки  $F(\alpha)$  (рис. 1, б) целесообразно представить в виде суммы двух функций  $F^{(1)}(\alpha)$  (рис. 1, в) и  $F^{(2)}(\alpha)$  (рис. 1, г), которые формально определяют н. с., создаваемую одним из зубцов каждой фазы. Функции  $F^{(1)}(\alpha)$  и  $F^{(2)}(\alpha)$  являются кусочно-непрерывными. На каждом интервале значений функции  $F^{(1)}(\alpha) + F^{(2)}(\alpha)$  значения, отличные от нуля, имеют либо  $F^{(1)}(\alpha)$ , либо  $F^{(2)}(\alpha)$ . Это свойство функции приводит к следующему результату:

$$2F^{(1)}(\alpha)F^{(2)}(\alpha) = 0 \quad (11)$$

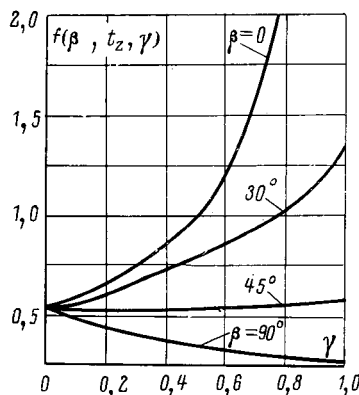


Рис. 2.

и

$$[F^{(1)}(\alpha) + F^{(2)}(\alpha)]^2 = [F^{(1)}(\alpha)]^2 + [F^{(2)}(\alpha)]^2.$$

Физическая интерпретация свойства (11)\* сводится к тому, что на поле зубца фазы одной полярности не воздействует ток соседнего зубца той же фазы, но другой полярности — их взаимодействие тождественно нулю. Это приводит к важному методологическому выводу, который заключается в том, что можно рассматривать рабочие процессы, происходящие в активной зоне, отдельно для зубцов, которые создают падение магнитного потенциала  $F^{(1)}(\alpha)$ , и зубцов, создающих  $F^{(2)}(\alpha)$ . В этом случае рассчитываются электромагнитные силы и момент, обусловленные полем н. с.  $F^{(1)}(\alpha)$ , затем — те же величины для  $F^{(2)}(\alpha)$ . Момент и электромагнитные силы, создаваемые всей машиной, определяются суммарным воздействием.

Кривая  $F^{(1)}(\alpha)$  аналогична кривой н. с. двухполюсной трехфазной обмотки с укороченным шагом и может быть представлена в виде:

$$F^{(1)}(\alpha) = \sum_{v=1}^{\infty} F_v^{(1)} \cos [v(\alpha - \beta_1) \pm \omega_1 t]; \quad (12)$$

$$v = 6k \pm 1; \quad k = 0, 1, 2, 3, \dots$$

где  $F_v^{(1)} = 2,7 \frac{I \omega_k k_{yv}}{v}$  — амплитуда  $v$ -й гармоники;  $I$  — действующее значение тока в фазе;  $k_{yv} = \sin \frac{v\pi}{z}$  — коэффициент укорочения для  $v$ -й гармоники;  $\beta_1$  — смещение (в геометрических градусах) амплитуды 1-й гармоники относительно полярной оси в момент времени  $t = 0$ ;  $\omega_1 = \frac{2\pi f}{p}$  — угловая скорость основной гармоники;  $\alpha$  — угловая координата в полярной системе.

В трехфазной системе  $m=3$  ряд (12) не содержит гармоник, кратных трем (3, 9, 15). Гармоники порядка  $v=6k+1$  имеют аргумент  $[v(\alpha - \beta) - \omega_1 t]$  и движутся вправо. Гармоники порядка  $v=6k-1$  имеют аргумент с положительным знаком при  $\omega_1 t$  и движутся влево.

Волна радиальной деформации гибкого ротора перемещается со скоростью основной гармоники н. с., и модуляция рабочего зазора осуществляется по закону

$$\delta_\alpha = \delta_0 [1 - \gamma \cos 2(\alpha - \omega_1 t)]. \quad (13)$$

Для определения электромагнитного момента целесообразно рассматривать рабочие процессы в системе координат, полярная ось которой связана с положением минимального зазора. Угловые координаты подвижной и неподвижной системы связаны соотношением:

$$\alpha = \alpha^* - \omega_1 t. \quad (14)$$

Приводимые ниже выражения записаны в подвижной системе координат.

Количественный анализ показывает, что амплитуды высших гармоник н. с.  $F_v^{(1)}$  в (12) имеют относительно большие значения:

$$\frac{F_5^{(1)}}{F_1^{(1)}} = 0,745; \quad \frac{F_7^{(1)}}{F_1^{(1)}} = 0,53. \quad (15)$$

Поэтому их необходимо учитывать при определении электромагнитного момента ВД с «расщепленным» магнитным потоком фазы.

Для индукции магнитного поля, соответствующего кривой н. с.  $F^{(1)}(\alpha)$ , получим:

$$B_\alpha = \frac{\mu_0}{\delta_0 (1 - \gamma \cos 2\alpha)} \sum_{v=1}^{\infty} F_v^{(1)} \cos [v(\alpha + \omega_1 t - \beta_1) \pm \omega_1 t]. \quad (16)$$

Часть слагаемых аргумента  $\beta_v = [v(\beta_1 - \omega_1 t) \pm \omega_1 t]$  можно рассматривать как угол смещения  $v$ -й гармоники относительно положения минимального зазора. Для основной гармоники  $\beta_1 = \text{const}$ . Для всех гармоник, отличных от единицы  $\beta_v = f(t)$ , т. е. высшие гармоники индукции перемещаются относительно положения минимального зазора.

Магнитное поле (16) создает электромагнитные силы, приложенные нормально к поверхности ротора. Сила, приходящаяся на элемент поверхности  $ds = \frac{LD_1 d\alpha}{2}$ , определяется выражением:

$$dp = \frac{B_\alpha^2 ds}{2\mu_0} = \frac{\mu_0 LD_1}{4\delta_0^2 (1 - \gamma \cos 2\alpha)^2} \left\{ \sum_{v=1}^{\infty} [F_v^{(1)} \cos (v\alpha - \beta_v)]^2 + 2 \sum_{v=1}^{\infty} \sum_{v^*=1}^{\infty} F_v F_{v^*} \cos (v\alpha - \beta_v) \cos (v^*\alpha - \beta_{v^*}) \right\} d\alpha, \quad (17)$$

где  $v$  и  $v^*$  пробегают весь ряд  $(6k \pm 1)$ , не принимая одновременно одинаковых значений.

В (17) можно выделить составляющие электромагнитной силы, обусловленные каждой гармоникой н. с., а также взаимодействием гармоник между собой. Электромагнитные моменты, создаваемые этими силами, можно определить по принципу возможных перемещений [Л. 3]:

$$M_3 = \int_0^{2\pi} 2\delta_0 \gamma \sin 2\alpha dp. \quad (18)$$

Подставив в (18) выражение (17) и выполнив интегрирование, получим электромагнитный момент, соответствующий кривой н. с.  $F^{(1)}$ :

$$M_3^{(1)} = \frac{\pi \mu_0 LD_1}{2\delta_0} \left\{ \sum_{v=1}^{\infty} (F_v^{(1)})^2 f_v \sin 2\beta_v + \sum_{v=1}^{\infty} \sum_{v^*=1}^{\infty} F_v^{(1)} F_{v^*}^{(1)} \times \right. \\ \left. \times [f_{0,5(v-v^*)} \sin (\beta_v - \beta_{v^*}) + f_{0,5(v+v^*)} \sin (\beta_v + \beta_{v^*})] \right\}. \quad (19)$$

Зависимости  $f_v = \frac{v}{\sqrt{1-\gamma^2}} \left( \frac{1 - \sqrt{1-\gamma^2}}{\gamma} \right)^v$  приведены на рис. 3.

Гармоники  $v$ -го порядка кривой  $F^{(2)}$  смещены относительно гармоник того же порядка кривой  $F^{(1)}$  на угол  $v\left(\pi - \frac{2\pi}{z}\right)$  при  $t=0$  и для них может быть записано выражение электромагнитного момента, аналогичное (19).

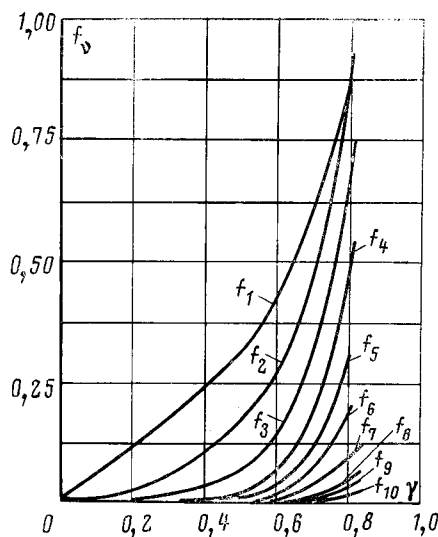


Рис. 3.

Для полного момента, создаваемого ВД с «расщепленным» магнитным потоком, получим:

$$M_a = M_a^{(1)} + M_a^{(2)} = \frac{\pi \mu_0 L D_1}{2 \delta_0} \left\{ \sum_{v=1}^{\infty} F_v^2 f_v \sin 2 \times \right. \\ \times \left( \beta_v + \frac{v\pi}{z} \right) + 2 \sum_{v=1}^{\infty} \sum_{v^*=1}^{\infty} F_v^{(1)} F_{v^*}^{(1)} [f_{0,5(v-v^*)} \sin \beta_{v-v^*} \times \\ \times \cos(v-v^*) \left( \frac{\pi}{2} - \frac{\pi}{z} \right) + \\ \left. + f_{0,5(v+v^*)} \sin \beta_{v+v^*} \cos(v+v^*) \left( \frac{\pi}{2} - \frac{\pi}{z} \right) \right\}. \quad (20)$$

Здесь  $F_v = 1,35 \frac{I \omega_{\phi} k_{обv}}{v}$  — амплитуда н. с.  $v$ -й гармоники;  $\omega_{\phi} = 4\omega_k$  — число витков фазы;  $k_{обv} = k_{yv} k_{pv}$  — обмоточный коэффициент для  $v$ -й гармоники, где  $k_{pv} = \sqrt{0,5 \cos \frac{2v\pi}{z}}$  — коэффициент распределения для  $v$ -й гармоники;

$$\beta_{v-v^*} = \left[ \beta_v - \beta_{v^*} + (v-v^*) \left( \frac{\pi}{2} - \frac{\pi}{z} \right) \right]; \\ \beta_{v+v^*} = \left[ \beta_v + \beta_{v^*} + (v+v^*) \left( \frac{\pi}{2} - \frac{\pi}{z} \right) \right].$$

В (20) можно выделить составляющие, величины которых не зависят от времени:

$$M_a = \frac{\pi \mu_0 L D_1}{2 \delta_0} \left[ F_1^2 + \sum_{k=1}^{\infty} F_{(6k-1)} F_{(6k+1)} \right] \times \\ \times f, \sin 2 \left( \beta_1 + \frac{\pi}{z} \right), \quad (21)$$

где

$$F_{(6k-1)} = 1,35 \frac{I \omega_{\phi} k_{y(6k-1)} k_{p1}}{(6k-1)}; \\ F_{(6k+1)} = 1,35 \frac{I \omega_{\phi} k_{y(6k+1)} k_{p1}}{(6k+1)}.$$

Составляющие электромагнитного момента, изменяющиеся во времени по гармоническому закону  $[\beta_v = f(t)]$ ,

$$\tilde{M}_a = \frac{\pi \mu_0 L D_1}{2 \delta_0} \left\{ \sum_{v=1}^{\infty} F_v^2 f_v \sin 2 \left( \beta_v + \frac{v\pi}{z} \right) + 2 \sum_{k=1}^{\infty} \times \right. \\ \times F_{(6k-1)}^{(1)} F_{(6k+1)}^{(1)} f_{12k} \sin \left[ 12k\beta_1 + 12k\omega_1 t + 12k \left( \frac{\pi}{2} - \right. \right. \\ \left. \left. - \frac{\pi}{z} \right) \right] \cos 12k \frac{\pi}{z} + 2 \sum_{v=1}^{\infty} \sum_{v^*=1}^{\infty} F_v^{(1)} F_{v^*}^{(1)} f_{0,5(v-v^*)} \times \\ \times \sin \beta_{v-v^*} \cos(v-v^*) \left( \frac{\pi}{2} - \frac{\pi}{z} \right) + \\ \left. + f_{0,5(v+v^*)} \sin \beta_{v+v^*} \cos(v+v^*) \left( \frac{\pi}{2} - \frac{\pi}{z} \right) \right\}. \quad (22)$$

Штрих в последней сумме выражения (22) означает, что в ней отсутствуют члены  $v = (6k-1)$  и  $v^* = (6k+1)$  при равных  $k$ .

Выражения (20)–(22) показывают, что каждая гармоника н. с. создает собственный момент и имеются также моменты, обусловленные взаимодействием всех гармоник различных порядков между собой.

Электромагнитные моменты, не изменяющиеся во времени (среднее значение за период перемещения волны деформации не равно нулю), создаются основной гармоникой н. с., а также в результате взаимодействия пар высших гармоник н. с., порядки которых  $v-v^* = 2$ .

Собственные моменты высших гармоник изменяются во времени с частотой  $\omega_1 t(v \mp 1)$ , их среднее за период значение равно нулю. Таким же образом изменяются моменты, обусловленные взаимодействием гармоник различных порядков. По (22) легко могут быть определены относительные амплитуды пульсаций моментов. Например, для собственных моментов гармоник относительные амплитуды пульсаций составляют:

$$\frac{M_{v\max}}{M_{1\max}} = \frac{k_{обv} f_v}{v^2 k_{об1} f_1}. \quad (23)$$

Пульсации электромагнитного момента вызывают изменение мгновенной скорости вращения вала, т. е. неравномерность хода. Количественный анализ показывает, что при  $z=12$  и  $\gamma=0,6$  неизменный во времени момент взаимодействия 5-й и 7-й гармоник составляет 39% от собственного момента основной гармоники н. с. В то же время пульсирующие моменты взаимодействия 1-й и 5-й гармоник составляют 35%, 1-й и 7-й гармоник 7% от основного момента и суммарное воздействие 5-й и 7-й гармоник в определенные моменты времени может быть отрицательным.

Поэтому присутствие в спектре гармоник значительных н. с. высших порядков не является желательным.

Момент, создаваемый основной гармоникой н. с., который обуславливает полезные кинематические преобразования, получим, положив в (21)  $k=0$ :

$$M_a(v=1) = \frac{\pi \mu_0 L D_1 F_1^2}{2 \delta_0} f_1 \sin 2 \left( \beta_1 + \frac{\pi}{z} \right). \quad (24)$$



# Надежность коммутационной аппаратуры упрощенных подстанций 110 кВ

П. Ф. ГОГИЧАЙШВИЛИ, А. В. МЯСНИКОВ и М. В. ПРЕОБРАЖЕНСКАЯ

Москва

Упрощение схемы коммутации подстанции на высоком напряжении привело к созданию нового типа коммутационных аппаратов — отделителей и короткозамыкателей. Надежность этих аппаратов еще недостаточно исследована и количественно определена, что является препятствием для проведения технико-экономического обоснования варианта схемы, отвечающего условию бесперебойного электроснабжения потребителей.

Настоящая статья ставит своей целью показать на основе обработки большого статистического материала основные характеристики надежности отделителей и короткозамыкателей 110 кВ.

Надежность электроснабжения потребителей, питающихся от упрощенных подстанций возможно оценить, определив один из следующих критериев:

1) математическое ожидание аварийного недоотпуска электроэнергии и связанного с ним народнохозяйственного ущерба;

2) вероятность перерыва электроснабжения потребителей в рассматриваемый интервал времени.

Для определения первого критерия [Л. 1] необходимо иметь данные о параметре потока отказов и среднем времени восстановления элементов схемы. Располагая информацией о зависимости параметра потока отказов от длительности эксплуатации оборудования, перспективе роста нагрузки, категории потребителей, можно решить задачу о выборе экономически целесообразного варианта развития сети рассматриваемого района с учетом требований к надежности электроснабжения.

В ряде случаев, когда нельзя экономически оценить последствия аварийных перерывов электроснабжения, схему электрических соединений выбирают таким образом, чтобы она отвечала определенным заданным требованиям надежности. В качестве такого требования можно рассматривать допустимую вероятность перерыва электроснабже-

ния потребителей в рассматриваемый период времени. В теории надежности [Л. 2] для элементов с восстановлением используется в качестве характеристики надежности работы элемента функция распределения последовательных восстановлений  $W(t)$ , т. е. вероятность того, что по крайней мере один отказ и последующее восстановление произойдут на интервале  $(0, t)$ :

$$W(t) = \int_0^t V(t-x) dQ(x),$$

где  $V(t-x)$  — вероятность восстановления элемента за время  $(t-x)$ ;  $Q(x)$  — вероятность отказа элемента в момент времени  $x$ .

На основе обработки статистического материала определены зависимость параметра потока отказов от длительности эксплуатации оборудования, функция распределения отказов, характеристики времени восстановления, причины отказов и средняя длительности восстановления по каждой из причин.

**Характеристика и объем обрабатываемого статистического материала.** Статистический материал получен по 45 энергосистемам и 14 сетевым районам (не входящим в указанное число энергосистем) и содержит данные о работе аппаратов за период с 1960 по 1969 г., т. е. в среднем за 10 лет. Анализировались статистические данные об аппаратах, выпускаемых Великолукским заводом высоковольтной аппаратуры (ВЗВА). Данные по аппаратам ленинградского завода «Электроаппарат» в расчет не принимались.

Для выявления зависимости показателей надежности отделителей и короткозамыкателей от внешних климатических условий, все полученные данные были разбиты на две части. Первая часть — сведения о работе оборудования в I—II климатических районах, вторая часть — сведения об обо-

Выражение (24) аналогично выражению момента РВД с классической обмоткой якоря [Л. 3]. Различие заключается лишь в определении обмоточных коэффициентов при расчете  $F_1$ . Таким образом, ВД с «расщепленным» магнитным потоком фазы может быть классифицирован как синхронно-реактивная электрическая машина с укороченным шагом обмотки якоря.

Для магнитной системы  $z=12$ ,  $q=2$  обмоточный коэффициент основной гармоники составляет  $k_{об1}=0,172$ . Если увеличить степень расщепления магнитного потока  $q=4$ , то  $k_{об1}=0,09$ .

Выражение (19) можно использовать для учета влияния высших гармоник н. с. в рабочем процессе РВД с обычной магнитной системой. При этом  $F_1$  рассчитываются для обмотки классического типа по известным соотношениям.

Полученные результаты показывают, что для обмотки ВД с «расщепленным» магнитным потоком фазы характерно низкое использование активного материала (меди), а также присутствие в спектре н. с. значительных высших гармоник, которые вызывают неравномерность вращения вала.

## ЛИТЕРАТУРА

1. Бертинов А. И., Варлей В. В. и Колосков М. С., Электромеханическая постоянная времени пуска волнового электродвигателя, «Электромеханика», 1970, № 1.
2. Herbert W., Proctor, Пат. США, кл. 310-40, № 3331974.
3. Бертинов А. И., Варлей В. В. и Колосков М. С., Электромагнитные силы и момент волнового электродвигателя, «Электричество», 1968, № 11.
4. Наний В. П. и Бессмертный Е. Ф., Электродвигатели с волновым катящимся ротором, Авт. свид. № 201523, Бюлл. изобр., 1967, № 18.

[8.4.1971]



рудовании, работающем в III—IV климатических районах.

При этом по I—II климатическим районам были проанализированы данные 33 энергосистем и 11 сетевых районов, по III—IV данные 12 энергосистем и одного сетевого района. Вся последующая обработка статистических данных о повреждаемости отделителей и короткозамыкателей 110 кВ проводилась с учетом климатических условий.

Количество ежегодно вводимых упрощенных подстанций неуклонно росло с 1960 г. вплоть до 1965 г., причем в 1965 г. оно имело наибольшее значение.

Всего за период с 1960 по 1969 г. было введено в работу 962 отделителя и 917 короткозамыкателей по I—II климатическим районам, а по III—IV климатическим районам — отделителей 426, короткозамыкателей 437.

Общее число повреждений за этот период по аппаратам, отнесенным к I—II климатическим районам, составляет: 103 — для отделителей и 76 для короткозамыкателей. Для аппаратов III—IV климатических районов — соответственно 76 и 26.

Число отказов рассматриваемых аппаратов до 1968 г. также имело тенденцию к увеличению.

Это объясняется тем, что нововведенное оборудование имеет, как правило, более высокую повреждаемость, чем оборудование, проработавшее некоторое время. Большинство конструктивных и монтажных неполадок, а также освоение обслуживающим персоналом нового оборудования осуществляется обычно в первые годы эксплуатации.

**Определение параметра потока отказов.** Чтобы определить действительную зависимость параметра потока отказов оборудования от длительности его эксплуатации, необходимо учитывать отказы дифференцированно для каждого аппарата, находящегося в эксплуатации тот или иной срок, начиная с момента его ввода [Л. 3].

Полученные таким методом зависимости параметра потока отказов  $\omega(t)$  от длительности эксплуатации рассматриваемых аппаратов приведены на рис. 1. Они показывают, что параметр потока отказов и с увеличением срока эксплуатации снижается и период приработки и освоения отделителей и короткозамыкателей 110 кВ составляет 4—5 лет. Статистический анализ отказов каждого отдельного аппарата, с учетом длительности его экс-

плуатации, позволяет объективно оценить надежность работы аппаратов данного типа.

Для удобства пользования полученными зависимостями их можно аппроксимировать, представив в виде полинома  $k$ -й степени. Аппроксимацию можно осуществить методом наименьших квадратов, применяя способ ортогональных многочленов Чебышева [Л. 4].

В результате проведенных расчетов получили следующие выражения<sup>1</sup>:

для аппаратов I—II климатических районов

$$\begin{aligned}\omega(t)_{\text{ОД}} &= -0,248 \cdot 10^{-3} - 0,147 \cdot 10^{-1}t + \\ &+ 0,332 \cdot 10^{-1}t^2 - 0,145 \cdot 10^{-1}t^3 + 0,262 \cdot 10^{-2}t^4; \\ \omega(t)_{\text{КЗ}} &= -0,195 - 0,431t + 0,367t^2 - 0,150t^3 + \\ &+ 0,327 \cdot 10^{-1}t^4;\end{aligned}$$

для аппаратов III—IV климатических районов

$$\begin{aligned}\omega(t)_{\text{ОД}} &= -0,400 + 0,919t - 0,769t^2 + \\ &+ 0,307t^3 - 0,632 \cdot 10^{-1}t^4; \\ \omega(t)_{\text{КЗ}} &= -0,838 \cdot 10^{-1} + 0,193t - 0,163t^2 + \\ &+ 0,664 \cdot 10^{-1}t^3 - 0,140 \cdot 10^{-1}t^4.\end{aligned}$$

Полученные аналитические выражения позволяют расчетным путем найти значения параметра потока отказов аппаратов в любой год эксплуатации за рассматриваемый период времени.

Сопоставим надежность работы аппаратов в различных климатических условиях. Для этого вычислим математическое ожидание параметра потока отказов  $M(\omega)$  для каждой группы аппаратов и среднее квадратичное отклонение  $\sigma$  (табл. 1).

Таблица 1

Аппараты	Климатические районы			
	I—II		III—IV	
	$M(\omega)$	$\sigma$	$M(\omega)$	$\sigma$
Отделители	0,015	0,007	0,035	0,019
Короткозамыкатели	0,012	0,004	0,011	0,005

Анализ данных показывает, что отделители, работающие в условиях III—IV климатических районов, отказывают в 2 раза чаще, чем в I—II климатических районах. Короткозамыкатели работают практически равнонадежно в рассматриваемых климатических районах, так как число операций с ними весьма мало и по сравнению с отделителями конструкция их предельно проста.

**Функция распределения времени безотказной работы.** Рассмотрим построение статистической функции распределения времени безотказной работы и ее теоретическую интерпретацию.

Для наглядности статистическую плотность распределения представим в виде гистограммы, значения которой определяются по выражению

$$f^*_j = \frac{\Delta n_j}{N \sum_{k=1} n_k \Delta t_j},$$

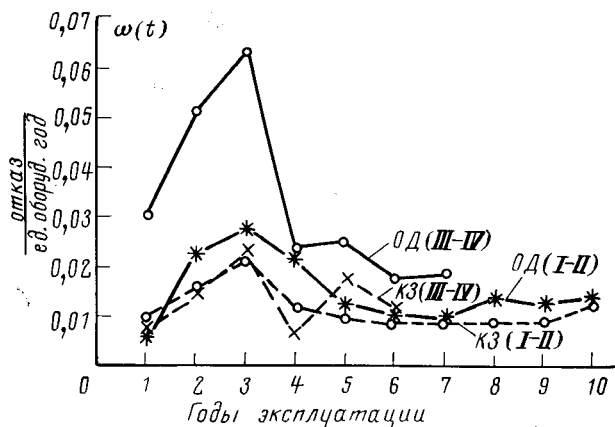


Рис. 1.

<sup>1</sup> Использована программа для ЦВМ М-220, разработанная в ВЦ ГТУ А. В. Варенищевым.

где  $\Delta n_j$  — количество отказов в рассматриваемый интервал времени  $\Delta t_j$ ;  $N$  — число интервалов времени.

По виду статистических плотностей распределения (рис. 2) можно установить, что для аппроксимации полученных зависимостей возможно использовать или распределение Релея

$$f(x) = \frac{\pi}{2m^2} x e^{-\frac{\pi}{4m^2} x^2},$$

или распределения Эрланга

$$f(x) = \frac{4}{m^2} x e^{-\frac{2x}{m}},$$

где  $m$  — статистическая оценка распределения, являющаяся функцией от числа случайных реализаций  $x_i$ .

Наилучшая статистическая оценка  $m$  для рассматриваемых законов распределения определялась путем сглаживания полученных статистических зависимостей по методу наименьших квадратов. Для отделителей и короткозамыкателей, работающих в различных климатических районах, статистические оценки представлены в табл. 2.

Таблица 2

Закон	Отделители		Короткозамыкатели	
	I—II	III—IV	I—II	III—IV
Релея	3,9	2,6	3,6	3,0
Эрланга	3,9	2,6	4,0	3,5

Анализ статистических материалов показал, что имеющаяся информация о надежности работы отделителей и короткозамыкателей содержит сведения об оборудовании с момента ввода в эксплуатацию до первого отказа. Отказы оборудования после восстановления не имели место. Это объясняется тем, что отделители и короткозамыкатели установлены и эксплуатируются в энергосистемах сравнительно недавно. Следовательно, статистическую оценку  $m$  можно рассматривать как математическое ожидание длительности работы оборудования до первого отказа.

Проверка гипотез о законе распределения времени безотказной работы по критерию Пирсона показала следующую степень согласованности (табл. 3).

Таблица 3

Степень согласованности для законов	Отделители		Короткозамыкатели	
	I—II	III—IV	I—II	III—IV
Релея	0,70	0,82	0,96	0,70
Эрланга	0,38	0,5	0,94	0,90

Из вышеизложенного видно, что для описания функции распределения времени безотказной работы целесообразно принять закон Релея.

**Функция распределения времени восстановления.** Методика построения функции распределения времени восстановления практически не отличается от методики построения функции распределения

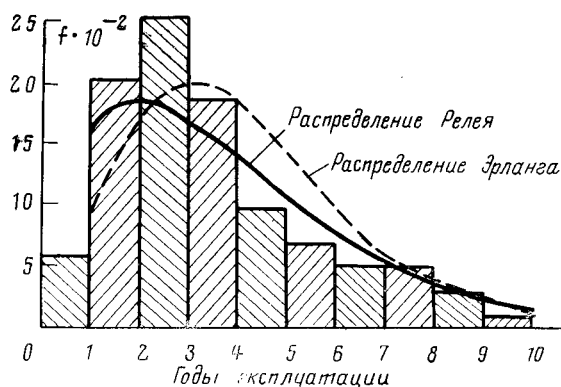


Рис. 2.

времени безотказной работы. Поэтому для краткости изложения приведем только основные моменты, характеризующие закон распределения времени восстановления.

Получены следующие параметры распределения времени восстановления отделителей и короткозамыкателей 110 кв (табл. 4).

Таблица 4

Аппараты	Климатический район	Математическое ожидание $M, ч$	Максимальное значение, $ч$	Минимальное значение, $ч$	Дисперсия
Отделители	I—II	3,0	20,0	0,13	14,10
	III—IV	3,0	20,0	0,06	27,4
Короткозамыкатели	I—II	4,3	56,0	0,03	98,0
	III—IV	2,5	14,0	0,07	11,5

Из табл. 4 видно, что математическое ожидание времени восстановления для отделителей, работающих в различных климатических районах, практически одинаково.

Математическое ожидание времени восстановления короткозамыкателей, работающих в III—IV климатических районах, значительно меньше математического ожидания для короткозамыкателей I—II климатических районов. Видимо, это можно объяснить повышенным вниманием эксплуатационного персонала энергосистем III—IV климатических районов к этим аппаратам, что позволило исключить некоторые причины отказов и сократить время восстановления.

Вид гистограмм позволяет предположить, что закон распределения времени ремонта  $\tau$  может быть экспоненциальным, гамма-распределением или законом Вейбулла.

Проверка гипотез об экспоненциальном законе распределения и законе Вейбулла по критериям согласия позволила отвергнуть их. По критерию Пирсона наибольшую согласованность со статистическим распределением имеет гамма-распределение:

$$v(\tau) = \frac{\eta^\epsilon \tau^{(\epsilon-1)}}{\Gamma(\epsilon)} e^{-\eta\tau},$$

где  $\epsilon$  и  $\eta$  — параметры распределения;  $\Gamma(\epsilon)$  — гамма-функция.

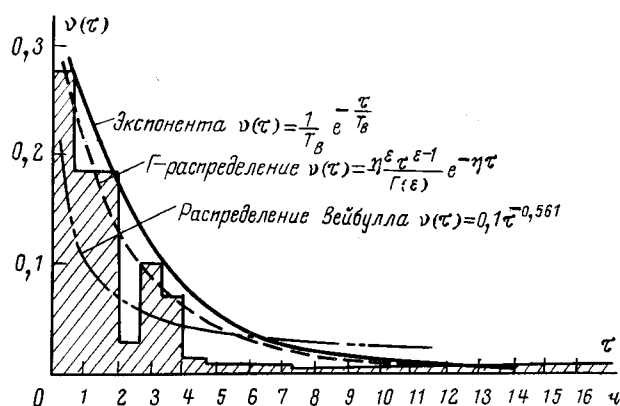


Рис. 3.

Параметры гамма-распределения определялись из следующих известных выражений [Л. 2]:

$$\eta = \frac{M(\tau)}{D(\tau)}; \quad \varepsilon = \frac{[M(\tau)]^2}{D(\tau)}.$$

На рис. 3 представлены гистограмма плотности распределения времени восстановления отделителей, работающих в I—II климатических районах, и теоретические функции распределения для рассматриваемых гипотез.

Гипотеза о гамма-распределении не противоречит экспериментальным данным и теоретическая функция распределения плотности времени восстановления для ОД I—II климатических районов имеет вид:

$$v(\tau) = 0,254\tau^{0,4}e^{-0,203\tau}.$$

**Средняя длительность восстановления.** Анализ статистических материалов показал, что все отказы в работе отделителей и короткозамыкателей можно разбить на следующие основные группы: отказы из-за гололеда, замерзания смазки, деформации отключающих (включающих) пружин, нечеткой работы привода, релейной защиты, нарушения изоляции, некачественного заводского изготовления.

Таблица 5

Причины повреждений и отказов	Отделители I—II климатических районов		Отделители III—IV климатических районов	
	Доля различных исходов, %	Средняя длительность ликвидации повреждения, ч	Доля различных исходов, %	Средняя длительность ликвидации повреждения, ч
Гололед	10,7	4,50	10,5	0,50
Замерзание смазки	7,8	1,50	10,5	6,70
Деформация отключающих (включающих) пружин	21,4	1,33	14,5	1,03
Отказ в работе привода	24,3	1,60	30,4	2,20
Отказ в работе релейной защиты	8,7	1,45	6,6	0,70
Нарушение изоляции	13,6	2,03	7,9	5,00
Некачественное заводское изготовление	4,9	1,78	5,2	1,05
Некачественный ремонт	5,9	4,84	10,5	1,50
Ошибки эксплуатации	2,7	1,20	3,9	0,30
Итого:	100	—	100	—

Таблица 6

Причины повреждений и отказов	Короткозамыкатели I—II климатических районов		Короткозамыкатели III—IV климатических районов	
	Доля различных исходов, %	Средняя длительность ликвидации повреждения, ч	Доля различных исходов, %	Средняя длительность ликвидации повреждения, ч
Гололед	3,9	0,50	—	—
Замерзание смазки	1,3	0,03	7,7	0,30
Деформация отключающих (включающих) пружин	2,6	1,50	7,7	0,25
Отказ в работе привода	10,4	4,20	11,5	0,33
Отказ в работе релейной защиты	14,6	0,90	3,8	0,17
Нарушение изоляции	65,9	3,70	53,9	2,20
Итого:	100	—	100	—

ления и монтажа, ошибок эксплуатационного персонала (см. табл. 5 и 6). В группы отказов привода вошли отказы, вызванные заеданием расцепляющего механизма привода, отказы из-за недостаточного сечения полки упора, приводящее к ее изгибу или излому, заедания подшипника, несовершенства схемы кинематики, слабого натяжения пружины серповидного рычага, срабатывания шпильки муфты соединения, нарушения контакта на КСА в приводе.

Обращает на себя внимание большая доля отказов по этой причине для отделителей. Число отказов по вине привода для отделителей I—II климатических районов равно 25, для III—IV климатических районов — 23.

Весьма значительная доля отказов отделителей и короткозамыкателей из-за нарушения изоляции. Для короткозамыкателей она составляет большую половину всех отказов и равна для I—II климатических районов 65,9%, для III—IV климатических районов — 53,9%.

В группу отказов из-за нарушения изоляции вошли: излом изолирующих вставок (винипластовых, фарфоровых, полиэтиленовых) и излом изоляторов СТ-110, НКО-1, ОНС-110-100 и УСТ-110. Число отказов короткозамыкателей по этой причине равно для I—II климатических районов 50, для III—IV — 14. Среднее время восстановления оборудования после отказа по этой причине соответственно равно 3,7 и 2,2 ч.

Группа отказов из-за гололеда включает в себя следующие причины: обледенение контактов, ножей, отключающих (или включающих) пружин, тяг привода и шарнирных соединений. Доля этой группы отказов для отделителей весьма существенна и составляет в среднем 10,6%.

Деформация отключающих (включающих) пружин учитывает такие факторы, как недостаточные мощность и натяжение пружин, разрыв из-за некачественного изготовления, заедания. Доля отказов по этой причине для отделителей I—II климатических районов весьма весома и составляет 21,4%.

Группа отказов из-за ненадежности релейной защиты включает в себя: повреждения обмотки

реле РПО в схеме защиты КЗ-110, отказы в работе реле времени РВ в схеме управления из-за отсутствия обогрева, ложная работа при понижении напряжения на реле ЭВ-235 до 150 в и др.

Отказы, вызванные замерзанием смазки в трущихся частях привода, подшипниках, примерзанием вала в наружном подшипнике привода при попадании в него влаги, составляют для отделителей соответственно по климатическим районам 7,8—10,5%, для короткозамыкателей — 1,3—7,7%. Для того чтобы снизить количество отказов, по этой причине в некоторых энергосистемах принято решение на зимний период утеплять войлоком приводы отделителей и короткозамыкателей и полностью удалять смазку с трущихся частей, так как рекомендуемые низкотемпературные смазки Ц-201 и Ц-21 при температуре воздуха ниже  $-35^{\circ}\text{C}$  существенно увеличивают время включения и отключения. В результате этих мероприятий число отказов по этой причине существенно снизилось.

Средняя длительность восстановления аппаратов составляет для отделителей 1,5—6,7 ч, для короткозамыкателей — 0,03—0,3 ч.

В группу отказов по причине некачественного монтажа и ремонта учтены следующие факторы: некачественная сварка (в частности, в месте крепления шарикового подшипника поворотных тяг к раме ОД 110 кВ, между тягой и валом);

некачественная регулировка привода, некачественный монтаж цепей оперативного тока.

Отказы из-за перекоса поворотных ножей, перекоса контактной ламели отнесены к группе отказов, вызванных некачественным заводским изготовителем.

Ошибочные отключения автомата оперативного тока дежурным персоналом и обесточение цепей управления, загрязнение контактов, попадание песка в смазку пружин — отнесены к группе отказов по вине эксплуатации. Для отделителей доля отказов по этой причине составляет 2,7—3,9%.

Для короткозамыкателей 110 кВ имеющийся статистический материал не позволил выявить отказы из-за некачественного заводского изготовления и по вине эксплуатационного персонала.

#### ЛИТЕРАТУРА

1. Лисовский Г. С. и Хейфиц М. З., Главные схемы и электротехническое оборудование подстанций 35—500 кВ, изд-во «Энергия», 1970.
2. Гнеденко В. В., Беляев Ю. К. и Соловьев Л. Д., Математические методы в теории надежности, изд-во «Наука», 1965.
3. Мясников А. В. и Непомнящий В. А., Об определении удельной повреждаемости энергетического оборудования, «Электрические станции», 1968, № 3.
4. Гутер Р. С. и Овчинский Б. В., Элементы численного анализа и математической обработки результатов опыта, изд-во «Наука», 1970.

[9.6.1971]



УДК 621.313.322:538.26+621.3.016.32

## Приближенный учет насыщения магнитной цепи генератора при расчетах устойчивости параллельной работы

Канд. техн. наук В. В. ДОМБРОВСКИЙ и инж. С. В. СМОЛОВИК

Ленинград

Современные высокоиспользуемые синхронные генераторы работают в ряде режимов с сильно насыщенной магнитной цепью и это оказывает заметное влияние на протекание переходного процесса и устойчивость параллельной работы при динамических переходах. В настоящей статье изложен приближенный метод учета влияния насыщения на параметры уравнений переходного процесса явнополюсного синхронного генератора и приведены результаты расчетов с использованием этого метода. В основу расчета положена эквивалентная магнитная схема (рис. 1,а) и соответствующая ей эквивалентная схема (рис. 1,б) замещения насыщенной синхронной машины. В рамках существующей системы допущений [Л. 1] распределенные магнитные сопротивления и н. с. заменены сосредоточенными, коэффициенты приведения и формы полей в первом приближении полагаются независимыми от насыщения, взаимодействие н. с. по продольной и поперечной осям учитывается приближенно [Л. 1].

Влияние насыщения отдельных участков сердечника отражено в эквивалентной схеме замещения

введением дополнительных реактивностей, шунтирующих участки схемы. Их значения определяются с помощью частичных магнитных характеристик для участков магнитной цепи, представляющих зависимость н. с.  $F_i$  данного участка от потока  $\Phi_i$ ; этого же участка:  $F_i(\Phi_i)$ . Если считать, что магнитная характеристика в каждой точке может быть линеаризована прямой, проведенной из начала координат в эту точку, то выражение для реактивностей, обусловленных насыщением магнитной цепи, можно записать в следующем виде:

для статора

$$\Delta x_{id} = \frac{\Phi_i}{F_i} \frac{F_A}{\Phi_0} k_d; \quad \Delta x_{iq} = \frac{\Phi_i}{F_i} \frac{F_A}{\Phi_0} k_q;$$

для ротора

$$\Delta x_{id} = \frac{\Phi_i}{F_i} \frac{F_A}{\Phi_0} k_\phi^2 k_d^2; \quad \Delta x_{iq} = \frac{\Phi_i}{F_i} \frac{F_A}{\Phi_0} k_\phi^2 k_q^2;$$

для потока рассеяния статора

$$\Delta x_l = \frac{\Phi_i}{F_i} \frac{F_A}{\Phi_0} \frac{\lambda_\phi}{\lambda_\phi};$$

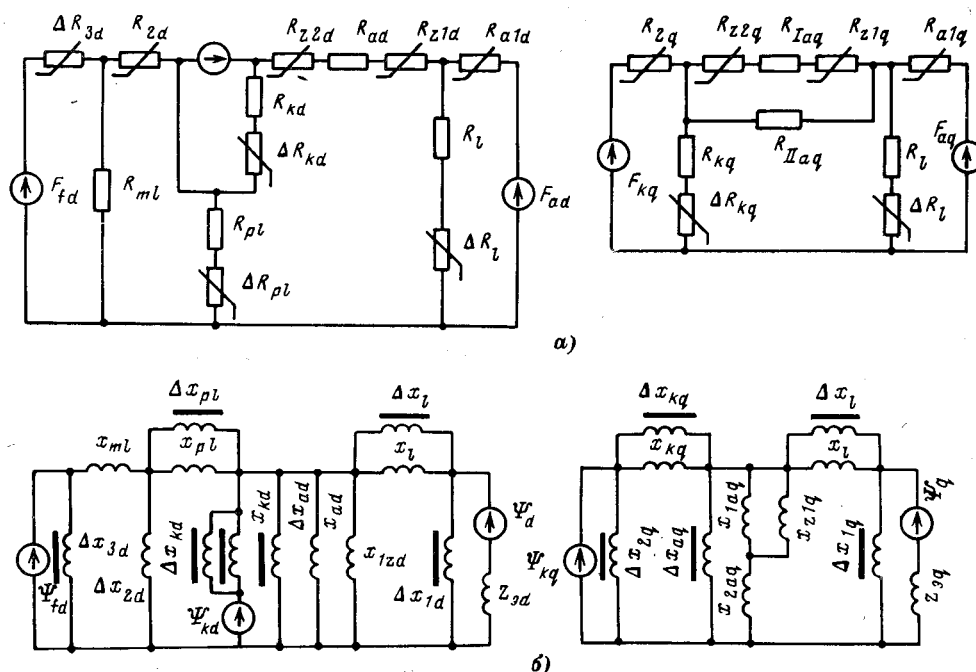


Рис. 1. Эквивалентная схема магнитной цепи насыщенной синхронной машины.

Магнитные сопротивления: по продольной оси —  $R_{a1d}$  — сердечника статора;  $R_{z1d}$  — зубцов статора;  $R_{a\delta}$  — воздушного зазора;  $R_{z2d}$  — зубцов полюсного наконечника;  $\Delta R_{kd}$ ,  $R_{kd}$  — для потока рассеяния демпферной обмотки;  $\Delta R_{pl}$  и  $R_{pl}$  — для потока рассеяния полюсного наконечника;  $R_{2d}$  и  $R_{3d}$  — участков сердечника полюса;  $R_{ml}$  — для потока рассеяния сердечника полюса;  $\Delta R_l$  и  $R_l$  — для потока рассеяния статора; по поперечной оси —  $R_{a1q}$  — сердечника статора;  $R_{z1q}$  — зубцов статора;  $R_{Iaq}$  — воздушного зазора под полюсом;  $R_{IIaq}$  — для составляющих потока в междуполюсном пространстве;  $R_{z2q}$  — зубцов полюсного наконечника;  $\Delta R_{kq}$  и  $R_{kq}$  — для потока рассеяния демпферной обмотки;  $R_{2q}$  — полюсного наконечника; б — эквивалентная схема замещения насыщенной синхронной машины. (Последовательно включенным на рис. 1, а магнитным сопротивлениям соответствуют параллельно включенные реактивные.)

для потока рассеяния ротора

$$\Delta x_f \approx \frac{\Phi_{fi}}{F_i} \frac{F_A}{\Phi_0} \frac{\lambda_\Phi}{\lambda_\Phi^*} k_\Phi^2 k_a^2,$$

где  $F_A$  — н. с. реакции якоря на полюс;  $\Phi_0$  — магнитный поток при холостом ходе;  $k_\Phi$  — коэффициент формы поля;  $k_a$  и  $k_q$  — коэффициенты приведения поля;  $\lambda_\Phi$  и  $\lambda_\Phi^*$  — проводимости для потока и потокосцеплений по путям рассеяния.

Для каждого режима, определяемого эквивалентным сопротивлением нагрузки на зажимах машины  $z_a$ , строго говоря, существует своя зависимость магнитного сопротивления магнитной цепи от тока возбуждения  $i_f$  или от напряжения на зажимах  $u$ , которую мы назовем характеристикой магнитной цепи:

$$\Phi_\delta = f(i_f) \quad \text{при} \quad z_a = \text{const.}$$

При смешанной нагрузке построение такой характеристики требует последовательных приближений, при индуктивной нагрузке — производится однозначно. Крайними магнитными характеристиками будут характеристика холостого хода ( $z_a = \infty$ ) и характеристика  $\Phi_\delta(i_f)$  при установившемся коротком замыкании ( $z_a = 0$ ). Построение характеристик магнитной цепи производится с помощью частных характеристик намагничивания для отдельных участков магнитной цепи  $\Phi_i(F_i)$ . Большие преимущества в расчетах дает применение ЦВМ. С помощью магнитной характеристики можно рассчитать все параметры установившегося режима, включая рабочий угол  $\delta$ , ток возбуждения и значения реактивностей схемы замещения.

Влияние насыщения в режиме, предшествующем переходному процессу, сказывается, во-первых, на значении рабочего угла  $\delta$ , который тем меньше, чем выше уровень насыщения поперечной оси. Во-вторых, влияние насыщения участков магнитной цепи

статора в предшествующем режиме сказывается на значении переходной э. д. с.  $e'_{dH}$ :

$$e'_{dH} \approx e'_d \left( 1 + k_H \frac{x'_d}{x_{ad}} \right),$$

где  $k_H$  — коэффициент насыщения в предшествующем режиме, равный

$$k_H = \frac{F_a + F_{z1} + F_{z2}}{F_\delta}.$$

Если переходный процесс является внезапным коротким замыканием или набросом индуктивной нагрузки, в процессе которого магнитный поток статора резко падает, то насыщение магнитной цепи статора в предшествующем режиме оказывает влияние, аналогичное влиянию предварительной форсировки возбуждения, но за счет резкого уменьшения общего магнитного сопротивления в момент изменения режима.

В режиме внезапного короткого замыкания магнитная цепь ротора может дополнительно насытиться вследствие возрастания магнитного потока в корне полюса (постоянными остаются потокосцепления, но не поток обмотки возбуждения), а также по путям потоков рассеяния (кромка полюсного башмака). Кроме того, насыщение сердечника полюса может уменьшить значение магнитной проводимости для потокосцеплений рассеяния вследствие изменения картины магнитного поля, однако учет последнего обстоятельства требует подробного математического и физического моделирования.

Насыщение верхней части полюса (магнитное сопротивление  $R_{2d}$  в схеме замещения) увеличивает магнитное сопротивление для главного потока и уменьшает переходную э. д. с., что может быть учтено введением коэффициента насыщения, приблизительно равного

$$\frac{1}{1 + k'_{H1}} \approx \frac{1}{1 + \frac{x_l}{x'_d} \frac{x_{ad}}{\Delta x_{2d}}}.$$

Обычно это уменьшение невелико и им можно пренебречь. Насыщение кромки полюсного башмака может быть учтено путем построения частичной магнитной характеристики для поперечного потока через полюсный башмак и прибавления магнитного сопротивления, соответствующего определенной точке этой характеристики к магнитному сопротивлению рассеяния полюсного башмака. Насыщение путей рассеяния статора может быть учтено по Рихтеру [Л. 2] при определении переходной и сверхпереходной реактивностей.

Влияние насыщения на значения сверхпереходных реактивностей для машин с демпферными обмотками, а также реактивности обратной последовательности обусловлено в основном насыщением путей рассеяния статора и демпферной обмотки.

Схема замещения рис. 1,б может быть описана с помощью системы дифференциальных уравнений Парка — Горева с переменными коэффициентами, т. е. с реактивностями, зависящими от токов и потокосцеплений. Обычно на практике при расчетах динамической устойчивости пользуются эквивалентной схемой замещения, показанной на рис. 2, параметры которой определяются как результат преобразования схемы рис. 1,б. При этом для упрощения на данной стадии исследования пренебрегаем влиянием переходных процессов в демпферных контурах, имея в виду, что их можно учесть путем усложнения расчетных схем замещения по сравнению с принятыми, что не представляет принципиальных трудностей. Устойчивость определяется при типовом нарушении режима: однофазном, двухфазном или двухфазном на землю замыкании на зажимах трансформатора в течение определенного времени, с последующим отключением. В процессе расчета определяются значения угла  $\delta$ , момента, токов и напряжений в системе.

Блок-схема программы для ЦВМ типа М-20, построенной на основе описанной методики, приведена на рис. 3. Программа состоит из трех основных блоков (расчета параметров установившегося режима, расчета параметров при переходе к режиму короткого замыкания и послеаварийному режиму, интегрирования системы дифференциальных уравнений). Контроль за выполнением алгоритма возложен на логические операторы, структурно включенные в блоки. Три основных блока программы обслуживаются: процедурой расчета магнитного состояния машины (*PMI*), процедурой, выполняющей определение эквивалентных реактивностей (*П*), процедурой расчета эквивалентного шунта, моделирующего короткое замыкание (*СЧ*), и процедурой расчета правых частей дифференциальных уравнений (*RP*).

Расчет установившегося режима ВЛ производится методом последовательных приближений. До выполнения первого приближения рассчитываются рабочий угол ВЛ  $\delta_n$ , значения реактивной мощности, генерируемой передающей станцией, и проводимости компенсирующего устройства, поддерживающего заданное значение коэффициента мощности на отправном конце. Значения реактивных сопротивлений схем замещения машины определяют на первом шаге приближенно по значениям магнитных сопротивлений, вычисленных при выполнении

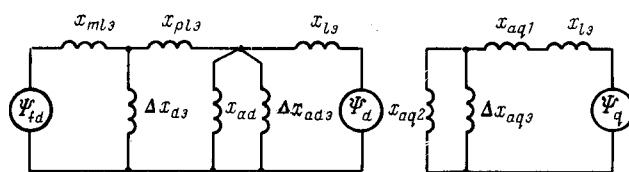


Рис. 2. Эквивалентные схемы для расчетов устойчивости параллельной работы. Реактивные сопротивления схем замещения включают соответствующим образом преобразованные элементы на рис. 1,б

$$\left( \text{например } x_{pl3} = \frac{x_{pl} \Delta x_{pl}}{x_{pl} + \Delta x_{pl}} \text{ и т. д.} \right).$$

Реактивности и н. с. демпферных контуров не учтены.

нии расчета холостого хода при  $u=1,0$ . В дальнейшем значения магнитных сопротивлений определяются обращением к процедуре *RMI*, с помощью которой по частичным магнитным характеристикам путем последовательных приближений определяют значения  $\Delta x_i$  и  $x_i$ .

При расчете установившегося режима и переходного процесса используются эквивалентные реактивные сопротивления в продольной и поперечной осях  $x_{ds}$ ,  $x'_{ds}$  и  $x_{qs}$ . Для их вычисления по заданным реактивным сопротивлениям схем замещения служит процедура *П*, с помощью которой схемы рис. 1 преобразуются в схемы рис. 2.

В результате выполнения расчета установившегося режима электропередачи определяются: суммарный угол между поперечной осью синхронной машины и вектором напряжения приемной системы  $\delta$ , полное потокосцепление обмотки возбуждения  $\Psi_{fdo}$ , ток возбуждения и напряжение на кольцах ротора в относительных единицах, ток возбуждения в амперах.

После завершения расчета установившегося режима также с помощью метода последовательных приближений определяется магнитное состояние и параметры машины в первый момент после возникновения короткого замыкания. При этом предполагается, что изменение параметров синхронной машины при резком изменении режима ее работы происходит мгновенно. Значение реактивного сопротивления шунта, моделирующего соответствующие короткие замыкания, определяется в предположении постоянства реактивного сопротивления обратной последовательности генератора  $x_2$ .

При расчете магнитного состояния и параметров машины во время перехода к режиму короткого замыкания фиксируются значения потокосцепления возбуждения  $\Psi_{fdo}$  и суммарного угла электропередачи  $\delta_2$ . Аналогичным образом производится расчет магнитного состояния и параметров машины в момент отключения короткого замыкания.

Расчет переходного процесса синхронной машины производится в предположении, что на малом промежутке времени (определяемом выбранным шагом интегрирования системы дифференциальных уравнений) изменение параметров машины не происходит. Определение нового магнитного состояния машины и вычисление новых величин эквивалентных реактивных сопротивлений выполняется в конце каждого шага численного интегрирования обра-

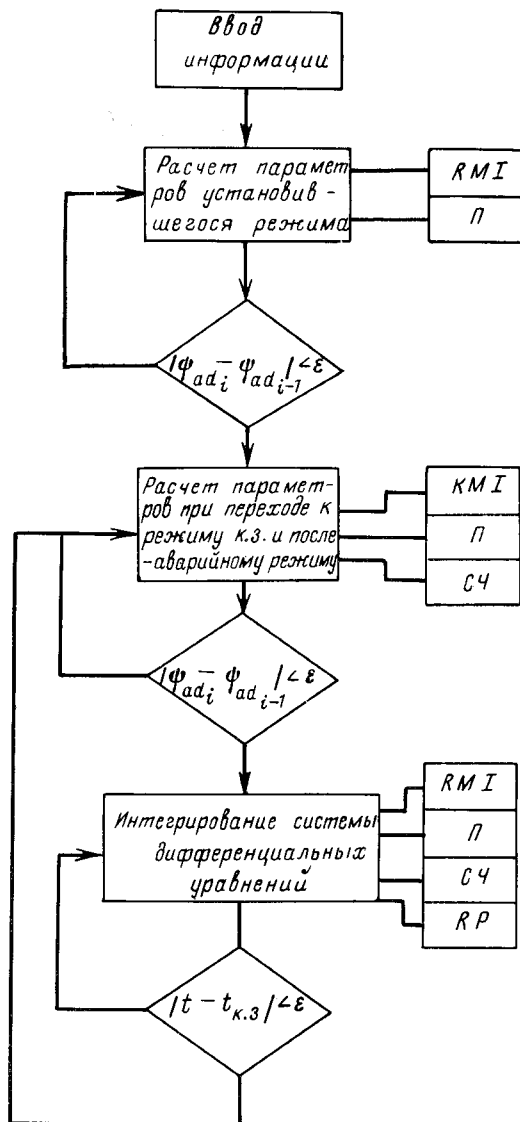


Рис. 3. Блок-схема программы.

шением к процедурам *RMI*, *П* (а в режиме короткого замыкания также и к *СЧ*). Интегрирование системы дифференциальных уравнений производится методом Рунге — Кутты четвертого порядка.

Определение величин магнитных сопротивлений выполняется на основе заранее рассчитанных магнитных характеристик участков магнитной цепи машины, заданных в табличной форме в виде зависимостей  $F_i = \varphi(\Phi_i)$  в соответствии с принятыми схемами замещения в продольной и поперечной осях. Вычисление магнитного сопротивления статора в поперечной оси осуществляется на основе методики, изложенной в [Л. 1].

Ниже приводятся основные результаты расчетов установившихся режимов и переходных процессов гидрогенератора СГК-538/160-70, полученные с помощью описанной программы.

Серия установившихся режимов рассчитывалась при изменении рабочего коэффициента мощности блока генератор — повышающий трансформатор при постоянных активной мощности  $P=1,0$  и напряжениях на отпавном конце ВЛ  $U=1,0$ . Результаты расчетов сведены в табл. 1.

Учет насыщения стали заметно уточняет значения начального угла, тока возбуждения, насыщенного значения син-

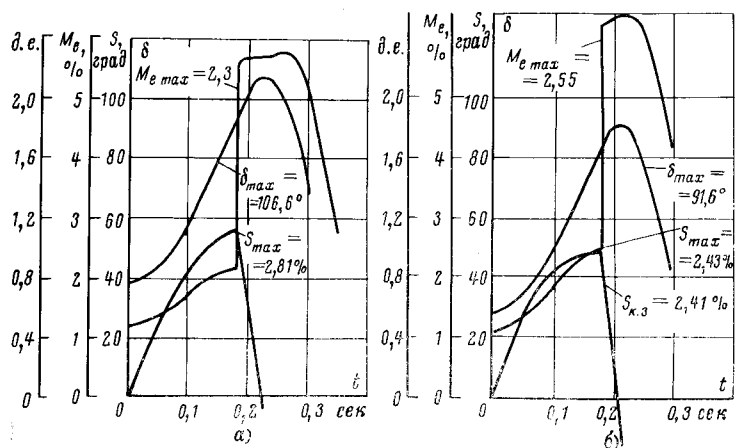


Рис. 4. Результаты расчетов переходных процессов гидрогенератора СГК-538/160-70 при форсировании возбуждения.  
а — без учета насыщения стали; б — с учетом насыщения стали.

хронного реактивного сопротивления в поперечной оси. Весьма существенным обстоятельством является увеличение значения потокосцепления обмотки возбуждения  $\Psi_{fdo}$ . Значение последнего возрастает существенно медленнее увеличения тока возбуждения, однако на 7—13% превышает значения  $\Psi_{fdo}$ , определенные без учета насыщения стали в режимах с  $\cos \varphi = 0,96—0,94$ . Расчеты переходных процессов проводились для случая двухполюсного на землю короткого замыкания длительностью 0,18 сек при реактивности связи с системой  $x_{л} = 0,064$ . Для оценки предельного по условиям динамической устойчивости значения внешнего реактивного сопротивления проводились расчеты при  $x_{л} = \text{var}$ .

Сопоставление результатов расчетов электромеханических переходных процессов при слабой степени насыщения стали магнитопроводов машины в доаварийном режиме (в частности, при  $\cos \varphi = 1,0$ ) с данными, полученными без учета насыщения, показывает, что значения основных переменных близко совпадают. Так, значения углов и скоростей ротора к концу короткого замыкания различаются не более, чем на 1,2—1,8%, значения углов вылета ротора — на 2,5%. Разница обусловлена несколько большим значением начального потокосцепления обмотки возбуждения, определенного с учетом насыщения стали (102,2% по отношению к величине, найденной без учета насыщения).

Возрастание степени насыщения стали машины в доаварийном режиме приводит к существенным отличиям в протекании переходных процессов. Сопоставление основных результатов расчетов (при значении коэффициента мощности  $\cos \varphi = 0,94$  в доаварийном режиме) дано в табл. 2 и на рис. 4.

Разница в величинах скольжений в момент отключения короткого замыкания и углов ротора на первом колебании существенна и составляет 8—9%. Наиболее важным фактором является большое значение потокосцепления обмотки возбуждения  $\Psi_{fdo}$ . Возрастание магнитной связи между статором и ротором, происходящее в момент короткого замыкания обуславливает также меньший скачок тока в обмотке возбуждения. За счет этого происходит несколько меньшее затухание потокосцепления обмотки возбуждения в течение переходного процесса и, следовательно, меньшее снижение амплитуды характеристики мощности.

Переходя к анализу влияния учета насыщения на предельное значение реактивного сопротивления связи с системой, следует отметить, что значение  $x_{лн.пр} = 0,0927$ , приведенное в табл. 2, определено с учетом активных сопротивлений ста-

Таблица 1

$\cos \varphi$	С учетом насыщения				Без учета насыщения			
	$\delta$ , град	$\Psi_{fdo}$	$i_f$ , а	$x_q$	$\delta$ , град	$\Psi_{fdo}$	$i_f$ , а	
1,0	33,2	1,191	663	0,744	35,4	1,165	603	
0,96	22,4	1,411	946	0,576	28,5	1,32	696	
0,94	17,5	1,541	1166	0,449	26	1,367	728	



Таблица 2

Значение параметров	$\delta$ , град	$\Psi_{fd0}$	$\Psi_{fdt=t_{к.з}} / \Psi_{fdt=0}$	$i_{f0} / i_{ft=0}$	$x'_{dt=0}$	$x'_{dt=t_{к.з}}$	$i_{t=0}$	$s_{\max}$ , %	$\delta_{\max}$ , град	$m_{e\max}$	$x_{вн.пр}$
С учетом насыщения	28,5	1,541	0,989	1,03	0,481	0,483	1,92	2,93	102	2,28	0,135
Без учета насыщения	37	1,367	0,9625	1,29	0,496	0,486	1,745	3,19	117,5	2,017	0,0927

торной цепи и моментно-скоростной характеристики первичного двигателя. Соответствующее значение, найденное при учете насыщения, составило  $x_{вн.пр}=0,135$ .

Для приближенной оценки влияния на протекание переходных процессов и предельное значение реактивности связи изменения параметров синхронной машины, связанного с насыщением стали, обусловленным потоками рассеяния статорных и роторных контуров, были выполнены расчеты при дополнительном дискретном изменении в момент возникновения короткого замыкания значений реактивных сопротивлений (и соответствующих магнитных сопротивлений) рассеяния статора и ротора. При одновременном уменьшении значения  $x_l$  на 10% и  $x_r$  на 20% величина предельной реактивности связи составила  $x_{вн.пр}=0,173$ , что на 86,5% превышает соответствующее значение, найденное без учета насыщения.

Результаты расчетов показывают существенное влияние насыщения магнитной цепи, в особенности путей рассеяния на протекание переходных процессов и динамическую устойчивость ВЛ. В ряде случаев, например для капсульных гидрогенераторов, насыщение может оказаться решающим фактором в обеспечении устойчивой работы, особенно если при проектировании машин его влияние правильно учтено.

Изложенные выше методы позволяют уже из стадии проектирования приближенно оценить влияние насыщения на параметры установившихся и переходных режимов синхронной машины. В некоторых случаях оказывается выгоднее увеличить переходную э. д. с.  $e'_d$  за счет увеличения насыщения главной магнитной цепи в предшествующем режиме, и снизить значение  $x'_d$  за счет насыщения путей рассеяния нежели уменьшать ненасыщенное значение переходной реактивности  $x'_d$ , особенно в таких машинах, где в номинальном режиме можно допустить повышенные индукции в магнитной

цепи (например машины с номинальным коэффициентом мощности, равным единице).

Целесообразность повышения уровня насыщения магнитной цепи, допустимые и оптимальные значения индукции в различных ее сечениях должны определяться на основании технико-экономического расчета с учетом увеличения потерь на возбуждение и потерь в сердечнике в номинальном режиме (если это не компенсируется увеличением сечения обмоток или снижением длины машины), а также прочих технико-экономических показателей. Возможность увеличения насыщения путей рассеяния в переходном режиме обеспечивается в некоторых современных конструкциях путем использования, например, немагнитных вставок в полюсном башмаке, продольных вспомогательных каналов в зубцах статора, а также в ряде случаев регулируемого подмагничивания некоторых участков магнитной цепи в переходных процессах [Л. 3].

Увеличение использования электрических синхронных машин с ростом единичной мощности, по-видимому, делает использование насыщения для уменьшения значений реактивностей в переходных режимах насущно необходимым.

#### ЛИТЕРАТУРА

1. Ипатов П. М. и Домбровский В. В., Влияние насыщения и нагрузки на синхронную реактивность по поперечной оси, сб. «Исследование электромагнитных полей параметров и потерь в мощных электрических машинах», изд-во «Наука», 1966.
2. Рихтер Р., Электрические машины, ОНТИ, 1936, т. 2.
3. Анисимова Н. Д. и др., Исследование комплексного регулирования подмагничиваемой синхронной машины, «Электричество», 1969.

[5.10.1971]



УДК 621.316.925.2:621.3.064.1

## Схемы подключения защиты и сигнализации однофазных замыканий при параллельных кабелях

Канд. техн. наук В. М. КИСКАЧИ

ВНИИЭ

В ряде случаев возникает необходимость применения устройств селективной защиты и сигнализации при однофазных замыканиях в компенсированных сетях и в сетях с изолированной нейтралью на присоединениях, имеющих несколько параллельных кабелей под общим выключателем. Селективная работа защиты или сигнализации данного присоединения возможна лишь при условии, если на

каждом кабеле установлены трансформаторы тока нулевой последовательности (ТТНП), или если параллельные кабели по группам охвачены общими ТТНП (например, типов ТНП-2—ТНП-12 без подмагничивания). В данной статье рассматриваются вопросы оптимальных схем включения вторичных обмоток однотипных ТТНП и методики выбора уставок устройств в этих случаях, причем случай,

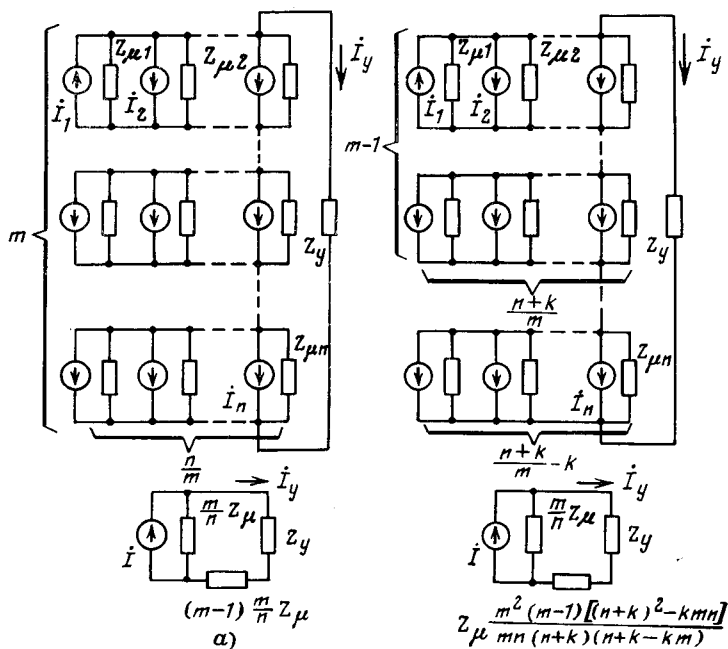


Рис. 1. Схемы соединения вторичных обмоток ТТП и подключения устройства защиты и сигнализации однофазных замыканий.

При однофазном замыкании на одном из параллельных кабелей (на одном кабеле)  $i_1 = i_3 - i_{c1}$ ,  $i_2 = i_{c2} = \dots i_n = i_{cn}$ . При однофазном замыкании на данном присоединении за параллельными кабелями  $i_1 = \frac{i_3}{n} - i_{c1}$ ,  $i_2 = -\frac{i_3}{n} + i_{c2}$ ,  $\dots i_n = -\frac{i_3}{n} + i_{cn}$ . При внешнем однофазном замыкании  $i_1 = -i_{c1}$ ,  $i_2 = i_{c2}$ ,  $\dots i_n = i_{cn}$ .

а — полное смешанное соединение ТТП и эквивалентная схема замещения; б — неполное смешанное соединение ТТП и эквивалентная схема замещения.

когда один ТТП является общим для группы кабелей, полагаем эквивалентным одному кабелю с ТТП.

Характерной особенностью работы ТТП в условиях однофазных замыканий является низкий уровень намагниченности и, как следствие этого, весьма низкий уровень отдаваемой мощности. Поэтому в указанных условиях наиболее целесообразным режимом работы устройств, подключаемых к ТТП, является режим получения максимально возможной мощности, который характеризуется равенством входного сопротивления устройства  $Z_y$  и сопротивления ветви намагничивания ТТП  $Z_\mu$ , т. е.  $Z_y = Z_\mu$ .

Для реальных условий точного равенства этих сопротивлений для всего рабочего диапазона измеряемой величины часто получить не удастся и практически можно говорить лишь о соизмеримости этих сопротивлений, причем в большинстве случаев  $Z_{yI} \leq Z_\mu$ .

При подключении устройства к одному ТТП ток, протекающий через входные зажимы устройства

$$i_y = \frac{Z_\mu}{Z_\mu + Z_y} i, \quad (1)$$

где  $i$  — первичный ток ТТП, приведенный ко вторичной обмотке;  $i = i_3 - i_c$ .

При внешнем однофазном замыкании  $i = i_c$ , т. е. для данного присоединения  $i_3 = 0$ .

Здесь  $i_3$  — ток в месте замыкания на землю;  $i_c$  — емкостной ток защищаемого присоединения.

При подключении устройства к параллельно соединенным вторичным обмоткам  $n$  трансформаторов ТТП в случае однофазного замыкания на одном из параллельных кабелей или при однофазном замыкании вне параллельных кабелей

$$i_y = \frac{Z_\mu}{Z_\mu + nZ_y} i. \quad (2)$$

При подключении устройства к последовательно соединенным вторичным обмоткам  $n$  трансформаторов ТТП

$$i_y = \frac{Z_\mu}{nZ_\mu + Z_y} i. \quad (3)$$

Сопоставление с соотношением в случае одного ТТП показывает, что при параллельном соединении ТТП идентичные соотношения для токов  $i_y$  могут быть получены лишь при  $Z_y \ll \frac{Z_\mu}{n}$ , а при последовательном —  $Z_y \gg nZ_\mu$ . Для реальных устройств  $Z_y \approx Z_\mu$  и при работе устройства от  $n$  параллельно или последовательно соединенных ТТП его чувствительность уменьшается с ростом  $n$ .

Рассмотрим смешанное соединение вторичных обмоток трансформаторов ТТП, которое представляет собой следующее: из трансформаторов ТТП образовано  $m$  групп, соединенных последовательно, а трансформаторы, входящие в каждую группу, соединены параллельно (рис. 1, а). Для краткости такое соединение обозначим, как

$$\frac{n}{m} + \frac{n}{m} + \frac{n}{m} + \dots + \frac{n}{m}, \quad (4)$$

причем количество слагаемых здесь  $m$ , количественное значение слагаемого  $\frac{n}{m}$  показывает количество параллельно соединенных трансформаторов в группе, а число слагаемых ( $m$ ) характеризует количество последовательно соединенных групп.

При однофазном замыкании на одном из параллельных кабелей или вне параллельных кабелей ток

$$i_y = \frac{\frac{m}{n} Z_\mu}{\frac{m^2}{n} Z_\mu + Z_y} i. \quad (5)$$

Параллельное и последовательное соединения вторичных обмоток ТТП являются частными случаями смешанного соединения: при  $m=1$  — параллельное соединение, при  $m=n$  — последовательное соединение.

Определим при каких соотношениях  $m$  и  $n$  ток  $i_y$  для смешанного соединения в наименьшей степени отличается от  $i_y$  в случае одного ТТП.

Получить наименьшее отличие  $i_y$  (или что то же наименьшее загроуление защиты) весьма существенно, особенно в тех случаях, когда дальнейшее

увеличение чувствительности защиты с помощью уставки возможно ограничено.

Возьмем отношение тока  $I_y$  для смешанного соединения к току  $I_y$  для случая одного ТТНП:

$$Q = \frac{\frac{m}{n} Z_\mu (Z_\mu + Z_y)}{\left(\frac{m^2}{n} Z_\mu + Z_y\right) Z_\mu} = \frac{m (Z_\mu + Z_y)}{m^2 Z_\mu + n Z_y} \approx \frac{2m}{m^2 + n}. \quad (6)$$

$Q = 1$  при  $Z_y \ll \frac{Z_\mu}{n}$ ,  $m=1$  — параллельное соединение ТТНП;  $Z_y \gg n Z_\mu$ ,  $m=n$  — последовательное соединение ТТНП.

Эти случаи, как указывалось выше, непригодны для реальных устройств. При  $Z_y \approx Z_\mu$ ,  $m=1 \pm \sqrt{1-n}$ , т. е. отношение  $Q$  не может быть равно 1 при  $n > 1$ .

Оценим для этого случая при каких значениях  $mQ$  в наибольшей степени приближается к 1. Из условия  $\frac{\partial Q}{\partial m} = 0$  найдем оптимальное значение  $m$ :

$$m_{\text{опт}} = \sqrt{n \frac{Z_y}{Z_\mu}} \approx \sqrt{n}. \quad (7)$$

Это означает в общем случае, что при  $Z_y \approx Z_\mu$  наилучшим соединением вторичных обмоток по сравнению с параллельным и последовательным является смешанное, так как  $m_{\text{опт}} \neq 1$  и  $m_{\text{опт}} \neq n$ .

Наибольшее значение  $Q$  при этом

$$Q_{\text{max}} = \frac{\sqrt{n}}{n}. \quad (8)$$

Оценим количественно преимущества смешанного соединения. Для этого возьмем отношение  $Q_{\text{см}}$  — смешанного соединения к  $Q_{\text{пар}}$  — параллельного соединения (при этом  $m=1$ ) и к  $Q_{\text{послед}}$  — последовательного соединения (при этом  $m=n$ ):

$$\frac{Q_{\text{см}}}{Q_{\text{пар}}} = \frac{Q_{\text{см}}}{Q_{\text{послед}}} = \frac{m (Z_\mu + Z_y) (Z_\mu + n Z_y)}{(m^2 Z_\mu + n Z_y) (Z_\mu + Z_y)} \approx \frac{m (1+n)}{m^2 + n};$$

$$\frac{Q_{\text{см max}}}{Q_{\text{пар}}} = \frac{\sqrt{n}}{2} \left(1 + \frac{1}{n}\right). \quad (8a)$$

Из (8a) следует, что при  $n > 1$  эти отношения больше 1 и увеличиваются с ростом  $n$ . Так, при  $n=4$  чувствительность защиты при смешанном соединении (2+2, обозначения см. выше) на 25% выше, а при  $n=9$  (3+3+3) — выше на 67% по сравнению с параллельным соединением и составляет соответственно 50 и 33% от чувствительности при одном ТТНП. Смешанное соединение в полном виде не всегда удается осуществить. При  $n$ , равном простому числу, рассмотренное выше смешанное соединение невозможно: в соединенных последовательно группах не будет равного количества параллельных трансформаторов.

Проанализируем, обладает ли неполное смешанное соединение (рис. 1,б) преимуществами перед параллельным или последовательным соединениями. Представим неполное смешанное соединение из  $n$  трансформаторов в виде

$$\frac{n+k}{m} + \frac{n+k}{m} + \frac{n+k}{m} + \dots + \frac{n+k}{m} + \left(\frac{n+k}{m} - k\right),$$

где  $k$  — недостающее количество трансформаторов для полного смешанного соединения; в этом случае

$k > 0$ . Если  $k < 0$ , то  $k$  представляет собой излишнее количество трансформаторов отличающейся группы.

Очевидно, что групп  $\frac{n+k}{m}$  будет  $(m-1)$ , а последняя группа будет неполной ( $k > 0$ ) или переполненной ( $k < 0$ ).

При однофазном замыкании на одном из параллельных кабелей, трансформатор которого входит в полную группу,

$$I_y = \frac{\frac{m}{n+k} Z_\mu}{\frac{m}{n+k} Z_\mu + \frac{m}{n+k} (m-2) Z_\mu + \frac{m}{n+k-km} Z_\mu + Z_y} \rightarrow$$

$$\rightarrow \left[ \left( I_3 - \sum_{i=1}^{\frac{n+k}{m}} I_{ci} \right) - \sum_{i=1+\frac{n+k}{m}}^{n-\left(\frac{n+k}{m}-k\right)} I_{ci} \right] -$$

$$- \frac{\frac{m}{n+k-km} Z_\mu}{\frac{m}{n+k} Z_\mu + \frac{m}{n+k} (m-2) Z_\mu + \frac{m}{n+k-km} Z_\mu + Z_y} \times$$

$$\times \sum_{i=1+n-\left(\frac{n+k}{m}-k\right)}^n I_{ci};$$

$$I_y = \frac{\frac{m}{n+k} Z_\mu}{\frac{m^2}{n+k} \left(1 + \frac{k}{n+k-km}\right) Z_\mu + Z_y} \times$$

$$\times \left( I_3 - \frac{km}{n+k-km} \sum_{i=n-\frac{n+k}{m}+k+1}^n I_{ci} \right).$$

Так как при параллельных кабелях токи  $I_{ci}$  практически равны, то

$$\sum_{i=1+n-\frac{n+k}{m}+k}^n I_{ci} = I_{ci} \frac{n+k-km}{m} = \frac{I_c}{n} \frac{n+k-km}{m}.$$

Тогда

$$I_y = \frac{\frac{m}{n+k} Z_\mu}{\frac{m^2}{n+k} \left(1 + \frac{k}{n+k-km}\right) Z_\mu + Z_y} \times$$

$$\times \left[ I_3 - I_c \left(1 + \frac{k}{n}\right) \right]. \quad (9)$$

При однофазном замыкании на одном из параллельных кабелей, трансформатор которого входит в отличающуюся группу,

$$I_y = \frac{\frac{m}{n+k} Z_\mu}{\frac{m^2}{n+k} \left(1 + \frac{k}{n+k-km}\right) Z_\mu + Z_y} \times$$

$$\times \left[ I_3 \left(1 + \frac{km}{n+k-km}\right) - I_c \left(1 + \frac{k}{n}\right) \right]. \quad (10)$$

При однофазном замыкании на данном присоединении за параллельными кабелями

$$I_y = \frac{\frac{m}{n+k} \left(1 + \frac{k}{n}\right) Z_\mu}{\frac{m^2}{n+k} \left(1 + \frac{k}{n+k-km}\right) Z_\mu + Z_y} I. \quad (11)$$

При внешнем однофазном замыкании ток  $I_y$  определяется выражениями (9) — (11) при  $I_3 = 0$ .

Возьмем отношение выражений (11) и (1). Тогда для неполного смешанного соединения

$$Q_{н.с} = \frac{\frac{m}{n+k} \left(1 + \frac{k}{n}\right) Z_\mu (Z_\mu + Z_y)}{\left[ \frac{m^2}{n+k} \left(1 + \frac{k}{n+k-km}\right) Z_\mu + Z_y \right] Z_\mu} \approx \frac{2}{n} \cdot \frac{m}{\left[ \frac{m^2 (n+2k-km)}{(n+k)(n+k-km)} + 1 \right]}. \quad (12)$$

Максимального значения  $Q_{н.с}$  ( $Q_{н.с \max}$ ) достигает при  $k=0$ , т. е., как и следовало ожидать, при полном смешанном соединении.

В случае, когда  $k \neq 0$ , оптимальное значение  $m$  удовлетворяет уравнению

$$-k^2 m_{\text{опт}}^4 + 2km_{\text{опт}}^3 (n+k) - m_{\text{опт}}^2 (n+k)(n+2k-k^2) - 2km_{\text{опт}} (n+k)^2 + (n+k)^3 = 0.$$

Поскольку выражение  $m_{\text{опт}}$  в явном виде достаточно сложно, целесообразно рассмотреть следующее приближение. Возьмем отношение двух величин:

$$\frac{m^2}{n+k-km} \text{ и } \frac{m^2}{n+k} \left(1 + \frac{k}{n+k-km}\right).$$

Их отношение равно:

$$\frac{n+k}{n+2k-km} = \frac{1}{1 - \frac{m-1}{n+k}}.$$

Слагаемое  $\frac{m-1}{n+k}$  заметно меньше 1, особенно при относительно больших значениях  $n$ , т. е. указанные выше величины примерно равны. Тогда представив (12) в виде

$$Q_{н.с} \approx \frac{2}{n} \cdot \frac{m}{\frac{m^2}{n+k-km} + 1}, \quad (12a)$$

получим, что

$$m_{\text{опт}} = \frac{n+k}{\sqrt{n+k+k}}, \quad (13)$$

а наибольшее значение  $Q_{н.с}$  при этом

$$Q_{н.с \max} = \frac{n+k}{n} \frac{1}{\sqrt{n+k+k} + \frac{k}{2}}. \quad (14)$$

Практически возможными схемами соединения обмоток ТТНП являются схемы, соответствующие целочисленным значениям  $m$ . Это означает, что полученные значения  $m_{\text{опт}}$  необходимо соответственно округлять. Учитывая это обстоятельство, а также тот факт, что члены  $\frac{k}{n}$  и  $\frac{km}{n+k-km}$

заметно меньше 1 для рекомендуемых ниже схем соединения ТТНП, особенно при относительно больших значениях  $n$ , можно считать, что выражение (11) определяет ток  $I_y$  и для случаев, описываемых выражениями (9) и (10), а выражения (13) и (14) полностью характеризуют неполное смешанное соединение.

Сопоставив неполное смешанное соединение с параллельным и последовательным соединением при  $Z_y \approx Z_\mu$

$$\begin{aligned} \frac{Q_{н.с \max}}{Q_{\text{пар}}} &= \frac{Q_{н.с \max}}{Q_{\text{послед}}} = \frac{n+k}{2 \left( \sqrt{n+k} + \frac{k}{2} \right)} \left( 1 + \frac{1}{n} \right) = \\ &= \frac{\sqrt{n+k}}{2} \frac{1 + \frac{1}{n}}{\left( 1 + \frac{k}{2\sqrt{n+k}} \right)}. \end{aligned} \quad (14a)$$

Из (14a) следует, что при  $n > 1$  эти отношения больше 1 и увеличиваются с ростом  $n$ . Таким образом, при  $Z_y \approx Z_\mu$  неполное смешанное соединение имеет лучшие показатели, чем параллельное и последовательное (причем эта разница проявляется тем больше, чем больше  $n$ ), но уступает полному смешанному соединению.

Критериями выбора оптимальных схем являются два фактора: наименьшая потеря чувствительности защиты и относительная простота выполнения схем соединения.

Ниже приведены несколько примеров выбора оптимальных схем для различных  $n$ .

При  $n=2$  (два ТТНП) возможны два соединения: последовательное и параллельное. При  $Z_y = Z_\mu$  оба соединения равноценны, см. (2) и (3). Однако учитывая, что в реальных условиях  $Z_y \leq Z_\mu$ , следует применять параллельное соединение.

При  $n=7$  возможны соединения: параллельное, последовательное и неполное смешанное 4+3, 2+2+2+1 или 3+3+1. При  $k=1$  в соответствии с (13)  $m_{\text{опт}} \approx 2$ . При  $k=2$   $m_{\text{опт}} = 2,25$ .

Таким образом, оптимальной схемой является схема с  $m=2$ , т. е. 4+3.

При  $n=9$  оптимальным является соединение 3+3+3, так как  $m_{\text{опт}} = 3$ .

При  $n=10$  возможны неполные и полные смешанные соединения. Для полного смешанного соединения  $m_{\text{опт}} \approx 3$ , т. е. реализовать полное смешанное соединение, близкое к оптимуму, нельзя. Возможны лишь полные смешанные соединения 5+5 ( $m=2$ ), либо 2+2+2+2+2 ( $m=5$ ). Первые ближе к оптимуму и проще по схеме соединения, его принимаем к рассмотрению. Возможны неполные смешанные соединения: 4+4+2 ( $k=2$ ), 3+3+4 ( $k=-1$ ), 3+3+3+1 ( $k=2$ ). При

$k=2$   $m_{\text{опт}} = \frac{10+2}{\sqrt{10+2}+2} = 2,2$ , а при  $k=-1$   $m_{\text{опт}} = 4,5$ . Таким образом, из неполных смешанных соединений более близким к оптимуму является соединение 4+4+2.

Ввиду того, что соединения 5+5 и 4+4+2 имеют  $m \neq m_{\text{опт}}$ , сравним эти соединения между собой:

$$\frac{10}{4+10} \cdot \left[ \frac{9(10+2 \cdot 2 - 2 \cdot 3)}{(10+2)(10+2-2 \cdot 3)} + 1 \right] = 1,43.$$

Таким образом, в случае  $n=10$  оптимальной схемой является полное смешанное соединение 5+5.

Применением рассмотренных выше оптимальных схем соединений ТТНП достигается возможная наименьшая потеря чувствительности, рассчитываемая по значениям  $Q$  в соответствии с приведенными выше формулами (6) и (12). В таблице приведены результаты этих расчетов, где  $k_{\text{чп}}$  — относительная величина коэффициента чувствительности (по отношению к  $k_{\text{чп}} (n=1)$ , принятого за 1),  $k_{\text{отстрп}}$  — относительная величина коэффициента отстройки, который в данном случае явля-

$n$	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12
Оптимальная схема	—	2	3	2+2	3+2	3+3	4+3	4+4	3+3+3	5+5	6+5	4+4+4
$k_{\text{чн}} (Q)$	1	0,67	0,50	0,50	0,44	0,40	0,36	0,33	0,33	0,29	0,27	0,29
$k_{\text{отстр.н}}$	1	1,5	2,0	2,0	2,3	2,5	2,8	3,0	3,0	3,5	3,8	3,5
$k_{\text{чн}} (Q_{\text{пзр}})$	1	0,67	0,50	0,40	0,33	0,29	0,25	0,22	0,20	0,18	0,17	0,15
$S$	1	1	1	1,25	1,33	1,38	1,44	1,50	1,65	1,61	1,59	1,93

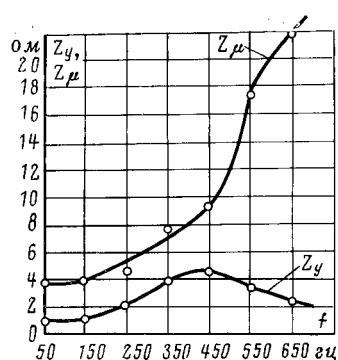


Рис. 2. График зависимости полного сопротивления ветви намагничивания ТНП и входного сопротивления устройства УСЗ-2/2 от частоты.

ний типа УСЗ-2/2 с разным количеством ТНП (до 12). Эксперименты проводились также с целью отработки окончательных рекомендаций по выбору уставок устройств типа УСЗ-2/2 для обеспечения оптимальных условий селективности при работе с несколькими ТНП<sup>1</sup>.

Рассмотренные выше соотношения полностью применимы и к устройству УСЗ-2/2 как на частотах (рис. 2), при которых  $Z_{\gamma} \approx Z_{\mu}$ , так и в случаях  $Z_{\gamma} < Z_{\mu}$ , причем последнее естественно с некоторым сдвигом в сторону параллельного соединения, что и подтвердил проведенный эксперимент.

Наибольшее отличие экспериментальных данных от расчетных (по таблице) было при  $n=5$  и составляло 19%. Наибольшее отличие экспериментального значения относительного выигрыша чувствительности по сравнению с параллельным соединением ( $S$ ) было при  $n=12$  и составляло 20%.

В реальных условиях устройство УСЗ-2/2 реагирует на сумму высших гармоник до 13-й (650 Гц), причем на гармониках высокого порядка  $Z_{\gamma}$  заметно меньше  $Z_{\mu}$  (рис. 2).

Среднеквадратичные значения  $k_{\text{чн}}$ , замеренные при оптимальных схемах для всего рабочего диапазона частот устройства УСЗ-2/2, приведены ниже.

$n$	1	2	3	4	6	7	8	19%	10	11	12
$k_{\text{чн}}$	1,0	0,8	0,7	0,6	0,6	0,4	0,4	0,4	0,4	0,3	0,3

<sup>1</sup> Кискачи В. М., Селективность сигнализации замыканий на землю с использованием высших гармоник токов нулевой последовательности, «Электричество», 1967, № 9.

ется обратной величиной  $k_{\text{чн}}$ , так как  $Q$  не зависит от  $I$ .

Там же для сравнения даны величины  $k'_{\text{чн}}$ , характеризующие параллельное (последовательное) соединение отношения  $S = \frac{k_{\text{чн}}}{k'_{\text{чн}}}$ .

При работе устройства с несколькими ТНП, соединенными по оптимальной схеме, выбор установок сводится к тому, что рассчитанная уставка при  $n=1$  должна быть изменена в сторону увеличения чув-

ствительности в  $\frac{1}{k_{\text{чн}}} = k_{\text{отстр.н}}$  раз в соответствии с данными таблицы.

Полученные результаты были проверены экспериментально при работе устройства сигнализации однофазных замыканий

Тот факт, что на высших частотах  $Z_{\gamma}$  заметно меньше  $Z_{\mu}$ , нашел наибольшее отражение при параллельном соединении ТНП для  $n=2; 3$ . Это условно меньшую потерю чувствительности устройства УСЗ-2/2, что непосредственно следует из формул: (2) — для параллельного соединения ( $n=2; 3$ ) и (6), (12) — в общем случае для смешанного соединения ( $n>3$ ).

Выбор уставок устройства УСЗ-2/2 при  $n$  трансформаторах ТНП также сводится к тому, что уставка, рассчитанная при  $n=1$ , должна быть изменена в сторону увеличения чувствительности в  $\frac{1}{k_{\text{чн}}}$  раз в соответствии с вышеприведенными дан-

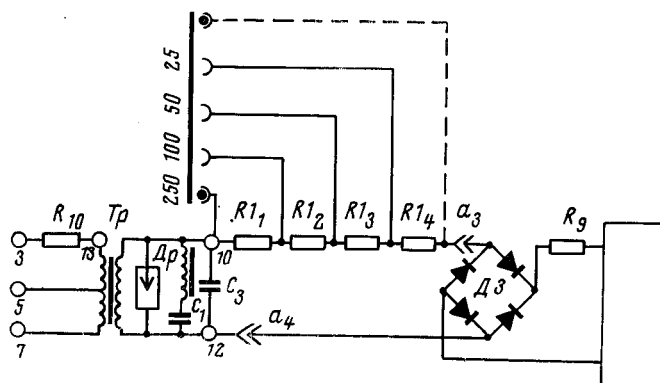


Рис. 3. Принципиальная схема входных цепей устройства УСЗ-2/2.

Пунктиром показан один из способов получения более высокой чувствительности устройства.

ными. При этом значения  $k_{\text{отстр.н}}$ , полученные как обратные величины  $k_{\text{чн}}$ , будут определены с запасом, определяемым большей относительной величиной составляющей основной частоты неповрежденных присоединений (компенсированная сеть).

При необходимости получения более высокой чувствительности устройства УСЗ-2/2, чем на уставке 25 а, это может быть осуществлено и наиболее просто — закорачиванием сопротивления  $R14=7,5 \text{ ком}$  (рис. 3). При этом  $k_{\text{ч}}$  самого устройства на уставке 25 а увеличивается в 2 раза, а  $k_{\text{отстр}}$  уменьшается в 3,5 раза по отношению к уставке 25 а.

При шунтировании сопротивления  $R14=7,5 \text{ ком}$  сопротивлением 1,6 ком (МЛТ-0,5А)  $k_{\text{ч}}$  увеличивается в 1,6 раза, а  $k_{\text{отстр}}$  уменьшается в 2,8 раза по отношению к уставке 25 а. При закорачивании и шунтировании сопротивления  $R14$  остальные параметры соответствуют техническим данным устройства УСЗ-2/2.

# Токовые интегральные характеристики трансформаторов тока в переходных режимах

Канд. техн. наук Э. В. ПОДГОРНЫЙ и инж. А. В. БОГДАН

Новочеркасск

При коммутациях в электрической сети (коротких замыканиях, включении силовых трансформаторов под напряжение) переходные токи в первичной обмотке трансформаторов тока могут иметь аperiodические составляющие. Аperiodические составляющие вызывают значительный рост индукции в сердечнике трансформаторов тока, насыщают его магнитопровод, увеличивают погрешность трансформации и искажают форму вторичного тока.

В установившемся режиме измерительные устройства релейной защиты реагируют на действующее значение тока (реле электромагнитного типа), среднее по модулю (магнитоэлектрическое реле с выпрямителями), 1-ю гармоническую (индукционное реле мощности, сопротивления) и другие интегральные значения тока. Время срабатывания релейных устройств сравнимо с продолжительностью переходных процессов, поэтому необходимо рассмотреть интегральные характеристики переходных токов во вторичной цепи трансформаторов тока с учетом возможного насыщения их магнитопроводов. Очевидно, что при неустановившихся токах их интегральные значения за период будут

изменяться во времени. Расчет интегральных характеристик будем производить по формулам:

аperiodическая составляющая

$$I_a = \frac{1}{T} \int_{t_1}^{t_1+T} i dt; \quad (1)$$

среднее по модулю значение

$$I_{cp} = \frac{1}{T} \int_{t_1}^{t_1+T} |i| dt; \quad (2)$$

действующее значение

$$I = \sqrt{\frac{1}{T} \int_{t_1}^{t_1+T} i^2 dt}; \quad (3)$$

амплитуда 1-й гармонической

$$I_{(1)m} = \sqrt{\left( \frac{2}{T} \int_{t_1}^{t_1+T} i \sin \omega t dt \right)^2 + \left( \frac{2}{T} \int_{t_1}^{t_1+T} i \cos \omega t dt \right)^2}. \quad (4)$$

В (1)–(4)  $t_1$  — начало анализируемого периода переходного процесса,  $t_1+T$  — его конец,  $T$  — продолжительность периода переходного процесса (отрезок интегрирования).

Примем в качестве отрезка интегрирования  $T$  промежуток времени между моментами перехода тока через нулевое значение (рис. 1). В этом случае значение  $T$  для каждого периода переходного процесса несколько меняется. Например, при постоянной времени первичной цепи  $T_1 = 50$  мсек (рис. 1):

Период	1	2	3	4	5
Продолжительность, мсек	22,8	20,8	20,5	20,3	20,2

При исследовании переходных процессов трансформаторов тока пренебрегаем потерями в стали магнитопровода, сопротивления вторичной цепи  $r_2$ ,  $x_2$  считаем линейным, моделирование трансформаторов на АВМ производим по методике [Л. 1]. Погрешности, обусловленные аппроксимацией кривой намагничивания и другими допущениями, при математическом моделировании не превышают 10–15% рассчитываемой величины [Л. 2].

Расчетная схема и схема замещения трансформатора тока приведена на рис. 2. Исходная система уравнений:

$$\left. \begin{aligned} \frac{d\psi}{dt} &= i_2 r_2 + L_2 \frac{di_2}{dt}; \\ i_2 &= i' - i_0; \quad i'_1 = i_1 \frac{\omega_1}{\omega_2}. \end{aligned} \right\} \quad (5)$$

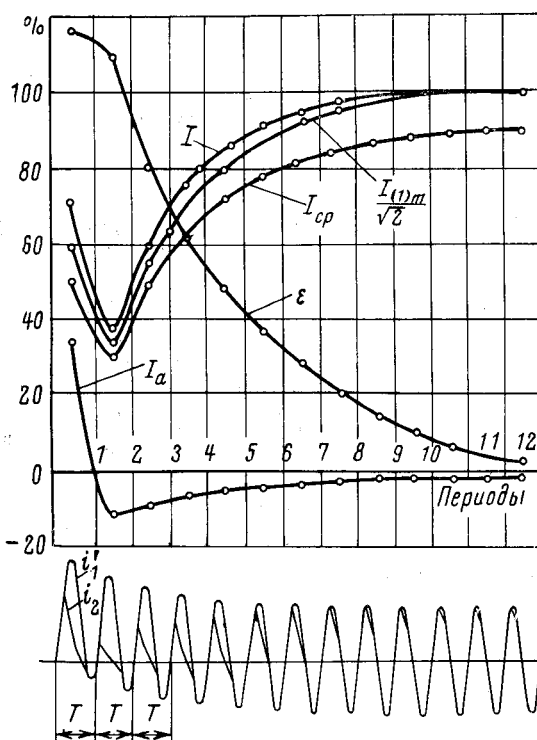


Рис. 1. Интегральные характеристики вторичного тока трансформатора тока и его осциллограмма.

$N_{1m} = 200$  а/см,  $T_1 = 50$  мсек,  $z_{2уд} = 2,1 \cdot 10^{-4}$  ом/см;  $\cos \alpha = 0,8$ . Величины

$I, I_a, I_{cp}, \frac{I(1)m}{\sqrt{2}}$  даны в отношении к  $\frac{I_1 \omega_1}{\omega_2}$ .

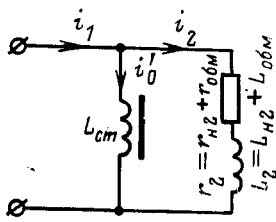


Рис. 2. Трансформатор тока и его схема замещения.

Уравнение (5) при нулевых начальных условиях в интегральной форме записывается в виде:

$$\psi + r_2 \int_0^t i_0 dt + L_2 i_0 = \int_0^t i'_1 r_2 dt + L_2 i'_1. \quad (6)$$

**Потокосцепление идеального трансформатора тока при переходных токах короткого замыкания.** Для идеального трансформатора тока  $i_0=0$  и вторичный ток равен приведенному первичному. Из (6) потокосцепление вторичной обмотки трансформатора тока при фиксации тока в момент его прохождения через нулевое значение, когда  $L_2 i'_1=0$ ,

$$\psi = \int_0^t i_2 r_2 dt = \frac{r_2 Q \omega_1}{\omega_2} \approx \frac{2\pi r_2}{\omega} \sum_1^i I_{ai}, \quad (7)$$

где  $Q$  — заряд, прошедший по первичной обмотке с момента коммутации за время  $t$ ,  $I_{ai}$  — аperiodическая составляющая вторичного тока в  $i$ -й период.

Величины  $\psi$ ,  $Q$  определим из уравнения первичной цепи:

$$L_1 \frac{di_1}{dt} + r_1 i_1 = U_m \sin \omega t.$$

Заряд при коротком замыкании за время  $t$

$$Q_{к.з} = \int_0^t i_1 dt = \frac{U_m}{\omega r_1} (1 - \cos \omega t) - \frac{L_1 i_1}{r_1} \Big|_0^t.$$

Примем, что до коммутации ток нагрузки отсутствовал. Тогда  $L_1 i_1(0)=0$ . При  $t \rightarrow \infty$  период фиксируется в моменты  $\omega t - \varphi_1 = 2k\pi$  ( $k$  — натуральное число), тогда

$$Q_{к.з} = \frac{U_m}{\omega r_1} (1 - \cos \varphi_1); \quad \varphi_1 = \arctg \frac{x_1}{r_1}.$$

Подставляя  $Q_{к.з}$  в (7), находим максимальное потокосцепление вторичной обмотки идеального трансформатора тока:

$$\psi_{к.з} = \frac{U_m}{\omega} \cdot \frac{r_2}{r_1} \cdot \frac{\omega_1}{\omega_2} (1 - \cos \varphi_1). \quad (8)$$

Насыщение сердечника трансформатора может только ограничить значение потокосцепления, поэтому  $\psi_{к.з}$  из (8) является предельным значением потокосцепления вторичной обмотки трансформатора тока любого типа.

**Потокосцепление идеального трансформатора тока при включении силового трансформатора на холостой ход.** Начальное потокосцепление включаемой обмотки силового трансформатора  $\psi_r = \omega s B_r$ , где  $\omega$  и  $s$  — параметры трансформатора,  $B_r$  — остаточная индукция сердечника. Сопротивление трансформатора с ферромагнитным сердечником, работающего на холостом ходу, существенно нелинейно. При отсутствии насыщения сердечника можно

считать, что все напряжение сети приложено к ненагруженному трансформатору. Тогда при синусоидальном напряжении сети  $u = U_m \sin \omega t$  для  $t \rightarrow \infty$ , потокосцепление включаемой обмотки

$$\psi(t) = -\frac{U_m}{\omega} \cos \omega t$$

и заряд, прошедший по первичной обмотке трансформатора тока

$$Q_{бр} = \frac{U_m}{\omega r_1} (1 - \cos \omega t) - \frac{\psi}{r_1} \Big|_0^t = \frac{U_m}{\omega r_1} \left( 1 + \frac{\psi_r \omega}{U_m} \right) = \frac{U_m}{\omega r_1} (1 + \psi_{r*}).$$

Сравнивая  $Q_{бр}$  и  $Q_{к.з}$  и учитывая, что потокосцепление пропорционально заряду (7), получим:

$$\frac{\psi_{бр}}{\psi_{к.з}} = \frac{1 + \psi_{r*}}{1 - \cos \varphi_1}.$$

Для силовых трансформаторов  $\psi_{r*} = 0,45 - 0,55$ . Полагая  $\varphi_1 = 70 - 80^\circ$  ( $\cos \varphi_1 = 0,345 - 0,175$ ),

$\frac{\psi_{бр}}{\psi_{к.з}} = 2,35 - 1,87$ , т. е. максимальное потокосцепление

идеального трансформатора тока при токах включения силовых трансформаторов примерно в 2 раза больше, чем при коротком замыкании.

Изменение потокосцепления за период характеризует скорость перематгничивания сердечника трансформатора тока. Для упрощения анализа пренебрегаем затуханием аperiodических составляющих первичного тока. Тогда приращения за период потокосцепления вторичной обмотки идеального трансформатора тока при переходном процессе короткого замыкания и включении силового трансформатора на холостой ход определяются следующими выражениями:

$$\Delta \psi_{к.з} = \frac{2\pi I_{a2} r_2}{\omega},$$

$$\Delta \psi_{бр} = \frac{i_{\max} r_2 \omega_1}{(A+1) \omega \omega_2} [(2\pi - 2 \arccos A) A + 2 \sqrt{1-A^2}],$$

где  $i_{\max}$  — амплитуда незатухающего первичного тока включения;  $A = (0,1 - 0,35)$  — сдвиг оси синусоидального потока относительно намагниченности насыщения стали [Л. 1]. Полагая

$$i_{\max} \frac{\omega_1}{\omega_2} = I_a,$$

$$\frac{\Delta \psi_{к.з}}{\Delta \psi_{бр}} = \frac{\Delta B_{к.з}}{\Delta B_{бр}} = \frac{\pi (1+A)}{A (\pi - \arccos A) + \sqrt{1-A^2}} = 2,97 - 2,6. \quad (9)$$

Из (9) приращение индукции в сердечнике идеального трансформатора тока за период при переходном процессе короткого замыкания в 2,5—3 раза больше, чем при включении силового трансформатора на холостой ход. Следовательно, магнитопровод защитного трансформатора тока при переходном процессе короткого замыкания насыщается быстрее.

**Аperiodическая составляющая во вторичном токе трансформатора тока.** Из-за насыщения магнитопровода суммарная аperiodическая составляющая

во вторичном токе  $\sum_1^i I_{ai} \approx \frac{\omega\psi}{2\pi r_2}$ , ограничивается мень-

шей величиной  $\psi$ , чем это следует из (8). Существенно, что если сердечник трансформатора тока достигает глубокого насыщения, то апериодический ток во вторичной цепи в течение переходного процесса меняет свое направление (рис. 1).

Более просто определяются апериодические составляющие вторичного тока трансформатора тока при однополярном токе включения в первичной его обмотке. Полагая начальное потокоцепление вторичной обмотки  $\psi(0) = \psi_r$ ,  $i_2(0) = 0$  и заменяя в первом уравнении системы (5) интегрирование суммированием апериодических составляющих по периодам, получим:

$$\sum_1^{i_s} I_{ai} = \frac{\psi_s - \psi_r}{r_2} \cdot \frac{\omega}{2\pi}; \quad \sum_{i_s+1}^{i \rightarrow \infty} I_{ai} = \frac{\psi_{r \max} - \psi_s}{r_2} \cdot \frac{\omega}{2\pi}.$$

Здесь  $i_s$  — период, во время которого потокоцепление вторичной обмотки трансформатора достигает наибольшего значения  $\psi_s$ .

При коротком замыкании отрицательная полуволна переходного тока размагничивает сердечник трансформатора тока и при одинаковых расчетных условиях (равенство активных сопротивлений первичной цепи, равенство максимальных амплитуд переходного тока короткого замыкания и броска намагничивающего тока) для режимов, когда сердечники трансформаторов тока насыщаются, справедливы соотношения:

$$\left. \begin{aligned} \sum_1^{i_s} I_{ai \text{ бр}} &> \sum_1^{n_s} I_{ai \text{ к.з.}}; \\ \left| \sum_{i_s+1}^{i \rightarrow \infty} I_{ai \text{ бр}} \right| &< \left| \sum_{n_s+1}^{n \rightarrow \infty} I_{ai \text{ к.з.}} \right|, \end{aligned} \right\} \quad (10)$$

$n_s$  — период, в который поток в сердечнике трансформатора тока при коротком замыкании достигает наибольшего значения. В общем случае периоды  $i_s$  и  $n_s$  не совпадают. При сочетании неблагоприятных условий  $i_s = n_s = 1$ .

В соответствии с (10) суммарная апериодическая составляющая во вторичном токе трансформатора тока при броске намагничивающего тока во время вхождения в насыщение сердечника трансформатора больше, чем при коротком замыкании, а при выходе из насыщения меньше. Поэтому отстройку защит от переходных процессов путем торможения апериодической составляющей тока целесообразно выполнить таким образом, чтобы реле не реагировало на апериодические составляющие при выходе сердечника трансформатора тока из насыщения. В противном случае возможно значительное увеличение времени срабатывания при переходных токах короткого замыкания. Отстройку реле от переходных токов принято характеризовать кривыми относительного увеличения тока срабатывания в зависимости от коэффициента смещения —

$$\kappa_{\text{см}} = \frac{I_a}{I_{\text{ном}}} \quad [\text{Л. 1}]. \text{ На основании расчетов на АВМ}$$

зависимостей  $\kappa_{\text{см}}(z_2, T_1, B_r)$  установлено, что максимальное значение коэффициента смещения вторичного тока трансформатора при выходе сердечника из насыщения  $\kappa_{\text{см max}} = 0,3$ . Очевидно, что для повышения быстродействия реле защиты не должны тормозиться апериодической составляющей при  $\kappa_{\text{см}} \leq 0,3$ . Дифференциальные реле РНТ, ДЗТ такому требованию удовлетворяют.

**Погрешности и действующее значение вторичного тока.** Работа трансформатора тока характеризуется полной погрешностью:

$$\varepsilon = \frac{100}{I_1} \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T (n_{\text{н}} i_2 - i_1)^2 dt} \quad (11)$$

и токовой погрешностью

$$f = \frac{n_{\text{н}} I_2 + I_1}{I_1}, \quad (12)$$

где  $n_{\text{н}}$  — номинальный коэффициент трансформации. Так как определение селективности релейной защиты производят исходя из величины периодической составляющей тока короткого замыкания, то при расчете переходных погрешностей по (11) и (12) под  $I_1$  будем понимать действующее значение синусоидальной составляющей тока короткого замыкания, а под  $I_2$  — действующее значение несинусоидального вторичного тока.

Токовая и полная погрешности работы трансформатора являются интегральными характеристиками и в переходном режиме изменяются во времени. Зависимость  $\varepsilon(t)$  приведена на рис. 1. В соответствии с (12)  $I_2\% = (100 + f)$ , поэтому кривая  $I$  рис. 1 характеризует и токовую погрешность и действующее значение вторичного тока. На кривых  $I$  и  $I$  рис. 1 токовая погрешность спадает до 10% за время  $2,4 T_1$  (на шестой период), а полная погрешность за время  $4T_1$  (десятый период).

Рассмотрим влияние различных параметров на минимальную величину действующего значения вторичного тока  $I_{2\text{min}}$  и изменение тока  $I_2$  по периодам во времени при максимальной апериодической составляющей тока короткого замыкания в первичной цепи. Расчеты производим в удельных величинах. Удельные токи имеют размерность напряженности магнитного поля:

$$H_1 = \frac{i_1 \omega_1}{l}, \quad H_2 = \frac{i_2 \omega_2}{l}; \quad H_0 = \frac{i_0 \omega_2}{l}, \quad a/\text{см}.$$

Сопротивление вторичной цепи характеризуем величиной  $z_{*} = \frac{z_2}{z_{\text{доп}}}$ , где  $z_{\text{доп}}$  — предельно допустимое со-

противление вторичной цепи, при котором полная погрешность трансформатора тока равна 10%.

Исследования показывают, что насыщение сердечников трансформаторов тока эксплуатируемых защит наступает в первый — четвертый период переходного процесса [Л. 3]. В этот период токовая погрешность максимальна:  $|f_{\text{max}}| = 100 - I_{2\text{min}}\%$ . Для трансформаторов тока с сердечником из холоднокатаной стали  $f_{\text{max}}$  слабо зависит от удельных ампервитков. Наименьшее значение  $I_{2\text{min}}$  имеет при

$$H_{1\text{м}} = \frac{I_{\text{ном}} \sqrt{2} m \omega_1}{l} \sim 200 \text{ а/см},$$



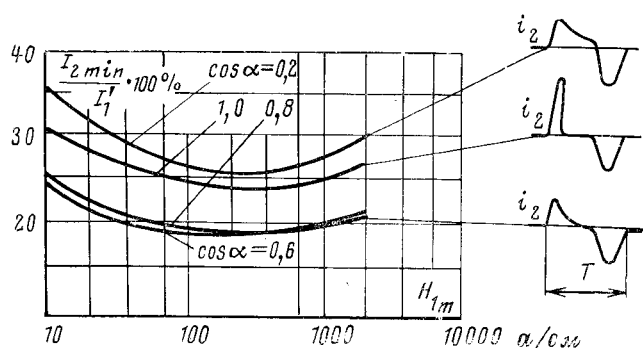


Рис. 3. Минимальная величина действующего значения вторичного тока трансформатора тока при переходном токе короткого замыкания с максимальной апериодической составляющей.

$$T_1 = 100 \text{ мсек}; z_2 = z_{\text{доп}}.$$

где  $m$  — кратность тока короткого замыкания (рис. 3). Уменьшение значения максимальной погрешности при меньших и больших удельных ампервитках обусловлено возрастанием индуктивности ветви намагничивания

$$L_d = \frac{\mu_d s \omega_2^2}{l}, \text{ при малых ампервитках за счет роста } \mu_d,$$

а при больших — вследствие увеличения числа витков  $\omega_2$ . Для трансформаторов с сердечником из горячекатаной стали наименьшее значение  $I_{2\min}$  наблюдается при  $H_{1m} \sim 1000 \text{ а/см}$ . В сильных магнитных полях  $500 \text{ а/см} > H_{1m} > 5 \text{ а/см}$  дифференциальная магнитная проницаемость горячекатаной стали больше, чем холоднокатаной [Л. 4], поэтому минимальное действующее значение вторичного тока для многovitковых трансформаторов тока с сердечником из стали Э-41 и Э-43 больше, чем для сердечников из стали Э-310 и Э-330 [Л. 3].

Для постоянных времени первичной цепи  $T_1 = 50 \div 100 \text{ мсек}$  наибольшую токовую погрешность трансформаторы тока имеют при  $\cos \alpha = 0,6 \div 0,8$ , где  $\alpha$  — угол сопротивления вторичной цепи  $\operatorname{tg} \alpha = \frac{x_{\text{обм}} + x_{\text{нт}}}{r_{\text{обм}} + r_{\text{нт}}}$ . При  $\cos \alpha = 1,0$  действующее значение

вторичного тока трансформатора больше (рис. 3) вследствие его пикообразной формы, при  $\cos \alpha = 0,2$  — за счет меньшего насыщения сердечника, так как магнитопровод насыщается на второй — четвертый период, когда апериодическая составляющая несколько затухает. Уменьшение  $\cos \alpha$  до 0,2 ведет к возрастанию минимального действующего значения вторичного тока в 1,5—2 раза и некоторому увеличению времени выхода магнитопровода трансформатора из насыщения. При преобладающей индуктивной нагрузке уменьшается угловая и фазовая погрешности трансформаторов тока и улучшаются условия работы направленных и фазовых защит. Так как малые  $\cos \alpha$  характерны для защит с одноамперными трансформаторами тока, то одним из мероприятий, способствующих уменьшению переходных погрешностей, является повышение коэффициентов трансформации трансформаторов тока.

Остаточная индукция оказывает существенное влияние на токи в первый период переходного про-

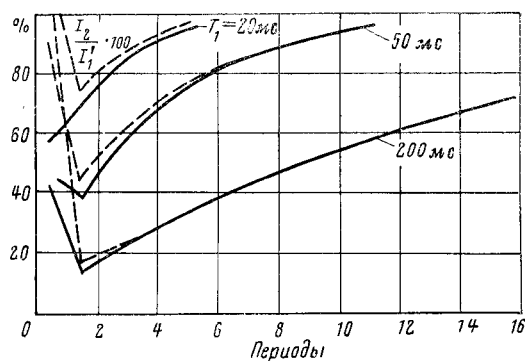


Рис. 4. Изменение во времени действующего значения вторичного тока при различных остаточных индукциях сердечника, апериодическая составляющая тока короткого замыкания максимальна.

$$H_{1m} = 200 \text{ а/см}; z_2 = 0,7 z_{\text{доп}}; \cos \alpha = 0,8; \text{ — } B_r = T; \text{ --- } B_r = -T.$$

цесса (рис. 4). При больших постоянных времени максимальная токовая погрешность имеет наибольшее значение на второй период и незначительно уменьшается в случае остаточной индукции благоприятного знака.

Для трансформаторов тока с идеально прямоугольной характеристикой намагничивания при  $z_2 < z_{\text{доп}}$  его переходная погрешность не зависит от величины сопротивления вторичной цепи, а определяется постоянной времени затухания апериодической составляющей первичного тока  $T_1$  и углом сопротивления вторичной цепи —  $\alpha$ . Реальные трансформаторы с магнитопроводами из холоднокатаной стали имеют характеристику намагничивания, близкую к прямоугольной, и поэтому для них зависимость максимальной токовой погрешности от сопротивления вторичной цепи мала (рис. 5). Кривые рис. 5 характеризуют максимальную токовую переходную погрешность трансформатора тока с сердечником из стали Э-310 при  $H_{1m} = 200 \text{ а/см}$ . В основу построения расчетной кривой намагничивания положены данные ГОСТ-802-58. Если  $H_{1m}$  отличается от  $200 \text{ а/см}$ , а  $\cos \alpha$  от 0,8, то величина  $f_{\max}$  корректируется по данным рис. 3. В соответствии с кривыми рис. 5 зависимость  $f_{\max}$  от величины нагрузки следует учитывать при  $z_{2*} < 0,2 \div 0,3$ . При  $T_1 > 50 \text{ мсек}$  и предельно допустимой нагрузке трансформаторы тока работают с погрешностью 65—95%. В настоящее время учет переходных про-

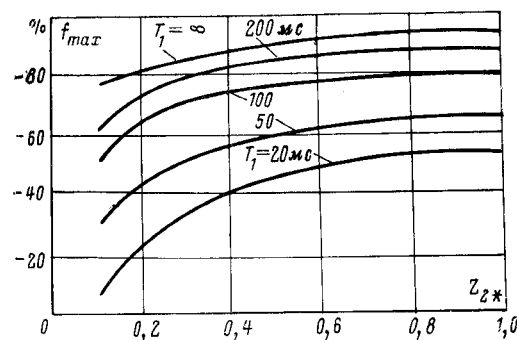


Рис. 5. Расчетные кривые для определения максимальной погрешности трансформатора тока с сердечником из холоднокатаной стали при переходных токах коротких замыканий ( $\cos \alpha = 0,8$ ).

цессов при выборе нагрузки трансформатора тока производится с помощью коэффициентов, повышающих расчетную кратность тока короткого замыкания. При этом сопротивление вторичной цепи трансформатора тока снижается в 1,5–2 раза. Как видно из рис. 5, подобное мероприятие при больших  $T_1$  дает незначительное уменьшение максимальной величины переходной погрешности и не может быть рекомендовано.

Опытами с физическими моделями трансформаторов тока было установлено, что зависимость токовой погрешности от коэффициента смещения для достаточно больших сопротивлений вторичной цепи  $z_2 = (0,3–1,0)$   $z_{доп}$  близка к линейной  $f = k_{см}$ .

При переходном токе короткого замыкания, изменяющемся по закону  $i = I_m \left( e^{\frac{-t}{T_1}} - \cos \omega t \right)$ , значение

коэффициента смещения от периода к периоду изменяется по экспоненте  $k_{см} = \sqrt{2} e^{-\frac{t_i}{T_1}}$ , где  $t_i = 10, 30 \dots$  мсек — середина рассматриваемого периода. В связи с этим после периода наибольшего насыщения магнитопровода изменение токовой погрешности трансформатора тока также можно описать формулой, включающей экспоненциальную зависимость.

На основании обработки расчетов, полученных на АВМ, предлагаются следующие выражения для определения изменения во времени действующего значения тока и токовой погрешности трансформатора тока в переходном режиме:

$$I_2^0 = I_{2\min}^0 + (100 - I_{2\min}^0) \left( 1 - e^{-\frac{t_i - t_s}{T_1 + 4T_2}} \right); \quad (13)$$

$$f = f_{\max} e^{-\frac{t_i - t_s}{T_1 + 4T_2}}, \quad t \geq t_s, \quad (14)$$

где  $T_2 = \frac{L_2}{r_2}$  — постоянная времени вторичной цепи;

$t_s$ ,  $t_i$  — время, отсчитанное от начала переходного процесса до середины периода наибольшего насыщения сердечника трансформатора тока и середины рассматриваемого периода соответственно; при  $\cos \alpha = 1,0–0,6$  для простоты рекомендуется принимать  $t_s = 10$  мсек при  $T_1 \leq 40$  мсек и  $t_s = 30$  мсек при  $T_1 > 40$  мсек,  $t_i = 10, 30, 50, \dots$  мсек. Если  $\cos \alpha = 0,4–0,2$  и нагрузка мала, то к  $t_s$  следует прибавлять 20–40 мсек.

При сопротивлении вторичной цепи  $z_2 = (0,4–1,0) z_{доп}$ ,  $\cos \alpha = 1,0–0,6$  для второго и последующего периода вместо (14) можно применять упрощенную формулу:

$$f = -100 e^{-\frac{t_i}{T_1 + 4T_2}}. \quad (15)$$

Опыты на физических моделях трансформаторов тока с сердечниками их холоднокатаной стали показали, что абсолютная погрешность расчета по (13) при определении действующего значения переходного вторичного тока  $\Delta f = |I_{2\text{ физ. мод}} - I_{2\text{ расч}}|$  составляет: при  $z_{2*} = 0,2$   $\Delta f < 5\%$ , при  $z_{2*} = 1,0$   $\Delta f < 3\%$ . При использовании формулы (15) абсо-

лютная погрешность расчета увеличивается: при  $z_{2*} = 0,4$   $\Delta f < 10\%$ ; при  $z_{2*} = 1$   $\Delta f < 5\%$ . Таким образом, с учетом рекомендаций [Л. 2] границами применимости формул (13) и (14) можно считать  $H_{1m} > 10$  а/см,  $0,2 \leq z_{2*} \leq 1,0$ .

**Первая гармоника и среднее по модулю значение вторичного тока.** Интегральные характеристики  $I_{(1)m}$ ,  $I_{ср}$  [формулы (4) и (2)] изменяются по периодам так же, как и действующее значение тока (рис. 1). Поэтому приближенно  $I_{(1)m}$ ,  $I_{ср}$  можно рассчитывать по формулам, подобным (13)–(15) с учетом относительного содержания 1-й гармонической и коэффициента формы вторичного тока трансформатора при насыщении его сердечника апериодической составляющей тока короткого замыкания.

Относительная величина 1-й гармонической  $I_{(1)m}^0 / I_0 = \frac{I_{(1)m}}{\sqrt{2} I_1} \cdot 100$  и коэффициент формы  $k_\Phi = \frac{I_{ср}}{I_2}$  переходного вторичного тока трансформатора, рассчитанные на АВМ, приведены в табл. 1 и 2.

Таблица 1

$ f $ , %		70	60	50	40	30	20
$\cos \alpha$	1,0	18,5	27	36,5	47,5	59	72
	0,8	25,5	35	44,5	55	65	77
	0,2	27	36,5	46,5	57	68	78,5

Таблица 2

$ f $ , %		80	70	60	50	40	30	20
$\cos \alpha$	1,0	1,53	1,47	1,4	1,36	1,29	1,22	1,16
	0,8	1,33	1,28	1,24	1,2	1,17	1,12	1,11
	0,2	1,30	1,26	1,22	1,18	1,13	1,1	1,09

Примечание. Табл. 1 и 2 рассчитаны для трансформаторов тока с сердечниками из холоднокатаных сталей при  $H_{1m} = 200$  а/см. Применение их данных для других  $H_{1m}$  в диапазоне 100–1000 а/см приведет к небольшой дополнительной погрешности.

**Пример.** Рассчитать интегральные характеристики вторичного тока трансформатора тока ТФНД-220-600/5 при переходном процессе короткого замыкания.

Исходные данные для расчета:  $m = 15$ ;  $T_1 = 60$  мсек;  $z_{нг} = 1,5$  ом;  $\cos \varphi_{нг} = 0,8$ ;  $B_r = +1,07$ ; параметры трансформатора тока [Л. 5]:  $I_{ном} = 600$  а;  $\omega_1 = 4$ ;  $\omega_2 = 479$ ;  $l = 156$ ;  $s = 16,5$  см<sup>2</sup>;  $r_{обм} = 0,54$  ом;  $x_{обм} = 1$  ом, вольт-амперная характеристика снижена,  $\Delta U = -10\%$ .

Определяем сопротивление вторичной цепи

$$r_2 = r_{обм} + r_{нг} = 1,74 \text{ ом};$$

$$x_2 = x_{обм} + x_{нг} = 1,9 \text{ ом};$$

$$z_2 = \sqrt{r_2^2 + x_2^2} = 2,58 \text{ ом}.$$

Определяем значение  $T_2$  и  $\cos \alpha$ :

$$T_2 = \frac{x_2}{\omega r_2} = 3,48 \text{ мсек}; \quad \cos \alpha = \frac{r_2}{z_2} = 0,675.$$

Определяем  $H_{1m}$

$$H_{1m} = \frac{I_{ном} \omega_1 m \sqrt{2}}{l} = 327 \text{ а/см}.$$

Допустимое сопротивление нагрузки для  $\varepsilon = 10\%$  находим по методике [Л. 5]:

1.  $0,1 H_1 = 23,2$  а/см.

2. По кривым [Л. 5] находим удельную э. д. с.

$$E' = 42 \frac{\text{мВ}}{\text{см}^2 \cdot \text{виток}}.$$

Таблица 3

Период	2	3	4	5	6	7	8	Примечание
f , %	67	51	39	29,7	22,8	17,2	13,2	Расчет по (14) Расчет по (15) ABM
	66,5	51	38,8	29,6	22,6	17,1	13,2	
	68	52	37	28	19	15	11,5	
$\frac{I_{(1)m}}{V\sqrt{2}I_1} \cdot 100$	28,4	45,5	58,4	68,4	76,6	80,9	85,9	Табл. 1 и (14) ABM
	30,3	44,7	56	66	73,5	80	84	
$\frac{I_{cp}}{I_1} \cdot 100$	26,2	40,8	52,5	62,5	69,5	74,5	78,5	Табл. 2 и (14) ABM
	26,8	40,5	53,2	63	71	77	80	

3. Так как вольт-амперная характеристика снижена на 10%, то

$$E'_{\text{расч}} = E' - 0,1E' = 37,8 \frac{\text{МВ}}{\text{см}^2 \cdot \text{виток}}.$$

#### 4. Допустимое сопротивление вторичной цепи

$$z_{\text{доп}} = \frac{E'_{\text{расч}} \omega_z S}{1000 I_z \cdot 0.95} = 4,18 \text{ см.}$$

Здесь коэффициент 0,95 учитывает снижение вторичного тока на 5% при  $\epsilon=10\%$  и  $\cos \alpha=0,675$ .

Относительное сопротивление вторичной цепи

$$z_{2*} = \frac{z_2}{z_{\text{non}}} = 0,615.$$

Согласно кривым рис. 3 минимальное значение вторичного тока трансформатора тока для  $H_{1m}=327$  а/см и  $\cos \alpha=0,7$  практически совпадает с током для  $H_{1m}=200$  а/см и  $\cos \alpha=0,8$ , поэтому  $f_{\max}$  определяем по кривым рис. 5, без дополнительных поправок  $f_{\max}=-67\%$ .

Время  $t_s$  принимаем равным 30 мсек.

Токовую погрешность определяем по выражению:

$$f = -67e^{-\frac{t-30}{74}}.$$

Результаты расчета сведены в табл. 3. Там же для сравнения даны результаты расчета токовой погрешности по (15) и на АВМ.

Действующее значение 1-й гармонической вторичного тока трансформатора в период наибольшего насыщения сердечника находим из табл. 1. Так как процентное содержание 1-й гармонической в переходном токе для вторичной цепи с  $\cos \alpha = 0.8$  и  $0.2$  меняется незначительно, а для расчетной

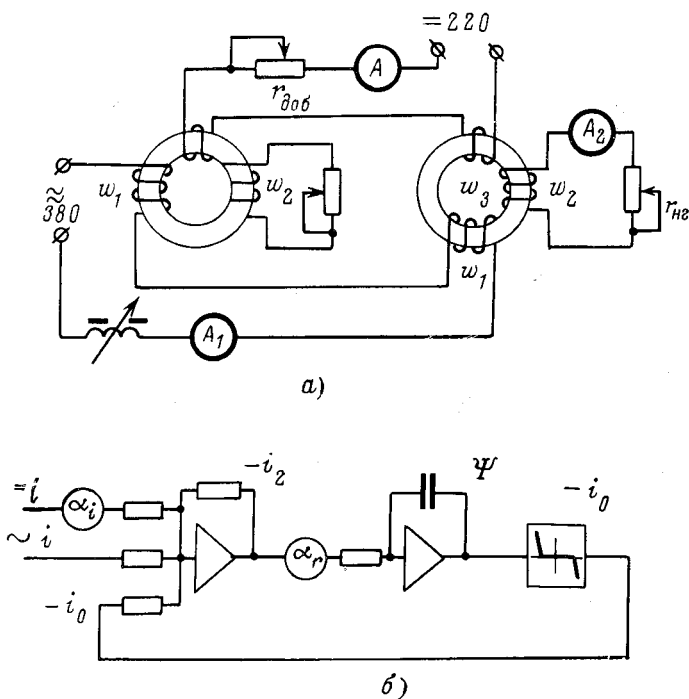


Рис. 6.

цепи  $\cos \alpha = 0,675$ , то пользуясь данными табл. 1, для  $\cos \alpha = 0,8$  имеем при  $|f_{\max}| = 67\%$ ,  $I_{(1)m}\% = 35 - 9,5 \cdot 0,7 = 28,4\%$ . Расчетное выражение для вычисления 1-й гармоники

$$I_{(1)m} \% = 28,4 + 71,6 \left( 1 - e^{-\frac{t-30}{74}} \right).$$

Для определения среднего по модулю значения вторичного тока имеем:

$$\frac{I_{cp}}{I_1} \cdot 100 = \frac{I_{cp}}{I_2} \cdot \frac{I_2}{I_1} \cdot 100 = \frac{100 + f}{k_{\Phi}}.$$

Значения  $k_{\Phi}$  определяем для заданной токовой погрешности из табл. 2. Для сравнения результатов расчетов по двум последним формулам в табл. 3 приведены значения 1-й гармонической и среднего по модулю значения, вычисленные на АБМ.

**Приложение.** Экспериментальная проверка результатов расчетов по предлагаемой методике проводилась следующим образом.

1. На физической модели трансформатора тока с параметрами  $s=3,2 \text{ см}^2$ ;  $l=35 \text{ см}$ ;  $\omega_1=\omega_2=\omega_3=200$ ; сталь Э-330,  $I_1=6 \text{ а}$  по схеме рис. 6а амперметрами электромагнитной системы типа Э-59 были измерены погрешности трансформации.

Таблица 4

$k_{\text{см}}$	0,2	0,4	0,6	0,8	1,0	1,1	1,2	Примечание
$z_2 = z_{\text{ноп}}$	90 89,5 85,8	75 76,2 71,6	59,2 59,5 57,5	45 44,5 43,3	31,1 30,4 29	25,8 24,2 22,1	19,5 19,3 15,1	Опыт АВМ $I_2 = 100 \left(1 - \frac{k_{\text{см}}}{\sqrt{2}}\right) \%$
$z_2 = 0,4z_{\text{ноп}}$	93 91 85,8	80 79 71,6	66,6 64 57,5	50 50 43,3	37,4 38 29	29,9 32 22,1	24 27,3 15,1	Опыт АВМ $I_2 = 100 \left(1 - \frac{k_{\text{см}}}{\sqrt{2}}\right) \%$
$z_2 = 0,2z_{\text{ноп}}$	94 92 85,8	86,6 82,5 71,6	71 69 57,5	56,7 57 43,3	44,2 45,5 29	37,4 40,8 22,1	31,2 36,2 15,1	Опыт АВМ $I_2 = 100 \left(1 - \frac{k_{\text{см}}}{\sqrt{2}}\right) \%$

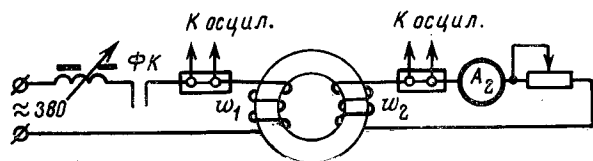


Рис. 7.

торов тока при различных величинах тока подмагничивания сердечника. Величина подмагничивания характеризовалась

$k_{см} = \frac{I_{см}}{I}$ . Значение вторичного тока в процентах к первичному приведено в табл. 4.

2. Кривая намагничивания реального сердечника физической модели трансформатора тока аппроксимировалась десятью участками и работа трансформатора с подмагничиванием моделировалась на АВМ (рис. 6,б):

$$\alpha_r = r_2 \frac{m_i m_t}{m_{\phi}}; \alpha_i = \frac{k_{см}}{\sqrt{2}}.$$

Данные расчета на АВМ, а также по формуле с использованием  $k_{см}$  сведены в табл. 4.

3. Дополнительно путем расшифровки осциллограмм и сопоставлением с расчетом по формулам (13)—(15) оценивалась погрешность динамического моделирования.

Таблица 5

Действующее значение вторичного тока в процентах к синусоидальному первичному

$z_{2*}$	Второй период	Седьмой период	Примечание
1,0	29,3	72,2	Опыт
	27	73,4	По (13)
0,4	26	72,7	$I_2 = 100 (1 - e^{-\frac{t-30}{100}}) \%$
	32,8	76,4	Опыт
	33	75,5	По (13)
0,2	26	72,7	$I_2 = 100 (1 - e^{-\frac{t-30}{100}}) \%$
	39,8	80,5	Опыт
	43	79,2	По (13)
	26	72,7	$I_2 = 100 (1 - e^{-\frac{t-30}{100}}) \%$

Таблица 6

Абсолютная погрешность расчета  $\Delta f = (I_{2\text{опыт}} - I_{2\text{расч}}) \%$

$z_{2*}$	По данным табл. 4		По данным табл. 5			
	АВМ	по (15)	Второй период		Седьмой период	
			по (13)	по (15)	по (13)	по (15)
1,0	1,6	4,4	2,3	3,3	1,2	0,5
0,4	3,3	8,9	0,2	6,8	0,9	3,7
0,2	5	16,1	3,2	13,8	1,3	7,8

Осциллограммы были получены при испытании по схеме рис. 7. Параметры физической модели трансформатора тока те же, что и в предыдущем опыте. Коммутация в схеме рис. 7 осуществлялась с помощью фазовключающего устройства (контакты ФК). Первичный ток имел параметры  $I_1 = 6$  а,  $T_1 = 100$  мсек. Допустимое сопротивление вторичной цепи  $r_{доп}$

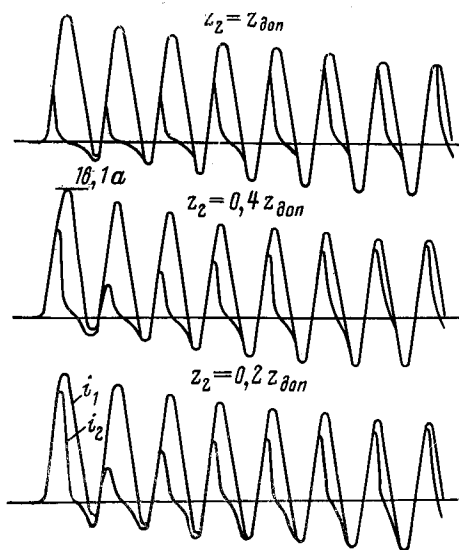


Рис. 8.

подбиралось экспериментально. Сердечник трансформатора предварительно намагничивался постоянным током для создания остаточного потока неблагоприятного знака.

Копии осциллограмм приведены на рис. 8, а результаты их расшифровки и сопоставление с расчетом — в табл. 5. Из табл. 4 и 5 максимальные абсолютные погрешности при определении тока  $I_2$  сведены в табл. 6.

**Выводы.** 1. Максимальные значения апериодических составляющих в токе и потоке идеального трансформатора тока при однополярных токах включения силовых трансформаторов примерно в 2 раза больше, чем при переходном процессе короткого замыкания; максимальное приращение индукции за период при коротком замыкании в 3—2,5 раза больше, чем при однополярных токах включения.

2. Минимальный коэффициент смещения тока, при котором целесообразно торможение реле апериодической составляющей переходного тока короткого замыкания, должен быть больше 0,3.

3. Применение коэффициентов, повышающих расчетную кратность тока короткого замыкания с целью учета переходного режима при выборе нагрузок трансформаторов тока, нецелесообразно.

4. Изменение действующего значения, среднего по модулю, 1-й гармонической вторичного тока трансформатора тока и соответствующих им погрешностей при переходном режиме короткого замыкания после периода наибольшего насыщения сердечника трансформатора тока описывается формулами, включающими экспоненциальные функции.

#### ЛИТЕРАТУРА

- Дроздов А. Д., Электрические цепи с ферромагнитными сердечниками в релейной защите, изд-во «Энергия», 1966.
- Подгорный Э. В. и Хлебников С. Д., О выборе расчетной характеристики намагничивания трансформаторов тока в переходных режимах, «Электричество», 1966, № 9.
- Дроздов А. Д. и Подгорный Э. В., О требованиях к трансформаторам тока релейной защиты с учетом переходных процессов, «Электрические станции», 1971, № 2.
- Сирота И. М., Переходные режимы работы трансформаторов тока, изд-во АН УССР, 1961.
- Справочник по релейной защите под редакцией М. А. Берковича, Госэнергоиздат, 1963.

[15.6.1971]



# Моделирование на ЦВМ частотных характеристик линии при расчете переходных процессов волновым методом

А. И. СТУПЕЛЬ, Ю. Н. ЛЬВОВ и Л. С. ЛЕВИНА

Москва

Расчеты переходных процессов в системах сверхвысокого напряжения и сравнение результатов этих расчетов с экспериментальными указывают на необходимость учета зависимости параметров линии от частоты. В связи с этим при расчетах на ЦВМ предлагается непосредственно использовать частотные методы (интеграл Фурье) или интеграл Дюамеля, переходная функция для которого вычислена с помощью интеграла Фурье [Л. 1]. Однако эти методы применимы лишь для линейных систем, структура которых не изменяется во времени. Электрические системы не соответствуют этим условиям — в течение переходного процесса происходит включение и отключение выключателей, обрывы и короткие замыкания фаз, пробой разрядников с нелинейными сопротивлениями, насыщение трансформаторов и т. п.

Кроме того, предлагаемые методы имеют чисто вычислительные недостатки. При вычислении интеграла Дюамеля для фиксированного момента времени  $t_k$  нельзя использовать результаты вычислений на предыдущих шагах и каждый раз расчет нужно проводить с начального момента времени  $t=0$ .

Это приводит к большим затратам машинного времени и резкому увеличению объема информации с возрастанием текущего времени  $t$ . Использование интеграла Фурье дает возможность выделить гармонические составляющие переходного процесса. Однако этот способ страдает тем недостатком, что при заданном шаге расчета по частоте могут быть пропущены гармонические колебания, характерные для некоторых процессов. С другой стороны, суммирование большого числа «несущественных» гармоник может оказаться излишним.

Указанные методы не позволяют также построить универсальную программу, пригодную для любой схемы соединения линий. Этими недостатками не обладает волновой метод [Л. 2]. Однако учет частотных характеристик линии при моделировании ее волновым методом вызывает известные трудности. Одному из возможных путей преодоления этих трудностей посвящена настоящая статья.

Распространение волн по каналам линии полностью характеризует частотная передаточная функция канала  $K(j\omega) = e^{-\gamma x}$ . Кроме передаточной функции необходима для определения отраженной волны частотная характеристика волнового сопротивления  $Z_c(j\omega)$ .

Практически частотные характеристики линий  $K(j\omega)$  и  $Z_c(j\omega)$  задаются дискретным рядом точек и могут быть выражены в виде модуля и угла параметра в зависимости от частоты. Такой способ задания параметров используется при расчетах переходных процессов частотными методами и становится непригодным при переходе к волновой методике, для которой полная информация о токах и напряжениях передается с помощью чисел, следующих друг за другом через определенный интер-

вал времени. Поэтому следует перейти от частотных характеристик параметра к эквивалентной передаточной функции  $K(p)$  и отвечающей ей системе дифференциальных уравнений. Иногда удобно реализовать аналитическое выражение передаточной функции системы реальными пассивными элементами электрической цепи.

Наиболее просто это осуществить для функций минимально-фазового типа, для которых между амплитудно-частотной и фазо-частотной характеристиками существует взаимно-однозначное соответствие [Л. 3].

Однако реальная передаточная функция  $K(j\omega)$  не принадлежит к числу функций минимально-фазового типа, так как для нее не выполняется основное условие, при котором существует однозначная связь между амплитудно- и фазо-частотными характеристиками. Это условие записывается следующим образом:

$$\lim_{\omega \rightarrow \infty} \frac{\ln K(j\omega)}{j\omega} = -\lim_{\omega \rightarrow \infty} \frac{-V[R(\omega) + j\omega L(\omega)](G + j\omega C)}{j\omega} x = -\frac{1}{c_v} x, \quad (1)$$

где  $c_v$  — скорость света.

Как указано в [Л. 3] для функций минимально-фазового типа выражение (1) должно стремиться к нулю.

Если реальную передаточную функцию канала

$K(j\omega)$  умножить на операторы  $e^{-j\frac{\omega}{c_v}x}$  и  $e^{j\frac{\omega}{c_v}x}$ , то ее можно записать в виде:

$$K(j\omega) = e^{-j\frac{\omega}{c_v}x} K^*(j\omega), \quad (2)$$

где  $e^{-j\frac{\omega}{c_v}x}$  — оператор запаздывания волны по линии, соответствующей линии без потерь;  $K^*(j\omega) = K(j\omega) e^{j\frac{\omega}{c_v}x}$  — оператор, создающий эквивалентное затухание и искажение волны.

Распространение волн по каналам линии можно представить следующим образом: волны проходят без искажения и затухания расстояние от начала до конца канала и попадают на вход элемента, имеющего передаточную функцию  $K^*(j\omega)$ , которая принадлежит к числу функций минимально-фазового типа. Действительно,

$$\begin{aligned} \lim_{\omega \rightarrow \infty} \frac{\ln K^*(j\omega)}{j\omega} &= \lim_{\omega \rightarrow \infty} \frac{-\gamma(j\omega)x + j\frac{\omega}{c_v}x}{j\omega} = \\ &= \lim_{\omega \rightarrow \infty} \frac{-j\frac{\omega}{c_v}x + j\frac{\omega}{c_v}x}{j\omega} = 0. \end{aligned} \quad (3)$$

Для функций минимально-фазового типа фазо-частотная характеристика может быть однозначно определена по амплитудно-частотной характеристике.

Если частотный параметр линии задать в виде функции:

$$K^*(j\omega) = A(\omega) e^{j\theta(\omega)}, \quad (4)$$

где  $A(\omega)$  — амплитудное значение частотного параметра, а  $\theta(\omega)$  — фазовый угол, и выражение (4) прологарифмировать, то получим:

$$\ln K^*(j\omega) = \ln A(\omega) + j\theta(\omega). \quad (5)$$

Обычно вместо логарифмической амплитудно-частотной характеристики (ЛАЧХ)  $\ln A(\omega)$  принимается пропорциональная ей величина  $L(\omega)$ , выражения в децибеллах:

$$L(\omega) = 20 \lg A(\omega).$$

Как известно ЛАЧХ может быть аппроксимирована стандартными ЛАЧХ звеньев  $(j\omega T + 1)$  и  $\left(\frac{1}{j\omega T + 1}\right)$  [Л. 4].

Аппроксимацию амплитудно-частотных характеристик линии можно осуществить с применением шаблонов частотных характеристик звеньев  $Tj\omega + 1$  и  $\frac{1}{Tj\omega + 1}$ .

С помощью шаблонов этих звеньев аппроксимируется ЛАЧХ и одновременно контролируется логарифмическая фазо-частотная характеристика (ЛФЧХ) реальной частотной передаточной функции  $K(j\omega)$ . При этом асимптотическая ЛАЧХ представляет собой ломаную линию, состоящую из отрезков прямых линий с единичными наклонами — 20 дБ/декаду или кратными единичному наклону и участков прямых, параллельных оси абсцисс. В результате получаем передаточную функцию в виде отношения произведений полиномов:

$$K^*(j\omega) = \frac{K(0) \prod_{i=1}^n (T_{2i}j\omega + 1)}{\prod_{i=1}^{n+1} (T_{2i-1}j\omega + 1)}. \quad (6)$$

Здесь  $T_i = \frac{1}{\omega_i}$  — точки излома асимптотической ЛАЧХ;

$K(0) = e^{-\sqrt{R(0)G}x}$ , где  $R(0)G$  — значения удельного омического сопротивления проводов фазы ВЛ и удельной активной проводимости;  $x$  — длина канала линии.

Заменив в (6)  $j\omega$  на  $p$  получим передаточную функцию, связывающую волну, прошедшую канал линии без потерь с реальной искаженной и затухающей волной, которая легко включается в схему расчета переходных процессов волновым методом.

Иногда удобно реализовать  $K(p)$  системы реальными элементами  $RC$ . Выражение (6) является произведением сомножителей трех типов:

$$K; \frac{1}{T_{2i-1}j\omega + 1}; \frac{T_{2i}j\omega + 1}{T_{2i-1}j\omega + 1}.$$

Сомножитель  $K$  моделируется звеном, состоящим из двух последовательно соединенных активных сопротивлений. Сомножитель типа  $\frac{1}{T_{2i-1}j\omega + 1}$  реализуется

в виде звена  $RC$ , входом которого являются свободные зажимы последовательно соединенных элементов, а выходом — напряжения на емкости. Параметры звена определяются соотношением:  $\tau_{RC} = T_{2i-1} = RC$ .

Сомножитель  $\frac{T_{2i}j\omega + 1}{T_{2i-1}j\omega + 1}$  реализуется также звеном

типа  $RC$ , состоящим из трех последовательно включенных элементов  $R$ ,  $R_0$  и  $C$ . Выходом звена является напряжение на элементах  $R_0C$ . Параметры звена связаны следующими условиями:

$$\tau_{R_0C} = T_{2i} = R_0C; \\ \tau_{RC} = T_{2i-1} - T_{2i} = RC.$$

При моделировании волнового сопротивления  $Z_c(j\omega)$  предварительно определяется минимальная активная составляющая волнового сопротивления канала  $Z_c(\infty)$ , соответствующая линии без потерь. Величина  $Z_c(\infty)$  является действительным числом, которое можно моделировать активным сопротивлением.

Минимально — фазовая функция  $Z_c(j\omega) - Z_c(\infty)$  аппроксимируется с помощью логарифмических частотных характеристик звеньев  $Tj\omega + 1$  и  $\frac{1}{Tj\omega + 1}$  методом, изложенным выше.

Аналитическое выражение волнового сопротивления  $Z_c(j\omega)$  запишется следующим образом:

$$Z_c(j\omega) = \frac{m \prod_{i=1}^n (T_{2i}j\omega + 1)}{\prod_{i=1}^{n+1} (T_{2i-1}j\omega + 1)} + Z_c(\infty), \quad (7)$$

где

$$m = \sqrt{\frac{R(0)}{G}} - Z_c(\infty).$$

Функция (7) обладает следующими свойствами: функция рациональная с простыми полюсами, ограниченными отрицательной действительной осью (находящихся в левой полуплоскости); вычеты  $Z_c(j\omega)$  во всех полюсах положительны; в бесконечности нет полюса.

Перечисленные свойства являются необходимыми и достаточными условиями реализации  $Z_c(j\omega) - Z(\infty)$  сопротивлением двухполюсника типа  $RC$ . Функция  $RC$  может быть реализована по Форстеру с помощью разложения на простые дроби [Л. 5]:

$$Z_c(j\omega) = \sum_{i=1}^{n+1} \frac{k_i}{T_{2i-1}j\omega + 1} + Z_c(\infty), \quad (8)$$

где  $k_i$  — вычеты рациональной функции в простых полюсах.

Значения элементов двухполюсника  $RC$  равны:

$$R_i = k_i; C_i = T_i/k_i.$$

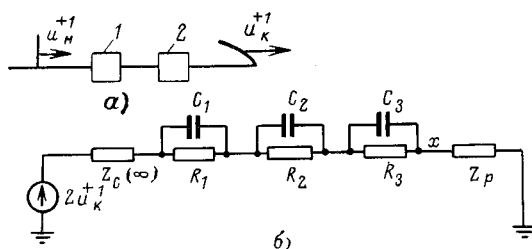


Рис. 1.

Таким образом, распространение волн по каналам симметричной линии представляется расчетной блок-схемой, показанной на рис. 1. Эта схема отражает реальную передаточную функцию:

$$K(j\omega) = \frac{u_k^+}{u_n^+},$$

где  $u_n^+$ ;  $u_k^+$  — напряжение волн в начале и конце канала линии.

В блок-схеме на рис. 1, а показано: 1 — элемент запаздывания волны по линии, соответствующей линии без потерь; 2 — цепочки RC, создающие эквивалентное затухание и искажение волны. Напряжение на выходе является действительным напряжением волны в конце канала линии. Это напряжение набегают с волнового сопротивления  $Z_c(j\omega)$  на узел в конце линии (рис. 1, б).

Примеры построения передаточной функции и волнового сопротивления нулевого канала приведены в приложении.

В литературе известны методы эквивалентирования частотных характеристик линий.

Первоначально способ приближенного представления переходной функции нулевого канала с помощью двух одинаковых цепочек RC для расчета переходных процессов в линии был дан в [Л. 2]. Предлагаемый метод дает возможность более просто и точно получать параметры соответствующих ячеек с помощью логарифмических амплитудно- и фазо-частотных характеристик как передаточной функции, так и волнового сопротивления каналов линии.

В [Л. 6 и 7] рассмотрен один из возможных методов подбора эквивалентных схем RL для учета поверхностного эффекта в земле. В этом методе на каждом шаге расчета применяются эквивалентные RL-ячейки, что позволяет выполнять расчеты переходных процессов в линии с учетом распределенного характера короны. Однако в ряде случаев

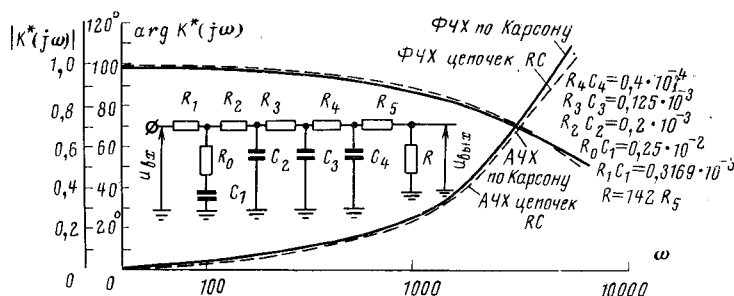


Рис. 3.

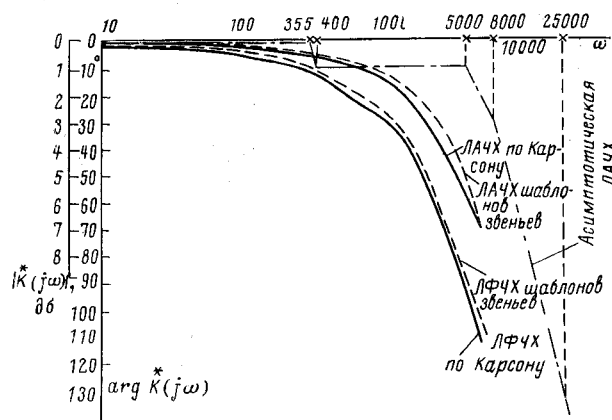


Рис. 2.

корона не оказывает существенного влияния на характер процесса и тогда предлагаемый метод вычисления эквивалентных параметров конца канала линии приводит к существенному сокращению времени при расчетах на ЦВМ.

**Приложение.** Рассмотрим в качестве примера построение передаточной функции  $K(j\omega)$  двухпроводной линии передачи постоянного тока для участка протяженностью 500 км (рис. 2).

Для расчета волновых процессов в двухпроводной линии электропередачи удобна система координат I и II [Л. 8], в которой по каналу I распространяются составляющие в системе «провод — провод», а по каналу II в системе «провод — земля». Матрицы преобразования фазных координат в симметричные координаты I и II следующие:

$$S_u = \begin{vmatrix} 1 & 1/2 \\ 1 & -1/2 \end{vmatrix} \quad S_i = \begin{vmatrix} 1/2 & 1 \\ 1/2 & -1 \end{vmatrix}$$

Коэффициенты распространения, волновые сопротивления и передаточные функции каналов рассчитываются по формулам:

$$\begin{aligned} \gamma'(j\omega) &= \sqrt{Y'Z'}; & \gamma''(j\omega) &= \sqrt{Y''Z''}; \\ Z'_c(j\omega) &= \sqrt{\frac{Z'}{Y'}}; & Z''_c(j\omega) &= \sqrt{\frac{Z''}{Y''}}; \\ K'(j\omega) &= e^{-\gamma'(j\omega)x}; & K''(j\omega) &= e^{-\gamma''(j\omega)x}, \end{aligned}$$

где  $\begin{vmatrix} Z' \\ Z'' \end{vmatrix} = S_u^{-1} \begin{vmatrix} Z_{11} & Z_{12} \\ Z_{21} & Z_{22} \end{vmatrix} S_i$  — продольные сопротивления каналов;

$\begin{vmatrix} Y' \\ Y'' \end{vmatrix} = S_i^{-1} \begin{vmatrix} Y_{11} & Y_{12} \\ Y_{21} & Y_{22} \end{vmatrix} S_u$  — поперечные проводимости каналов.

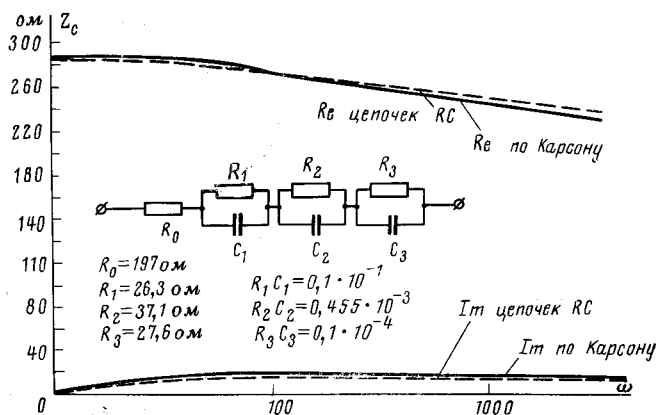


Рис. 4.

$f, \text{гц}$	$\tilde{K}''(j\omega)$		$Z''_c(j\omega)$		$f, \text{гц}$	$\tilde{K}''(j\omega)$		$Z''_c(j\omega)$	
	амплитуда	фаза	Re	Im		амплитуда	фаза	Re	Im
5	0,993	$-1^\circ 27'$	283	-17	100	0,907	$-18^\circ 44'$	248	-17
10	0,988	$-2^\circ 39'$	280	-18	200	0,83	$-32^\circ 08'$	241	-16
25	0,974	$-6^\circ 37'$	264	-18,6	500	0,642	$-65^\circ 18'$	232	-15
50	0,953	$-10^\circ 16'$	256	-17,4	1 000	0,452	$-110^\circ 34'$	225	-14

В таблице приведены частотные характеристики канала «провод — земля» передачи постоянного тока, вычисленные по Карсону согласно [Л. 9—11].

Аналитическое выражение передаточной функции нулевого канала получаем из асимптотической ЛАЧХ функции  $\tilde{K}''(j\omega)$  (рис. 2):

$$\tilde{K}''(p) = \frac{\frac{p}{400} + 1}{\left(\frac{p}{355} + 1\right)\left(\frac{p}{5000} + 1\right)\left(\frac{p}{8000} + 1\right)\left(\frac{p}{25000} + 1\right)} 0,993 \quad (\text{П-1})$$

На рис. 3 построены кривые значений амплитудной и фазовой частотных характеристик функции  $\tilde{K}''(j\omega)$  по данным таблицы и там же даны значения этих параметров, полученных с помощью цепочек RC, реализующих выражение (П-1).

В таблице приведены значения действительной и мнимой частей волнового сопротивления двухцепной линии по каналу «провод — земля». Аналитическое выражение этой функции получаем из асимптотической ЛАЧХ:

$$Z''_c(p) = \frac{88 \left(\frac{p}{140} + 1\right) \left(\frac{p}{5400} + 1\right)}{\left(\frac{p}{100} + 1\right) \left(\frac{p}{2200} + 1\right) \left(\frac{p}{100000} + 1\right)} + 197 \cdot \quad (\text{П-2})$$

◇ ◇ ◇

На рис. 4 построены кривые действительных и мнимых значений волнового сопротивления  $Z''_c(j\omega)$  по данным таблицы и там же даны значения этих же параметров, полученных с помощью цепочек RC, реализующих выражение (П-2).

Модели  $\tilde{K}''(j\omega)$  и  $Z''_c(j\omega)$  выполнены в диапазоне частот, характерном для коммутационных переходных процессов ( $f_m \leq 1000 \text{ гц}$ ).

#### ЛИТЕРАТУРА

1. Alan Budner, Introduction of frequencydependent line parameters into an electromagnetic transients program. IEEE transactions on power apparatus and systems, vol. .pas-89, № 1, January, 1970.
2. Долгинов А. И. и др., Расчет переходных процессов в электрических системах на ЭЦВМ, изд-во «Энергия», 1968.
3. Бодэ Г., Теория цепей и проектирование усилителей с обратной связью, Изд-во иностр. лит., 1948.
4. Кузовков Н. Т., Теория автоматического регулирования, основанная на частотных методах, Оборонгиз, 1957.
5. Балабаня Н., Синтез электрических цепей, Госэнергоиздат, 1961.
6. Джуварлы Ч. М. и Джафаров Э. М., Математическое моделирование поверхностного эффекта в земле при расчете переходных процессов в ЛЭП на ЭЦВМ, Нефть и газ, Изв. вузов, 1970, № 6.
7. Джуварлы Ч. М. и Дмитриев Э. В., Численное решение уравнений ЛЭП с учетом поверхностного эффекта и короны, «Энергетика и транспорт», 1971, № 2.
8. Крайчик Ю. С. и Пинцов А. М., Параметры и схемы замещения воздушных линий передач постоянного тока, сб. 2, изд-во «Энергия», 1957.
9. Костенко М. В. и Перельман Л. С., К расчету волновых процессов в многопроводных линиях, Изв. АН СССР, «Энергетика и транспорт», 1953, № 6.
10. Костенко М. В. и Перельман Л. С., Приближенный учет влияния «идеально» заземленных тросов при расчете волновых процессов в воздушных линиях, «Электричество», 1963.
11. Перельман Л. С., Таблицы интегралов Карсона для использования в расчетах волновых процессов в линиях с учетом земли, Изв. НИИ постоянного тока, сб. 11, изд-во «Энергия», 1965.

[30.6.1971]

УДК 621.391.82:621.315

## Способ повышения помехоустойчивости высокочастотных каналов по линиям электропередачи

ЛАЙ ТХЭ ХУЭН

Ханой, ДРВ

**Численные характеристики помех от короны в высокочастотных каналах линий электропередачи.**

Каналы связи по проводам линии электропередачи характеризуются высоким уровнем помех,

обусловленных в первую очередь явлением короны.

Исследования показали, что на коронирующих линиях переменного тока (т. е. на ВЛ 220, 330, 500, 750 кВ, а также на ВЛ 35 и 110 кВ с повышенными градиентами потенциала на проводах) максимальные всплески помех, чередующиеся через 1/50 сек,

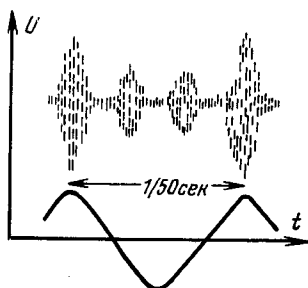


Рис. 1.

совпадают с наибольшим значением напряжения промышленной частоты положительной полярности на фазе, к которой подключено приемное устройство. Расположенные между ними через 1/150 сек два других всплеска с амплитудами, в 2—3 раза меньшими, обусловлены двумя другими фазами линии электропередачи.

Осциллограмма помех от короны на один период промышленной частоты в идеализированном виде показана на рис. 1 [Л. 1]. Разница между максимумом и минимумом помех весьма значительна. Почти 50% времени уровень помех на 2,0—2,5 неп ниже, чем во время всплесков. На действующих ВЛ с первыми, окисленными и загрязненными проводами напряжения помехи при отрицательной полярности почти на два порядка меньше, чем при положительной.



Помехи от короны представляют собой нестационарный периодический случайный процесс в виде последовательности импульсов, параметры которых случайны.

Функция распределения  $\omega(x_1, \dots, x_n, t_1, \dots, t_n)$  произвольного порядка  $n$  меняется при любом сдвиге всей группы точек вдоль оси времени. В этом случае характеристики периодического нестационарного процесса не изменяются лишь при сдвиге на величину  $a$ , кратную периоду  $T_0$ , т. е. при  $a = nT_0$ , где  $n$  — целое число. Вследствие этого плотность распределения, моментные и корреляционные функции периодического нестационарного процесса зависят не только от разности времени, но и от абсолютного времени, однако последняя зависимость является периодической.

Помеха от короны относится к типу гладких по спектральным и другим характеристикам, однако их интенсивность периодически меняется в зависимости от мгновенных значений напряжения промышленной частоты.

**Определение числовых характеристик нестационарного случайного процесса на выходе линейной системы.** Для исследования помехоустойчивости различных методов приема дискретных сигналов при воздействии помех от короны сделаем следующие допущения: спектр входных частот (одного символа) в демодуляторе является квадратичным косинусным спектром, который имеет основную частоту, равную величине  $1/T$ , где  $T$  — длительность элементарного сигнала. Приемный фильтр имеет полосу пропускания, равную  $1/T$ , а фазовый сдвиг в фильтре должен быть нулевым.

**Дисперсия на выходе линейной системы.** Для дисперсии на выходе линейной системы существует общая формула [Л. 3]:

$$\sigma_\eta^2(t) = \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} G(t - \tau_1) G(t - \tau_2) k_\xi(\tau_1, \tau_2) d\tau_1 d\tau_2, \quad (1)$$

где  $G(t)$  — импульсная характеристика на входе линейной системы;  $k_\xi(\tau_1, \tau_2)$  — корреляционная функция процесса на входе линейной системы.

Для белого шума функция корреляции равна дельта-функции, умноженной на спектральную плотность мощности рассматриваемого шума:

$$k(\tau) = \frac{N_0}{2} \delta(\tau) = 2\delta^2 \tau_k, \quad (2)$$

где  $\tau_k$  — время корреляции;  $N_0$  имеет размерность  $\text{в}^2/\text{гц}$ ;  $\sigma^2$  — дисперсия на входе линейной системы.

В теории дельта-функции существуют формулы [Л. 3]:

$$\int_{z_0-\varepsilon}^{z_0+\varepsilon} f(z) \delta(z - z_0) dz = f(z_0), \quad \text{если } \varepsilon > 0; \quad (3a)$$

$$\int_{z_0+\alpha}^{z_0+\beta} f(z) \delta(z - z_0) dz = 0, \quad \text{если } \alpha > 0; \beta < 0. \quad (3б)$$

По (2) и (3a) можно написать  $\sigma_\eta^2(t)$  в виде:

$$\sigma_\eta^2(t) = 2\tau_k \int_{-\infty}^{\infty} G^2(t - \tau) \sigma^2 d\tau. \quad (4)$$

Разложив  $\sigma^2$  в ряд Фурье и ограничившись двумя первыми членами, имеем:

$$\sigma^2 = \sigma_0 \left[ (1 + k_1 \cos \omega_s \tau) + \sum_{\tau=2}^{\infty} k_\tau \cos \omega_s \tau \right]. \quad (5)$$

После ряда преобразований получим выражение для дисперсии на выходе линейной системы:

$$\sigma_\eta^2(t) = \frac{\xi^2}{2} \left[ 2 \int_0^{f_s} H^2(f) df + + k_1 \cos \theta \int_0^{f_s} H(f) H(f_s - f) df \right], \quad (6)$$

где  $\xi^2$  — средняя мощность помех на 1 гц;  $\theta = 2\pi f_s t$ ;  $f_s$  — частота всплесков помех.

**Производная дисперсии на выходе линейной системы.** Общая формула корреляционной функции случайного процесса на выходе линейной системы [Л. 2]:

$$k_\eta(t_1, t_2) = \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} G(t_1 - \tau_1) G(t_2 - \tau_2) k_\xi(\tau_1, \tau_2) d\tau_1 d\tau_2, \quad (7)$$

где  $k_\xi(\tau_1, \tau_2)$  — корреляционная функция случайного процесса на входе линейной системы;  $G(t_1)$ ,  $G(t_2)$  — импульсная характеристика во времени  $t_1$  и  $t_2$ .

Используя (2) и (3), имеем:

$$k_\eta(t_1, t_2) = \int_{-\infty}^{\infty} G(t_1 - \tau) G(t_2 - \tau) \frac{N}{2} d\tau. \quad (8)$$

Для нестационарного случайного процесса можно написать корреляционную функцию в виде

$$k_\eta(t_1, t_2) = 2\tau_k \sigma_0^2 \left\{ \int_{-\infty}^{\infty} G(t_1 - \tau) G(t_2 - \tau) d\tau + + k_1 \int_{-\infty}^{\infty} G(t_1 - \tau) G(t_2 - \tau) \cos \omega_s \tau d\tau \right\}. \quad (9)$$

После преобразований получаем производную дисперсии на выходе линейной системы для нестационарного периодического случайного процесса

$$\sigma_{2\eta}^2(t) = -\cos \omega_s t \int_0^{\omega_s} \omega (\omega_s - \omega) k(j\omega) k[j(\omega_s - \omega)] d\omega. \quad (10)$$

С помощью (6) можно исследовать помехоустойчивость для сигналов видеоимпульсов одной и различной полярностей. При этом необходимо исходить из равенств средних энергий сигналов в сравниваемых системах. На основе этого амплитуда должна быть равна  $a$  для видеоимпульсов одной полярности и  $a/\sqrt{2}$  для видеоимпульсов различной полярности. Здесь следует обратить внимание на то, что эти системы рассматриваются в качестве фундаментальных, с которыми будут сравниваться другие системы передачи в дальнейшем.

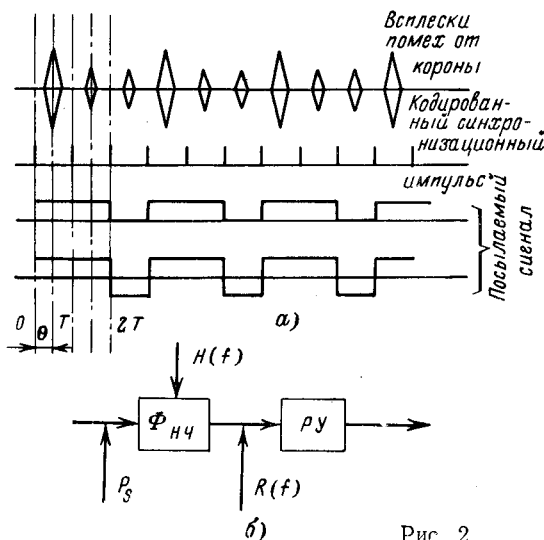


Рис. 2.

В этих случаях решение о наличии посылки и паузы (положительной и отрицательной) принимается в моменты отсутствия всплесков помех или в момент появления фронта посылки. Временная диаграмма, соответствующая такой передаче, приведена на рис. 2, а.

**Помехоустойчивость приема при использовании видеоимпульсов одной полярности.** В этом случае символ «0» передается паузой, а символ «1» — видеоимпульсом. Приемник содержит решающее устройство, дающее ответ «1» или «0» на вопрос о наличии сигнала на входе. Отметим на числовой оси  $x$  пороговое значение  $x_0 < a$  и пусть собственная область сигнала есть отрезок  $x_0 < x < \infty$ . Действие решающего устройства состоит в том, что если входное напряжение больше  $x_0$ , то устройство выдает решение «1» (сигнал есть), в противном случае — решение «0» (сигнала нет).

Если воздействует стационарный гауссовый шум и если отсчет будет браться на входе приемника, то помехи подчиняются нормальному закону распределения и вероятность ошибки определяется по выражению [Л. 4]:

$$P_{от} = \frac{1}{2} - \int_0^{\frac{1}{2}a} \omega_0(x) dx. \quad (11)$$

Здесь

$$\omega_0(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma} e^{-\frac{x^2}{2\sigma^2}}, \quad (12)$$

где  $\sigma^2(t)$  — дисперсия помех от короны, которая характеризуется нестационарным периодическим случайным процессом [см. формулу (6)].

После преобразования выражение (11) примет вид:

$$P_{от} = \frac{1}{2} - \frac{1}{\sqrt{\pi}} \int_0^{\frac{a}{2\sqrt{2}\sigma}} e^{-t^2} dt = \frac{1}{2} (1 - \operatorname{erf} z), \quad (13)$$

где  $\operatorname{erf} z$  — интеграл вероятности, причем  $z = \frac{a}{2\sqrt{2}\sigma}$ .

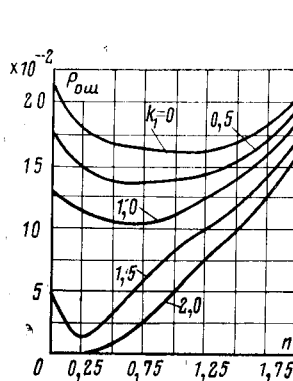


Рис. 3.

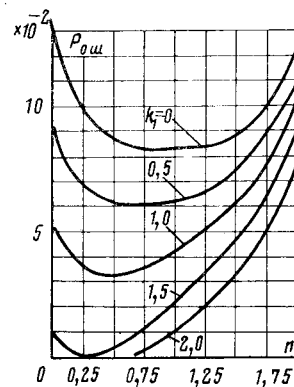


Рис. 4.

Величина  $z^2(n, \theta)$  определяется из выражения:

$$z^2(n, \theta) = \frac{P_s}{\xi^2 f_s} \left\{ \frac{8}{\pi} \frac{|\Gamma(\frac{5}{2} - n)|}{\Gamma(3 - n)} \left[ \frac{\Gamma(n + \frac{1}{2})}{\Gamma(n + 1)} + \frac{k_1 \cos \theta}{2\sqrt{\pi}} \frac{\Gamma^2(\frac{n+1}{2})}{\Gamma(n+1)} \right] \right\}^{-1}. \quad (14)$$

Известно, что в (14)  $\frac{P_s}{\xi^2 f_s}$  представляет собой превышение сигнала над помехами на входе фильтра. Если положить, что мощность посылаемого сигнала является постоянной, то и  $\frac{P_s}{\xi^2 f_s}$  становится постоянной величиной.

Функция в квадратных скобках (14) выражает уменьшение вероятности ошибки при  $\theta = \pi$  и  $0 \leq k_1 < 2$ . По результатам расчетов минимальные значения  $P_{от}$  достигнуты при  $n < 1$  (рис. 3).

Для количественной оценки критерия уменьшения вероятности ошибки по (13) и (14) построим семейство кривых  $P_{от}(n, \theta)$  при различных значениях  $k_1$ . Как следует из рассмотрения зависимости (рис. 4), в оптимальных условиях нестационарного процесса ( $k_1$  увеличивается до предела) при  $n=1$  значение  $P_{от}$  уменьшается в 3,2 раза по сравнению со случаем, где помехи стационарны. Это объясняется тем, что чем больше помехи становятся нестационарными, тем больше уменьшается вероятность ошибки.

**Помехоустойчивость приема при использовании видеоимпульсов различной полярности.** В этой системе символ «0» передается отрицательной полярностью, а символ «1» — положительной. Временная диаграмма, соответствующая такой передаче, приведена на рис. 2, а. Для системы с активной паузой вероятности ошибки определяется [Л. 6]

$$P_{от} = \frac{1}{2} - \frac{1}{\sqrt{\pi}} \int_0^{\frac{a}{\sqrt{2}\sigma}} e^{-t^2} dt. \quad (15)$$

С эквивалентностью средней энергии амплитуда сигнала была выбрана равной  $a/\sqrt{2}$ , поэтому (15) запишем в виде:

$$P_{от} = \frac{1}{2} - \frac{1}{\sqrt{\pi}} \int_0^{\frac{1}{2} \frac{a}{2\sigma}} e^{-t^2} dt = \frac{1}{2} (1 - \operatorname{erf} z), \quad (16)$$

где  $z = \frac{a}{2\sigma}$ .

Для системы с активной паузой имеем:

$$z^2(n, \theta) = \frac{P_s}{\xi^2 f_s} \left\{ \frac{4}{\pi} \frac{\Gamma\left(\frac{5-n}{2}\right)}{\Gamma(3-n)} \left[ \frac{\Gamma\left(n+\frac{1}{2}\right)}{\Gamma(n+1)} + \frac{k_1 \cos \theta}{2\sqrt{\pi}} \frac{\Gamma^2\left(\frac{n+1}{2}\right)}{\Gamma(n+1)} \right] \right\}^{-1}. \quad (17)$$

Выражение (17) отличается от выражения (14) только коэффициентом. Как и в (14) выражение перед фигурной скобкой  $\frac{P_s}{\xi^2 f_s}$  является также постоянной величиной.

Если построим семейство кривых  $z^2(n, \theta)$  для различных значений  $n$  и  $k_1$ , то максимальное уменьшение вероятности ошибки  $P_{от}$  достигается при  $n < 1$  (рис. 3). Как следует из рассмотрения зависимости (рис. 4) в оптимальных условиях нестационарного процесса ( $k_1$  увеличивается до предела) при  $n=1$  вероятность ошибки уменьшается в 8 раз по сравнению со случаем, где помехи стационарны.

Система с активной паузой более помехоустойчива, чем система с пассивной паузой. Это объясняется тем, что при эквивалентности средней энергии вектор пространственного сигнала второй системы в  $\sqrt{2}$  раз больше первой. Кроме того, во второй системе отсутствует пороговое устройство.

На основе числовых характеристик нестационарного периодического случайного процесса, определенных выше, можно исследовать различные виды модуляции в отношении помехоустойчивости. Идея повышения помехоустойчивости заключается в том, что кодированные импульсы передаются в моменты минимальной интенсивности помех и после кодирования всплески помех не совпадают с фронтом послышки. При этом во всех системах передачи применяется метод синхронизации.

**Эквивалентность средней энергии сигналов при различных видах модуляции.** Для сравнения различных видов сигналов в отношении уменьшения вероятности ошибки необходимо исходить из равенств средних энергий сигналов в сравниваемых системах. Известно, что для радиоимпульсов во время одного периода энергия сигналов определяется по выражению:

$$E = \int_0^T a^2 \sin^2 \omega t dt = \frac{a^2 T}{2}, \quad (18)$$

где  $a$  — амплитуда сигнала.

Здесь используется двоичный код на основе средних энергий, определенных для различных видов сигналов. Для эквивалентности средней энергии амплитуда должна быть равна  $a\sqrt{2}$  для радиоимпульсов одной частоты и  $a$  — для радиоимпульсов двух частот.

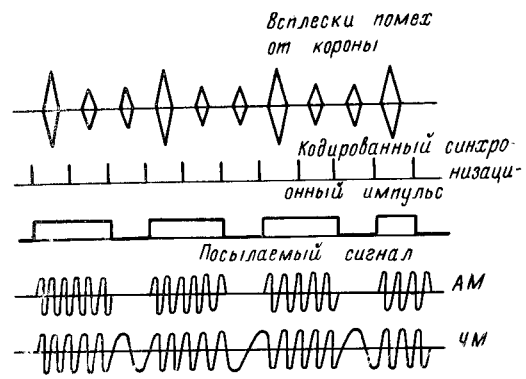


Рис. 5.

**Помехоустойчивость приема при использовании радиоимпульсов одной частоты.** При этом методе символ «0» передается паузой, а символ «1» — синусоидальным колебанием высокой частоты. Обратимся к сигналу, выражаемому на протяжении импульса синусоидальным колебанием высокой частоты. Временная диаграмма, соответствующая такой передаче, приведена на рис. 5. Для определения  $P_{от}$  предлагается аддитивная гауссова помеха, но отсчет будет браться не на входе приемника, а на выходе линейного детектора (рис. 6а). Отсчет огибающих будет сравниваться при наличии и при отсутствии сигнала, иначе говоря функция распределения помех подчиняется закону Релея.

Назовем  $P(a)$  и  $P(0)$  соответственно априорными вероятностями передачи сигнала (импульса) и его отсутствия (паузы). Полная вероятность ошибки в этом случае определяется по выражению [Л. 4]:

$$P_{от} = P(a) P_a(0) + P(0) P_0(a) = \\ = P(a) \int_{-\infty}^{x_0} \omega_a(x) dx + P(0) \int_{x_0}^{\infty} \omega_0(x) dx, \quad (19)$$

где  $P_a(0)$  — условная вероятность получить решение «0» при отсутствии сигнала;  $P_0(a)$  — условная вероятность получить решение «1» при отсутствии сигнала;  $x_0$  — пороговое значение сигнала;  $\omega_0(x)$  — распределение помех;  $\omega_a(x)$  — распределение сумм сигнала и помех.

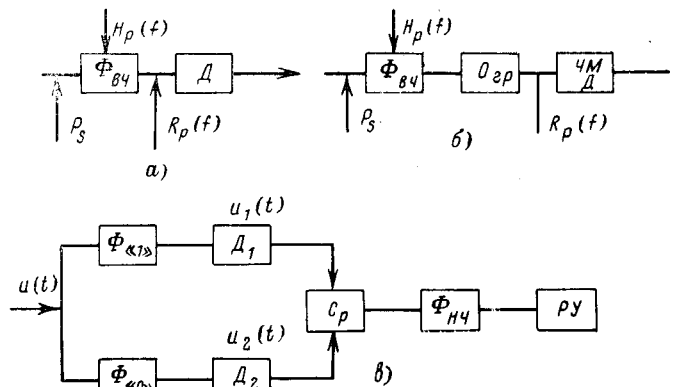


Рис. 6.

Распределения помех и суммы сигнала и помех определяются следующими выражениями:

$$\left. \begin{aligned} \omega_0(x) &= \frac{x}{\sigma^2} e^{-\frac{x^2}{2\sigma^2}}; \\ \omega_a(x) &= \frac{x}{\sigma^2} e^{-\frac{x^2+2a^2}{2\sigma^2}} I_0\left(\frac{\sqrt{2}ax}{\sigma^2}\right). \end{aligned} \right\} \quad (20)$$

На основе вышеизложенного можно найти значение  $P_{от}$  в случае радиоимпульсов одной частоты по формуле:

$$P_{от} = 1 - \frac{1}{2} \left[ \int_{x_0/\sigma}^{\infty} y e^{-\frac{1}{2} \left( \frac{2a^2}{\sigma^2} + y^2 \right)} \times \right. \\ \left. \times I_0\left(\frac{\sqrt{2}a}{\sigma} y\right) dy - e^{-\frac{x_0^2}{2\sigma^2}} \right]. \quad (21)$$

По выражению (21) известно, что вероятность ошибки  $P_{от}$  имеет минимальные значения при всех максимальных значениях выражения:

$$\int_{x_0/\sigma}^{\infty} y e^{-\frac{1}{2} \left( \frac{2a^2}{\sigma^2} + y^2 \right)} I_0\left(\frac{\sqrt{2}a}{\sigma} y\right) dy - e^{-\frac{x_0^2}{2\sigma^2}}. \quad (22)$$

Для количественной оценки уменьшения значения  $P_{от}$  с использованием таблицы Релея — Райса на основе (21) было построено семейство кривых  $P_{от}(n, \theta)$  при различных значениях  $n_1$  и  $k_1$ . Как следует из рассмотрения этих кривых, в оптимальных условиях нестационарного процесса помех ( $k_1$  увеличивается от нуля до 2, т. е.  $0 < k_1 \leq 2$ ) при  $n=1$  вероятность ошибки уменьшается в 1,3 раза по сравнению со случаем, где помехи стационарны.

**Помехоустойчивость в случае радиоимпульсов двух частот.** Прием по схеме «ограничитель — дискриминатор». В этом случае воспользуемся схемой приема с ограничителем и дискриминатором (рис. 6, б), которая приведена в [Л. 8]. Девияция частоты  $f_d$  выбрана относительно  $f_s$  по соотношению:

$$f_d = \frac{f_s}{2}. \quad (23)$$

Допускается, что частота несущей  $f_c$  должна быть значительно большей  $f_s$ . При этом символ «1» передается функцией  $a \cos[2\pi(f_c + f_d)t + \theta_r]$ , а символ «0» — функцией  $-a \cos[2\pi(f_c - f_d)t + \theta_r]$ . Временная диаграмма, соответствующая такой передаче, приведена на рис. 5.

Сигнал на входе модулятора определяется выражением:

$$V_r(t) = a \sin \omega_d t \sin(\omega_c t + \theta_r) - a S_1(t) \cos(\omega_c t + \theta_r), \quad (24)$$

где  $\omega_d = 2\pi f_d$ ;  $\omega_c = 2\pi f_c$ ;  $\theta_r$  — фазовый угол приема;  $a S_1(t)$  и  $a \sin \omega_d t$  представляют соответственно фазу и квадратуру модулируемого сигнала. В (24) функция  $S_1(t)$  выражает последовательность импульсов, когда и для этой составляющей справедливо допущение, упомянутое в [Л. 8].

Когда белая гауссова помеха, дисперсия и производная дисперсии которой  $\sigma_1^2(t)$  и  $\sigma_2^2(t)$  смешана с сигналом, соответствующим (24), вероятность ошибки для случая радиоимпульсов двух частот находим по выражению:

$$P_{от} = \frac{1}{2\pi} \int_0^\pi \exp\left(-\frac{A^2 \rho^2}{\sin^2 \varphi + A^2 \cos^2 \varphi}\right) d\varphi. \quad (25)$$

Здесь

$$\rho^2 = \frac{a^2}{2\sigma^2(t)}; \quad A^2 = \frac{\sigma^2(t) \omega_d^2}{\sigma^2(t)},$$

где

$$\omega_d^2 = \frac{\pi^2 f_s^2}{2}.$$

После ряда преобразований получим:

$$\rho^2(n, \theta) = \frac{P_s 2^{-n}}{\xi^2 f_s \left[ 1 + \frac{2^{2-n}}{\sqrt{\pi}} \frac{\Gamma\left(\frac{5}{2}-n\right)}{\Gamma(3-n)} \right]} \times \\ \times \left[ \frac{1}{\sqrt{\pi}} \frac{\Gamma\left(n + \frac{1}{2}\right)}{\Gamma\left(\frac{n}{2} + 1\right)} + \frac{k_1 \cos \theta}{2\pi} \frac{\Gamma^2\left(\frac{n+1}{2}\right)}{\Gamma(n+1)} \right]; \\ A^2(n, \theta) = \frac{\pi^2}{16} \frac{\frac{1}{\sqrt{\pi}} \frac{\Gamma\left(n + \frac{1}{2}\right)}{\Gamma(n+1)} +}{\left\{ \frac{2}{\pi} \left( 1 + \frac{k_1 \cos \theta}{2} \right) \int_0^{\frac{\pi}{2}} x^2 \cos^{2n} x dx - \right.} \\ \left. + \frac{k_1 \cos \theta}{2\pi} \frac{\Gamma^2\left(\frac{n+1}{2}\right)}{\Gamma(n+1)} - k_1 \cos \theta \int_0^{\frac{\pi}{2}} x \cos^n x \sin^n x dx \right\}}.$$

При увеличении  $k_1$  значение  $\rho^2(n, \theta)$  увеличивается, а значение  $A^2(n, \theta)$  — уменьшается. Вероятность ошибки становится большой, когда значение  $A^2(n, \theta)$  минимально. Степень уменьшения вероятности ошибки в случае радиоимпульсов двух частот при приеме по схеме «ограничитель — дискриминатор» меньше, чем в случае радиоимпульсов одной частоты. Это можно объяснить следующим образом: так как полоса частот ограничена  $2f_s$ , склон формы волны помех становится большим при фазном угле, при котором распределение амплитуды помехи является минимальным.

**Прием без ограничителя.** Посылаемый сигнал является импульсом и паузой. Используется тот же вид манипуляции, что и в предыдущем случае. Временная диаграмма такой передачи приведена на рис. 5.

На вход приемного устройства поступает сумма сигнала и помехи, которую можно записать следующим образом:

при передаче символа «1»

$$u_1(t) = A \cos(\omega_1 t + \varphi_1) + n(t);$$

при передаче символа «0»

$$u_2(t) = A \cos(\omega_2 t + \varphi_2) + n(t),$$

где  $-\frac{T}{2} < t < \frac{T}{2}$ .

Начальные фазы  $\varphi_1$  и  $\varphi_2$  будем считать случайными и не учитывать их значения, т. е. будем рассматривать некогерентный прием (рис. 6, в).

Принимаемый сигнал  $u(t)$  поступает на два разделительных фильтра. Будем полагать характеристики фильтра такими, что сигнал  $u_1(t)$  проходит через фильтр «1» практически без искажений, а через фильтр «0» совсем не проходит и, наоборот, сигнал  $u_2(t)$  проходит через фильтр «0» и не проходит через фильтр «1». Часть спектра помех от короны проходит через каждый из этих фильтров и имеет на выходе фильтра мощность  $N$ , определяемую спектральной плотностью помех  $N_0$  на входе и передаточной функцией фильтра в соответствии с нестационарным периодическим случайным процессом помех.

Таким образом, если передается символ «1», то на выходе фильтра «1» будет напряжение:

$$u_1(t) = A \cos(\omega_1 t + \varphi_1) + n_1(t),$$

а на выходе фильтра «0» будет только помеха  $u_2(t) = n_2(t)$ .

Индексы при  $n_1(t)$  и  $n_2(t)$  поставлены для того, чтобы подчеркнуть, что на выходе каждого фильтра имеется своя реализация помехи. Более того, если фильтры хорошо разделяют сигналы, то помехи  $n_1(t)$  и  $n_2(t)$  можно считать некоррелированными друг с другом.

Если передавался символ «0», то, наоборот, на выходе фильтра «1» будет присутствовать только помеха, а на выходе фильтра «0» — сумма сигнала и помехи.

Выходные напряжения обоих фильтров детектируются и из огибающей напряжения  $u_1(t)$  вычитается огибающая напряжения  $u_2(t)$ . Если передавался символ «1», то с большой вероятностью  $u_1(t) > u_2(t)$ , т. е. на выходе схемы вычитания будет положительное напряжение. Если же передавался символ «0», то это напряжение будет с большой вероятностью отрицательным. В некоторый момент времени  $t = t_0$  это напряжение подается на регистрирующее устройство, где в зависимости от его знака принимается символ «1» или «0».

На рис. 6, в показан фильтр низких частот после дифференциального детектора. Этот фильтр может частично возместить недостаточную фильтрацию помехи в разделительных фильтрах. При указанной схеме приема ошибка произойдет в том случае, если при передаче символа «1»  $u_1(t_0) < u_2(t_0)$ , или при передаче символа «0»  $u_2(t_0) < u_1(t_0)$ . Вследствие полной симметрии системы вероятности перехода «1» в «0» и «0» в «1» одинаковы. Поэтому для вычисления вероятности ошибки достаточно определить, например, вероятность того, что при передаче символа «1»  $u_1(t_0) < u_2(t_0)$ .

Для упрощения записи перейдем к нормированным величинам  $z_1 = \frac{u_1(t_0)}{\sqrt{N}}$  и  $z_2 = \frac{u_2(t_0)}{\sqrt{N}}$ . Плотности вероятностей  $z_1$  и  $z_2$  подчиняются закону Релея. При передаче символа «1» они определяются выражениями [Л. 7]:

$$\omega(z_1) = z_1 e^{-\frac{a^2 + z_1^2}{2}} I_0(a z_1);$$

$$\omega(z_2) = z_2 e^{-\frac{z_2^2}{2}},$$

где  $a = \frac{A}{N}$ .

Вероятность ошибки определяется выражением:

$$P_{от} = \frac{1}{2} \exp \left\{ -\frac{P_s}{\xi^2 f_s} \cdot \frac{\sqrt{\pi}}{6} \times \right. \\ \left. \times \frac{\Gamma(3-n) \Gamma(n+1)}{\Gamma\left(\frac{5}{2}-n\right) \left[ \Gamma\left(n+\frac{1}{2}\right) + \frac{k_1 \cos \theta}{2 \sqrt{\pi}} \Gamma^2\left(\frac{n+1}{2}\right) \right]} \right\}.$$

В оптимальных условиях нестационарного процесса ( $k_1$  увеличивается до предела) при  $n=1$  вероятность ошибки уменьшается в 2 раза по сравнению со случаем, где помехи стационарны.

**Сравнение различных видов модуляции в отношении помехоустойчивости.** При эквивалентности средней энергии частотная модуляция (ЧМ) более помехоустойчива, чем амплитудная (АМ). Следует обратить внимание на то, что в системе ЧМ нет никаких пороговых устройств. Это является большим преимуществом систем ЧМ по сравнению с АМ, так как она не требует каких-либо регулировок уровней при изменении амплитуды сигнала или мощности помех.

Что касается ЧМ по двум методам приема, то уменьшение вероятности ошибки при использовании схемы приема «ограничитель — дискриминатор» небольшое, хотя расчет оказался наиболее трудоемким. Поэтому при ЧМ в отношении помехоустойчивости желательно использовать схему приема без ограничителя.

**Выводы.** 1. При передаче сигналов телемеханики по проводам ВЛ наиболее выгодным в отношении помехоустойчивой является применение метода синхронизации кодированных импульсов с всплесками помех от короны.

2. Полученные значения вероятностей ошибок доказывают, что система ЧМ со схемой приема без ограничителя обладает большей помехоустойчивостью, чем системы АМ и ЧМ со схемой приема «ограничитель — дискриминатор».

## ЛИТЕРАТУРА

1. Быховский Я. Л., Устройство для уменьшения помех при передаче информации по линиям электропередачи, Авторское свидетельство № 173798, Бюлл. изобр. 1965, № 16.
2. Левин Б. Р., Теоретические основы статистической радиотехники, изд-во «Советское радио», 1969.
3. Тихонов В. И., Статистическая радиотехника, изд-во «Советское радио», 1966.
4. Харкевич А. А., Борьба с помехами, Физматгиз, 1965.
5. Yoshida Y. and Inose H., Data Transmission over a path subject to periodic noise. El. Eng. in Japan, 1967, № 2.
6. Финк Л. М., Теория передачи дискретных сообщений, изд-во «Советское радио», 1970.
7. Финк Л. М. и др., Основы общей теории связи, изд-во «Советское радио», 1965.
8. Bennett W. R. and Sals J., Binary data Transmission by FM over a real channel, the Bell system Tech. Journal, 1963.

[Л.А.1971]



# Динамика автономной электроэнергетической системы с гидромеханическим приводом постоянной скорости

Доктор техн. наук С. В. СТРАХОВ и инж. В. Т. ТРУБАЧЕВ

Москва

Автономные электроэнергетические системы переменного тока стабильной частоты, находящие применение на подвижных объектах и использующие принцип отбора мощности от первичных двигателей (ПД) объекта, обладают целым рядом характерных особенностей [Л. 1 и 2], существенно отличающих их от наземных промышленных энергосистем. В первую очередь это отличие заключается в том, что для вращения синхронных генераторов используется механическая энергия ПД, скорость которых изменяется в широких пределах (1:3 и более), а их мощность во много раз больше мощности генераторов. Это требует применения специальных приводных устройств синхронных генераторов, оборудованных быстродействующими регуляторами скорости, — приводов постоянной скорости (ППС). Другой особенностью автономной системы является широкий диапазон изменения внешних условий и возмущений, действующих на систему. В этих системах синхронизация и ресинхронизация генераторов, изменение скоростей вращения ПД, включение и выключение мощных потребителей происходит очень часто.

В рассматриваемых системах обычно осуществляется параллельная работа нескольких одинаковых по мощности генераторов. Осуществление параллельной работы генераторов требует прежде всего обеспечения условий их динамической устойчивости при наличии различных конечных возмущений, действующих на систему, соблюдения известных требований при включении генераторов на параллельную работу и равномерного распределения нагрузки между ними.

Как показала практика, динамические свойства автономных систем существенно зависят от типа применяемых приводов постоянной скорости, которые могут быть пневмомеханическими, гидромеханическими, механическими, электромеханическими и др. Вопросы обеспечения условий динамической устойчивости параллельно работающих синхронных генераторов и требуемого качества электроэнергии систем с различными типами приводов постоянной скорости являются в настоящее время весьма актуальными и имеют существенное практическое значение для проектирования и создания высококачественных автономных систем переменного тока.

Статья посвящена исследованию методом математического моделирования динамической устойчивости и качества регулирования частоты и напряжения системы с гидромеханическим приводом постоянной скорости. Анализ системы проводился для нормальных (эксплуатационных) и аварийных режимов работы.

**Общее описание системы.** Функциональная схема исследуемой системы приведена на рис. 1 [Л. 1 и 3]. Генерирование переменного тока в системе с частотой 400 гц осуществляется двумя параллельно работающими на нагрузку  $z_n$  (80 кВА,  $\cos \varphi = 0,8$ ) бесконтактными синхронными генерато-

рами СГ по 40 кВА каждый. В качестве возбудителя В используется машина переменного тока, смонтированная на одном валу с генератором. Якорь В совместно с кремниевыми выпрямителями и обмоткой возбуждения основного генератора вращаются, а обмотка возбуждения возбудителя и якорь основного генератора неподвижны. Вращение генераторов осуществляется гидромеханическими приводами [Л. 4], состоящими из дифференциального редуктора (планетарного механизма) и двух гидромашин ГМ-1 и ГМ-2 (рис. 2), одна из которых работает в режиме гидродвигателя, а другая в режиме гидронасоса. Причем, гидромашинка ГМ-2 является регулируемой. Дифференциальный редуктор имеет два входных вала, связанных с валом ПД объекта и валом ГМ-1, и один выходной вал, связанный с валом СГ.

В дифференциальном редукторе происходит сложение скоростей вращения ПД —  $\omega_{ПД}$  и гидромашин ГМ-1 —  $\omega_{ГМ}$ . Таким образом, в режиме поддержания постоянной скорости СГ к его ротору подводится мощность одновременно от двух источников — от ПД объекта и от гидромашинки ГМ-1. Гидромеханический привод по сравнению с пневмомеханическим приводом [Л. 2] имеет значительно более жесткие механические характеристики, что существенно усложняет обеспечение динамической устойчивости автономной системы.

Стабилизация скорости вращения СГ —  $\omega$  с точностью  $\pm 2\%$  осуществляется статическим центробежно-гидравлическим регулятором скорости (рис. 2). Исполнительный механизм РС воздействует на управляющий орган гидропривода таким образом, чтобы при изменении скорости вращения ПД в пределах от 3880 об/мин до 7430 об/мин скорость вращения СГ оставалась постоянной и равной синхронной (8000 об/мин).

Электромеханический корректор частоты КЧ служит для обеспечения астатического закона регулирования скорости вращения генератора. КЧ получает сигналы, пропорциональные скорости вращения СГ и разности активных составляющих токов СГ. Исполнительный механизм корректора МКЧ воздействует на уставку РС, что и позволяет с достаточной точностью ( $\pm 1\%$ ) стабилизировать частоту и равномерно распределять мощности между генераторами.

Стабилизация напряжения на заданном уровне с точностью  $\pm 2\%$  осуществляется статическим регулятором напряжения РН, воздействующим на возбудитель В.

Этот же канал обеспечивает равномерное распределение реактивной мощности. В каждый из регуляторов РН поступают сигналы, пропорциональные напряжению и разности реактивных составляющих токов СГ.

Сигналы, пропорциональные разности активных и реактивных составляющих токов генераторов, по-

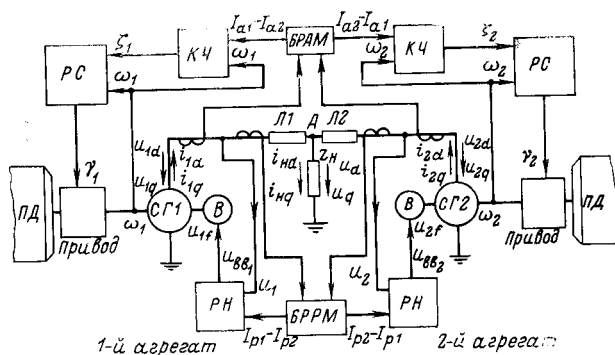


Рис. 1.

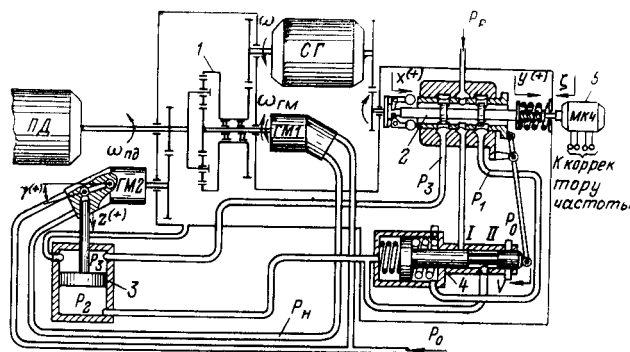


Рис. 2.

ступают от блоков распределения активной и реактивной мощности БРАМ и БРРМ.

Таким образом, рассматриваемая автономная система является сложной, нелинейной, многомерной системой автоматического регулирования, работа которой осуществляется в условиях быстро и сильно меняющихся возмущений и режимов работы агрегатов.

**Математическая формулировка задачи.** Для исследования вопросов устойчивости параллельной работы генераторов и качества переходных процессов в автономной системе на всех режимах ее работы при действии любых, имеющих место в действительных условиях, конечных возмущений рассматривается нелинейная система дифференциальных уравнений, связывающих основные координаты системы.

При выводе уравнений динамики системы приняты следующие основные допущения: оба привода, генераторы и их регуляторы скорости и напряжения однотипны, а нагрузка расположена симметрично относительно генераторов. При исследовании системы параметры и уставки параллельно работающих агрегатов считаются различными (отклонения от номинальных значений приняты равными максимальному допуску при изготовлении элементов системы). Распределение параметров между агрегатами принято из условия максимальной нагрузки активной и реактивной мощностью одного из агрегатов.

Для математического описания переходных электромеханических процессов в электрической сети системы (рис. 1) применен метод мгновенных значений [Л. 5]. Поскольку ряд элементов исследуемой системы и их уравнения аналогичны приведенным в [Л. 2], то в настоящей статье они не приводятся. Исключение составляют уравнения гидромеханического привода и регулятора скорости, которые приведены ниже. Уравнения гидромеханического привода постоянной скорости (рис. 2) [Л. 4]

$$\omega_1 = a\omega_{ПД1} + b\omega_{ГМ1}; \quad (1)$$

$$\varepsilon_{М1} A (B\omega_{ПД1} \sin \gamma_1 - C\omega_{ГМ1}) - H M_{ЭМ1} = J \frac{d\omega_1}{dt}; \quad (2)$$

$$\varepsilon_{М1} = \begin{cases} \eta_{М} & \text{при } \omega_{ГМ1} \geq 0; \\ \frac{1}{\eta_{М}} & \text{при } \omega_{ГМ1} < 0. \end{cases} \quad (3)$$

где  $\omega_{ПД1}$  и  $\omega_{ГМ1}$  — угловые скорости вращения первичного двигателя и гидромашин  $ГМ-1$ ;  $\gamma_1$  — выходная координата регулятора скорости;  $\varepsilon_{М1}$  — коэффициент, учитывающий механические потери в гидropередаче и в планетарном механизме;  $A$ ,  $B$  и  $C$  — постоянные гидромашин  $ГМ-1$  и  $ГМ-2$ ;  $J$  — приведенный к валу генератора момент инерции вращающихся масс;  $a$ ,  $b$ ,  $H$  — соответствующие коэффициенты редукции планетарного механизма.

Уравнения регулятора скорости привода [Л. 3 и 4].

Уравнение равновесия сил, действующих на поршень золотника,

$$e_1 = \frac{Nr_0\omega_1^2 - G_{01} - c_\zeta\zeta_1}{(c_x + c_\zeta) - Nh\omega_1^2} - \beta V_1. \quad (4)$$

Уравнение движения поршня силового цилиндра

$$m_z k_\gamma \frac{d^2\gamma_1}{dt^2} + \left[ \frac{k_{\tau P}}{k_{\gamma z}} (B\omega_{ПД1} \sin \gamma_1 - C\omega_{ГМ1}) \right] \sin \gamma_1 - k_d \omega_{ПД1}^2 \sin \gamma_1 = F_{zn} P_{s1} - F_z P_{21}. \quad (5)$$

Уравнение движения поршня изодрома

$$F_v P_{21} - F_{vn} P_{11} = G - c_v V_1 - m_v \frac{d^2 V_1}{dt^2}. \quad (6)$$

Уравнения расходов жидкости в системе золотник—силовой цилиндр

$$D_1 f_2 (e_1 + m) \sqrt{P_p - P_{11}} = [D_1 f_2 (n - e_1) + D_{жfж}] \sqrt{P_{11}} + F_{vn} \frac{dV_1}{dt}; \quad (7)$$

$$D_1 f_2 (m - e_1) \sqrt{P_p - P_{s1}} = [D_1 f_2 (n + e_1) + D_{жfж}] \sqrt{P_{s1}} + F_{zn} k_\gamma \frac{d\gamma_1}{dt}. \quad (8)$$

Уравнение расходов в системе силовой цилиндр—изодром

$$F_z k_\gamma \frac{d\gamma_1}{dt} + F_v \frac{dV_1}{dt} = \begin{cases} 0 & \text{при } -\varepsilon \leq V_1 \leq \varepsilon; \\ -\frac{V P_p - P_{21}}{\sqrt{\frac{1}{[D_2 f_2 (V_1)]^2} + \frac{1}{(D_{жfж})^2}}} & \text{при } V_1 > \varepsilon, \\ \frac{V P_{21}}{\sqrt{\frac{1}{[D_2 f_2 (V_1)]^2} + \frac{1}{(D_{жfж})^2}}} & \text{при } V_1 < -\varepsilon. \end{cases} \quad (9)$$

В уравнениях (4) — (9) обозначено:  $e_1 = x_1 - y_1$  — разность перемещений поршня золотника и золотниковой втулки (рис. 2);  $V_1$  и  $z_1$  — перемещения соответственно поршня изодрома и поршня силового цилиндра;  $\beta$  — коэффициент жесткой обратной связи;  $c_x$  и  $c_z$  — коэффициенты жесткости пружин золотника и механизма коррекции частоты;  $N$ ,  $r_0$ ,  $h$  и  $G_{01}$  — конструктивные параметры центробежного механизма;  $\xi_1$  — воздействие корректора частоты;  $P_{11}$ ,  $P_{21}$ ,  $P_{31}$  — давление жидкости в полостях силового цилиндра и изодрома;  $F_z$ ,  $F_{zp}$ ,  $F_v$ ,  $F_{vp}$  — площади торцов поршня силового цилиндра и поршня изодрома;  $m_z$  и  $m_v$  — массы, приведенные к штоку поршня силового цилиндра и изодрома;  $k_{тр}$  и  $k_{ц}$  — коэффициенты трения и центробежных сил, действующих на поршень силового цилиндра;  $k_\gamma$  — коэффициент связи угла поворота люльки гидромашины ГМ-2 и перемещения штока силового цилиндра  $z$ ;  $c_v$  — жесткость пружин изодрома;  $G$  — разность предварительных натягов правой и левой пружин изодрома при  $V=0$ ;  $D_{1f2}(m, e_1)$ ,  $D_{1f2}(n, e_1)$  и  $D_{ж/ж}$  — проводимости окон золотника и жиклера;  $P_p$  — рабочее давление жидкости;  $D_{2f3}(V_1)$  — проводимость отверстий I и II изодрома;  $\varepsilon$  — величина положительных перекрытий отверстий I и II изодрома.

Для второго агрегата получим аналогичные уравнения, если в уравнениях (1) — (9) заменим индекс 1 на 2.

Для получения полной системы уравнений динамики рассматриваемой системы к уравнениям (1) — (9) следует присоединить уравнения РН, КЧ, БРАМ и БРРМ и всех элементов электрической сети, приведенных в [Л. 2].

Полученное в результате математическое описание исследуемой автономной системы характеризуется сложными нелинейными зависимостями и высоким порядком всей совокупности дифференциальных уравнений.

Для решения поставленной задачи был применен метод математического моделирования. Исследование системы с предварительно определенными значениями параметров и характеристик проводилось на ЦВМ «Урал-2м», для чего был разработан алгоритм и составлена программа. Интегрирование системы дифференциальных уравнений проводилось по методу Рунге — Кутты с шагом  $h = 0,0005$  сек. Машинное время, потребное для расчета одного варианта на отрезке времени одна секунда, составляло 50 мин.

**Основные результаты работы.** Применение для решения поставленной задачи метода математического моделирования дало возможность учета практически всех характеристик системы и позволило провести исследование системы по широкой программе, включающей большой диапазон изменения внешних условий и возмущений, действующих на систему.

Результаты исследования некоторых режимов приведены на рис. 3.

Переходные процессы по частоте и напряжению при сбросе ( $t=0$  сек) и набросе ( $t=0,7$  сек) номинальной нагрузки ( $S_n=80$  ква,  $\cos \varphi=0,8$ ) для двух режимов работы ПД объекта:  $n_{гд}=3960$  об/мин

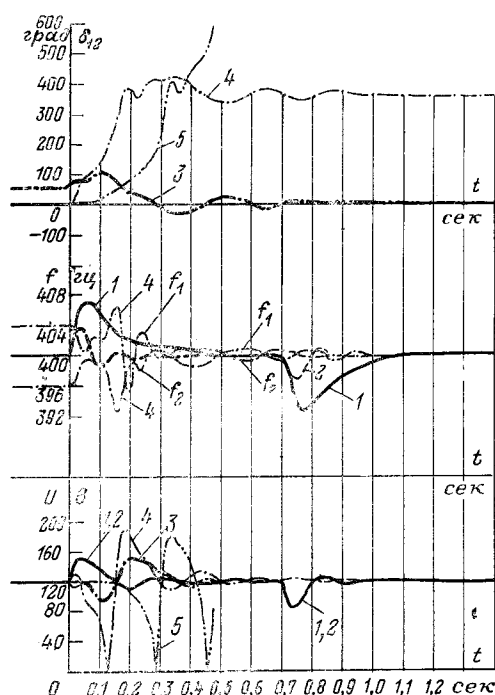


Рис. 3.

и  $n_{гд}=6500$  об/мин, показаны на кривых 1 и 2 соответственно. Характер и качество переходных процессов (перерегулирование и время регулирования) по частоте существенно зависят от режима работы ПД. Наибольшие отклонения имеют место при меньшей скорости вращения ПД. Переходный процесс по напряжению практически одинаков и не зависит от режима работы ПД. Характерно, что время регулирования по частоте в системе с гидромеханическим приводом соизмеримо с временем регулирования по напряжению, что не наблюдается в системах с пневмомеханическими приводами [Л. 2].

Кривые 3 рис. 3 показывают ход переходных процессов в системе при включении предварительно одинаково нагруженных до номинальной нагрузки одиночно работающих генераторов на параллельную работу при  $n_{гд}=6500$  об/мин.

Включение генераторов происходит при начальном угле рассогласования  $\delta_{120}=57,3^\circ$  и при наличии начальной разницы по частоте ( $\Delta f=8$  гц) и фазному напряжению ( $\Delta U=4,6$  в), которые вызваны различием уставок регуляторов агрегатов. Процесс синхронизации при таком начальном условии характеризуется резким увеличением угла рассогласования до  $\delta_{12}=114^\circ$  при  $t=0,11$  сек, что сопровождается значительным колебанием напряжения сети в системе и перераспределением нагрузки с отстающего генератора (второго) на опережающий (первый). Такое перераспределение нагрузки между генераторами вызывает перегрузку гидропривода первого агрегата, вращающий момент которого в 3,2 раза превышает номинальное значение. Переходные процессы по частоте в данном режиме (на рис. 3 не показаны) не выходят за пределы  $400 \pm 4$  гц и имеют затухающий колебательный характер.



На кривых 4 рис. 3 показан режим включения на параллельную работу предварительно неодинаково нагруженных генераторов при  $n_{\text{пд}} = 6500 \text{ об/мин}$  и  $\delta_{120} = 0$ . В данном случае включение происходит, когда  $СГ1$  нагружен на номинальную нагрузку, а  $СГ2$  работает в режиме холостого хода. Система устойчива, однако происходит проскальзывание ротора  $СГ1$  относительно  $СГ2$  на два полюсных деления. Это сопровождается глубокой посадкой напряжения при  $t = 0,13 \text{ сек}$  и перенапряжением до 178 в при  $t = 0,19 \text{ сек}$ . Таким образом, в данном режиме синхронная устойчивость в системе с гидромеханическим приводом не обеспечивается. Аналогичный режим при  $n_{\text{пд}} = 3960 \text{ об/мин}$  не вызывает проскальзывание ротора  $СГ1$ .

Неисправность блока  $БРАМ$  (кривые 5), приводящая к отсутствию сигналов по равномерному рас-

пределению активных мощностей в системе, приводит к нарушению устойчивости параллельной работы генераторов. При  $t = 0,3 \text{ сек}$  генераторы выходят из синхронизма.

#### ЛИТЕРАТУРА

1. Кулебакин В. С. и др., Электроснабжение самолетов, Оборонгиз, 1956.
2. Страхов С. В. и др., Динамика автономной системы электроснабжения с пневмомеханическим приводом постоянной скорости, «Электричество», 1970, № 11.
3. Страхов С. В. и Трубаев В. Т., Уравнения динамики автономной системы электроснабжения на переменном токе с гидромеханическим приводом постоянной скорости, Труды МИИТ, № 285, изд-во «Энергия», 1968.
4. Гавриленко Б. А. и др., Гидравлический привод, изд-во «Машиностроение», 1968.
5. Страхов С. В., Переходные процессы в электрических цепях, содержащих машины переменного тока, Госэнергоиздат, 1960.

[21.6.1971]



УДК 62—57:631.313.333

## Оптимальное по нагреву управление асинхронным короткозамкнутым двигателем при частотном пуске

Е. Г. АЛЕКСАНДРОВ, С. Б. КЛЕЙБАНОВ, О. Б. СУСЛОВА

Институт проблем управления АН СССР

Ф. А. МАМЕДОВ и В. Ю. РЕЗНИЧЕНКО

Московский энергетический институт

Существует большая группа механизмов, работающих в повторно-кратковременных режимах с большой частотой включений. Приводной двигатель этих механизмов большую часть времени работает в переходных режимах (пуски, торможения). Вплоть до последнего времени для привода таких механизмов применялись машины постоянного тока.

Применение асинхронного короткозамкнутого двигателя затруднялось тем, что способы регулирования, связанные с изменением скольжения, хотя и позволяли сформировать неплохой в отношении момента и скорости переходный процесс, тем не менее пусковые потери в обмотках при всех этих способах составляли:

$$\Delta A_r \geq A_{\text{кин}}; \Delta A_s \geq A_{\text{кин}} \frac{R_s}{R_r},$$

где  $\Delta A_s$  — потери в цепях статора;  $\Delta A_r$  — потери в цепях ротора;  $A_{\text{кин}} = J \frac{\omega_0^2}{2}$  — кинетическая энергия движущихся звеньев при установившейся скорости;  $J$  — момент инерции, приведенный к валу двигателя;  $R_s$  — сопротивление обмоток статора;  $R_r$  — сопротивление обмоток ротора.

При торможении противовключением (наиболее эффективным)

$$\Delta A_r \approx 3A_{\text{кин}}; \Delta A_s \approx 3A_{\text{кин}} \frac{R_s}{R_r}.$$

Частотное управление применялось мало из-за дороговизны и громоздкости электромеханических

преобразователей частоты. В связи с этим динамика и тем более энергетика систем преобразователь частоты — асинхронный двигатель исследованы недостаточно.

Ниже будет рассмотрена динамика асинхронного короткозамкнутого двигателя при частотном пуске с точки зрения минимизации потерь энергии в обмотках.

Уравнения двигателя [Л. 1] имеют следующий вид:

$$\left. \begin{aligned} \frac{d\psi_{sa}}{dt} &= U_{sa} - \frac{R_s}{\sigma x_s} \psi_{sa} + \frac{R_s x_0}{\sigma x_s x_r} \psi_{ra}; \\ \frac{d\psi_{s\beta}}{dt} &= U_{s\beta} - \frac{R_s}{\sigma x_s} \psi_{s\beta} + \frac{R_s x_0}{\sigma x_s x_r} \psi_{r\beta}; \\ \frac{d\psi_{ra}}{dt} &= \frac{R_r x_0}{\sigma x_s x_r} \psi_{sa} + \frac{R_r}{\sigma x_r} \psi_{ra} - p v \psi_{r\beta}; \\ \frac{d\psi_{r\beta}}{dt} &= \frac{R_r x_0}{\sigma x_s x_r} \psi_{s\beta} - \frac{R_r}{\sigma x_r} \psi_{ra} + p v \psi_{ra}; \\ M_0 &= \frac{3x_0}{2\sigma x_s x_r} (\psi_{s\beta} \psi_{ra} - \psi_{sa} \psi_{r\beta}); \\ \frac{dv}{dt} &= \frac{p}{J} (M_0 - M_c \text{sign } v); \\ i_{sa} &= \frac{1}{\sigma x_s} \psi_{sa} - \frac{x_0}{\sigma x_s x_r} \psi_{ra}; \\ i_{s\beta} &= \frac{1}{\sigma x_s} \psi_{s\beta} - \frac{x_0}{\sigma x_s x_r} \psi_{r\beta}; \\ i_{ra} &= \frac{1}{\sigma x_r} \psi_{ra} - \frac{x_0}{\sigma x_s x_r} \psi_{sa}; \\ i_{r\beta} &= \frac{1}{\sigma x_r} \psi_{r\beta} - \frac{x_0}{\sigma x_s x_r} \psi_{s\beta}; \end{aligned} \right\} \quad (1)$$

где  $\psi_{sz}, \psi_{s\beta}$  — потокосцепления обмоток статора;  $\psi_{ra}, \psi_{r\beta}$  — потокосцепления обмоток ротора;  $M_o$  — электромагнитный момент;  $M_c$  — момент сопротивления;  $i_{sa}, i_{s\beta}$  — токи в обмотках статора;  $i_{ra}, i_{r\beta}$  — токи в обмотках ротора;  $U_{sa}, U_{s\beta}$  — напряжения, подводимые к обмоткам статора;  $R_s$  — активное сопротивление обмоток статора;  $R_r$  — активное сопротивление обмоток ротора;  $x_s$  — индуктивное сопротивление обмоток статора;  $x_r$  — индуктивное сопротивление обмоток ротора;  $x_0$  — сопротивление взаимной индукции;  $\sigma$  — коэффициент рассеяния;  $p$  — число пар полюсов. Начальные значения всех координат нулевые.

Уравнения (1) составлены при следующих допущениях: машина считалась ненасыщенной; не учитывались пространственные гармоники поля; не учитывалось вытеснение тока в стержнях ротора.

Следует отметить, что последнее допущение при пуске от сети может привести к существенной ошибке. В случае же частотного пуска, даже далекого от оптимального, ошибка практически отсутствует, так как частота тока ротора на протяжении всего пуска составляет 3—5  $\text{Гц}$ , и, следовательно, явление вытеснения тока сказывается весьма незначительно.

Физическая постановка задачи формулируется следующим образом: необходимо за заданный промежуток времени  $[0, T]$  разогнать двигатель до заданной скорости  $v^*$  и при этом минимизировать потери энергии в обмотках двигателя за счет оптимального выбора управляющих воздействий  $U_{sa}$  и  $U_{s\beta}$ . Управляющие воздействия искались в следующем классе функций:

$$\left. \begin{aligned} U_{sa} &= U_m(t) \sin [\omega(t)t]; \\ U_{s\beta} &= U_m(t) \cos [\omega(t)t]. \end{aligned} \right\} \quad (2)$$

В качестве энергетических потерь минимизировалась энергия, выделяемая в обмотках ротора, которая вычислялась по следующей формуле:

$$\Delta A_r = R_r \int_0^T (i_{ra}^2 + i_{r\beta}^2) dt. \quad (3)$$

Отклонение  $v(T)$  от заданной скорости  $v^*$  учитывалось путем минимизации второй составляющей критерия:

$$\Delta v = k |v(T) - v^*|, \quad (4)$$

где  $k$  — весовой коэффициент.

Общая минимизируемая величина имела вид:

$$Q = \Delta A_r + \Delta v \quad (5)$$

Критерий оптимальности (5) справедлив для электроприводов механизмов, работающих с большой частотой включений, например подъемно-транспортных.

Таким образом, задача сводится к минимизации функционала  $Q$  по управлениям  $U_m(t)$  и  $\omega(t)$ , т. е. требуется отыскать

$$\min_{\substack{U_m(t) \\ \omega(t)}} Q = Q[U_m^*(t), \omega^*(t)], \quad (6)$$

где  $U_m^*(t), \omega^*(t)$  функции, доставляющие минимум функционалу  $Q$ .

Попытки решить эту задачу аналитическими методами оптимального управления (принцип максимума, динамическое программирование и т. д.) не дали положительных результатов, поэтому были использованы прямые вариационные методы, в частности, конечно-разностный метод Эйлера [Л. 2]. Идея этого метода заключается в том, что значение функционала  $Q[U_m(t), \omega(t)]$  рассматривается не на произвольных функциях  $U_m(t)$  и  $\omega(t)$ , а лишь на ломаных, составленных из заданного числа прямолинейных звеньев с заданными абсциссами вершин.

На таких ломаных функционал  $Q[U_m(t), \omega(t)]$  превращается в функцию  $Q[\vec{U}_m, \vec{\omega}]$  ординат  $\vec{U}_m (U_1, \dots, U_{10}), \vec{\omega} (\omega_1, \dots, \omega_{10})$  вершин ломаной, так как ломаная вполне определяется этими ординатами.

Поступая таким образом, мы сводим исходную вариационную задачу к задаче отыскания минимума функции многих переменных, т. е.

$$\min Q = Q^*(\vec{U}_m^*, \vec{\omega}^*), \quad (7)$$

где  $\vec{U}_m^*, \vec{\omega}^*$  — векторы оптимальных значений ординат ломаных амплитуды и частоты.

Следует заметить, что решая задачу (7) вместо задачи (6) мы получим приближенное значение управления по сравнению с точным решением. Однако с технической точки зрения управления в виде ломаных намного проще в реализации.

Для отыскания минимума функции  $Q(\vec{U}_m, \vec{\omega})$  применялся итерационный метод градиента, который заключается в последовательном изменении переменных функций  $Q$  по направлению, обратному вектору градиента этой функции.

Итерационный алгоритм минимизации функции запишется следующим образом:

$$\left. \begin{aligned} \vec{U}_m^{(n)} &= \vec{U}_m^{(n-1)} - \Delta \frac{\vec{\partial} Q^{(n-1)}}{\partial \vec{U}_m}; \\ \vec{\omega}^{(n)} &= \vec{\omega}^{(n-1)} - \Delta \frac{\vec{\partial} Q^{(n-1)}}{\partial \vec{\omega}}, \end{aligned} \right\} \quad (8)$$

где  $n$  — номер итерации

$$\frac{\vec{\partial} Q}{\partial \vec{U}_n} = \left( \frac{\partial Q}{\partial U_{n1}}, \dots, \frac{\partial Q}{\partial U_{n10}} \right);$$

$$\frac{\vec{\partial} Q}{\partial \vec{\omega}} = \left( \frac{\partial Q}{\partial \omega_1}, \dots, \frac{\partial Q}{\partial \omega_{10}} \right);$$

$\Delta$  — величина шага минимизации.

При достаточно малом значении  $\Delta$  алгоритм (8) сходится к оптимальным значениям переменных:

$$\vec{U}_m^{(n)} \rightarrow \vec{U}_m^*, \quad \vec{\omega}^{(n)} \rightarrow \vec{\omega}^*.$$

Так как получение точных значений векторов  $\frac{\vec{\partial} Q}{\partial \vec{U}_m}$  и  $\frac{\vec{\partial} Q}{\partial \vec{\omega}}$  затруднительно, то эти векторы оценивались



# Анализ режимов мостового преобразователя с насыщающимися дросселями

Канд. техн. наук М. А. АБЛАЕВ

Москва

канд. техн. наук М. А. ДУБРОВИН

Тольятти

канд. техн. наук А. В. СЕВРЮГОВ

Сызрань

**Введение.** Опыт эксплуатации мощных преобразователей с ионными вентилями показывает, что основными видами нарушения нормальных режимов являются обратные зажигания и пропуски зажигания. При прочих равных условиях частота указанных нарушений зависит от скорости спада анодного тока в конце коммутации и скорости нарастания скачка анодного напряжения [Л. 1]. Наряду с известными способами по ограничению скорости нарастания скачка анодного напряжения [Л. 2] в последнее время предложен ряд способов по ограничению скорости спада анодного тока путем введения в схему насыщающихся дросселей, перематываемых коммутационными токами [Л. 3]. Перематывание насыщающихся дросселей, обладающих прямоугольной петлей гистерезиса, происходит при неизменном токе, в результате чего в анодном токе перед окончанием коммутации появляется «ступенька» с малым током. Поэтому остаточное число зарядоносителей снижается до весьма незначительной величины.

Включение насыщающихся дросселей может оказаться целесообразным и в случае полупроводниковых вентилях (тиристорах), проводимость которых при включении управляющим сигналом начинается в ограниченной зоне вблизи управляющего электрода. Поэтому для предотвращения перегрева кремниевой пластины вблизи управляющего электрода необходимо ограничить скорость нарастания тока при включении тиристора.

Ниже приводятся результаты анализа режимов работы преобразователя с полупроводниковыми или ионными вентилями, собранного по шестифаз-

ной мостовой схеме. Насыщающиеся дроссели, имеющие двухобмоточное исполнение, включены со стороны схемной обмотки трансформатора.

**Расчетная схема.** Анализ режимов мостовой схемы будем производить исходя из расчетной схемы и обозначений, приведенных на рис. 1. При составлении этой схемы принято, что питающая система представляется симметричной системой э. д. с., индуктивность питающей системы и индуктивность рассеяния трансформатора образуют индуктивность в фазе контура коммутации  $L_T$ , активные сопротивления цепей постоянного и переменного токов, а также намагничивающий ток трансформатора приняты равными нулю.

При анализе ограничимся случаем, когда насыщающиеся дроссели  $ДН_a$ ,  $ДН_b$ ,  $ДН_c$ , имеющие основные обмотки с витками  $\omega_H$  и перематывающие обмотки с витками  $\omega_H$  обладают идеально прямоугольной петлей гистерезиса ( $B_s = B_r$ ).

Вентили имеют идеальные характеристики (падение напряжения в прямом направлении, обратный ток и напряжение зажигания равны нулю), а система управления обеспечивает их зажигание через  $\pi/3$ . Будем считать выпрямленный ток идеально сглаженным ( $L_d = \infty$ ), что соответствует реальным условиям работы мощных вентильных преобразователей.

**Режим 2-3.** Включение насыщающихся дросселей хотя и вносит своеобразные особенности в протекание электромагнитных процессов, но не меняет интервала повторяемости структуры преобразователя, равного  $\pi/3$ , и последовательности режимов работы схемы при увеличении нагрузки от холостого

ведены осциллограммы тех же кривых после оптимизации.

Полученная форма огибающей  $U_m^*(t)$  допускает следующее физическое объяснение: малое значение частоты в начале пуска определяет малые индуктивные сопротивления, и, следовательно, токи ограничиваются только активными сопротивлениями, поэтому амплитуда  $U_m(t)$  мала.

После того, как двигатель набрал скорость, значения  $U_m(t)$  также малы, так как энергия расходуется только на покрытие потерь, и, так как в нашем случае  $M_c = 0$ , то  $U_m(T) = 0$ . Очевидно, в случае  $M_c \neq 0$   $U_m(T)$  будет определяться из соотношения [Л. 4]:

$$U_m(T) = \omega(T) \sqrt{M_c(T)}.$$

**Выводы.** 1. Проведенная оптимизация дает основание предполагать, что при частотном пуске асин-

хронного короткозамкнутого двигателя могут быть существенно уменьшены потери за счет оптимального выбора управляющей амплитуды.

2. Предложенная выше методика решения этой задачи с применением АВМ позволяет эффективно решать аналогичные задачи для переходных процессов асинхронных двигателей и других электрических машин.

## ЛИТЕРАТУРА

1. Копылов И. П. и др., Математическое моделирование асинхронных машин, изд-во «Энергия», 1969.
2. Эльсгольц Л. З., Дифференциальные уравнения и вариационное исчисление, изд-во «Наука», 1969.
3. Фицнер Л. Н. и Норкин К. Б., Нелинейный преобразователь, управляемый электрическими напряжениями, ГОСИНТИ, № А-62-8/3.
4. Голован А. Т., Основы электропривода, ГЭИ, 1959.

[26.6.1971]



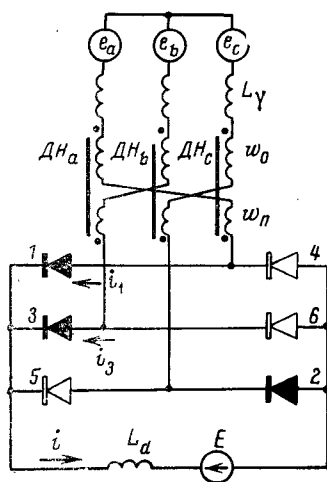


Рис. 1. Расчетная схема мостового преобразователя с насыщающимися дросселями.

Рассмотрим процесс перемагничивания насыщающихся дросселей на примере перемагничивания дросселя  $ДН_a$  во время коммутации тока с вентиля 1 на вентиль 3. До зажигания вентиля 3 сердечник дросселя  $ДН_a$  находится в насыщенном состоянии с индукцией  $+B_s$  под действием н. с. основной обмотки  $I_d \omega_0$ . После зажигания вентиля 3 магнитное состояние сердечника дросселя  $ДН_a$  определяется результирующим действием двух н. с., одна из которых — н. с. основной обмотки  $i_1 \omega_0$ , а другая — направленная ей встречно н. с.  $i_3 \omega_\Pi$  перемагничивающей обмотки. Перемагничивание насыщающего дросселя происходит при неизменном токе  $i_1 = i_0$ , когда

$$i_0 \omega_0 - (I_d - i_0) \omega_\Pi = -i_{с.д} \omega_0, \quad (1)$$

где  $i_{с.д}$  — динамический ток коэрцитивной силы, приведенный к виткам основной обмотки. После окончания перемагничивания сердечник дросселя  $ДН_a$  находится в насыщенном состоянии с индукцией  $-B_s$  под действием н. с. размагничивающей обмотки  $I_d \omega_\Pi$ .

После зажигания вентиля 4 магнитное состояние сердечника дросселя  $ДН_a$  определяется результирующим действием н. с.  $i_3 \omega_\Pi$  и направленной согласно с ней н. с.  $i_4 \omega_0$ . Обратное перемагничивание дросселя  $ДН_a$  происходит аналогичным образом во время коммутации тока с вентиля 4 на вентиль 6.

Выберем интервал повторяемости длительностью  $\pi/3$  таким образом, чтобы его начало совпадало с моментом подачи управляющего импульса на вентиль 3 ( $\vartheta_\Pi = \alpha$ ), а его конец — с моментом подачи управляющего импульса на вентиль 4 ( $\vartheta_\kappa = \alpha + \pi/3$ ). Тогда, совмещая начало отсчета времени с моментом естественного зажигания вентиля 3, для э. д. с.  $e_a, e_b, e_c$  имеем:

$$e_a = E_m \cos(\vartheta + \pi/3); \quad e_b = E_m \cos(\vartheta - \pi/3); \\ e_c = -E_m \cos \vartheta,$$

где  $\vartheta = 2\pi f t$ .

Интервал повторяемости в режиме 2-3 имеет два участка: коммутационный длительностью  $\gamma$ , ког-

да горят три вентиля, и межкоммутационный длительностью  $(\pi/3 - \gamma)$ , когда горят два вентиля. На коммутационном участке можно выделить три промежутка: первый длительностью  $\gamma_1$ , когда сердечник дросселя  $ДН_a$  находится в насыщенном состоянии с индукцией  $+B_s$ ; второй длительностью  $\tau$ , когда идет процесс перемагничивания дросселя  $ДН_a$ , третий длительностью  $(\gamma - \gamma_1 - \tau)$ , когда сердечник дросселя  $ДН_a$  находится в насыщенном состоянии с индукцией  $-B_s$ . В насыщенном состоянии дроссели не оказывают влияния на условия зажигания вентиля. Поэтому изменение анодного напряжения вентиля 3 при горении вентиля 1 и 2 описывается уравнением:

$$u_3 = e_b - e_a = \sqrt{3} E_m \sin \vartheta,$$

из которого следует, что зажигание вентиля 3 происходит в момент подачи на него управляющего импульса. Для нахождения угла коммутации  $\gamma$  воспользуемся уравнением, составленным по контуру коммутации, образованному вентилями 1 и 3:

$$x_\gamma \frac{di_3}{d\vartheta} - x_\gamma \frac{di_1}{d\vartheta} - \omega S(\omega_0 + \omega_\Pi) \frac{dB_a}{d\vartheta} = e_{ba}, \quad (2)$$

где  $S$  — сечение сердечника дросселя;  $x_\gamma$  — индуктивное сопротивление, соответствующее индуктивности  $L_\gamma$  ( $x_\gamma = \omega L_\gamma$ );  $\omega = 2\pi f$ .

Интегрируя (2) в пределах от  $\alpha$  до  $(\alpha + \gamma)$  с учетом того, что

$$i_3(\alpha) = 0, \quad i_1(\alpha) = I_d, \quad B_a(\alpha) = +B_s,$$

$$i_3(\alpha + \gamma) = I_d, \quad i_1(\alpha + \gamma) = 0, \quad B_a(\alpha + \gamma) = -B_s,$$

находим:

$$I_d + \Delta I_d = \frac{\sqrt{3} E_m}{2x_\gamma} [\cos \alpha - \cos(\alpha + \gamma)], \quad (3)$$

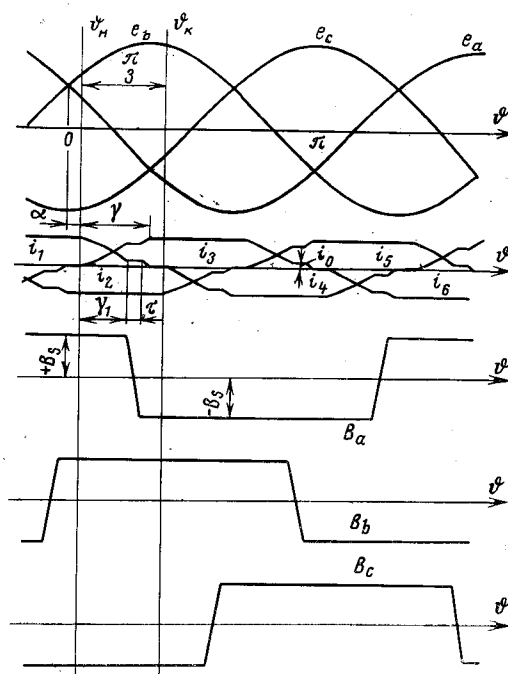


Рис. 2. Диаграмма э. д. с., токов и индукций для режима 2-3.

где

$$\Delta I_d = \frac{\omega}{x_\gamma} S(\omega_0 + \omega_n) B_s.$$

Уравнение (3) отличается от аналогичного уравнения для мостовой схемы без насыщающихся дросселей появлением в левой части уравнения дополнительного члена  $\Delta I_d$ , величина которого определяет возрастание угла коммутации  $\gamma$ , обусловленное наличием в схеме насыщающихся дросселей. Отметим, что допущение об идеальной прямоугольности петли гистерезиса ( $B_s = B_r$ ) упрощает определение лишь мгновенных значений токов и напряжений. В то время как для нахождения интегральных зависимостей типа  $I_d = f_1(\alpha, \gamma)$  или  $U_d = f_2(\alpha, \gamma)$  условие  $B_s = B_r$ , вообще говоря, необязательно. Действительно, если  $B_s \neq B_r$ , то в процессе перемагничивания дросселя  $ДН_a$  индукция в его сердечнике изменяется от  $+B_s$  до  $-B_r$ . При этом величина  $\Delta I_d$  в (3) определяется выражением:

$$\Delta I_d = (1 + K_\pi) \frac{\omega S(\omega_0 + \omega_n)}{2x_\gamma} B_s, \quad (4)$$

где  $K_\pi = B_r/B_s$  — коэффициент прямоугольности петли гистерезиса.

Сопоставляя результаты расчета величины  $\Delta I_d$  по (3) и (4) можно оценить величину ошибки при замене реальной петли гистерезиса идеально прямоугольной.

Выражение для расчета угла  $\gamma_1$  получаем в результате интегрирования уравнения (3) в пределах от  $\alpha$  до  $(\alpha + \gamma_1)$  при  $B_a = \text{const}$ :

$$I_d - i_0 = \frac{\sqrt{3} E_m}{2x_\gamma} [\cos \alpha - \cos(\alpha + \gamma_1)]. \quad (5)$$

Интегрирование уравнения (3) при условии постоянства токов вентилях 1 и 3 позволяет также найти выражение для расчета мгновенных значений индукций в сердечнике дросселя  $ДН_a$ :

$$B_a(\vartheta) = B_s + \frac{\sqrt{3} E_m}{\omega S(\omega_0 + \omega_n)} [\cos \vartheta - \cos(\alpha + \gamma_1)]. \quad (6)$$

Из (6) с учетом  $B_a(\alpha + \gamma_1 + \tau) = -B_s$  находим уравнение для расчета времени перемагничивания сердечника дросселя  $\tau$ :

$$\cos(\alpha + \gamma_1) - \cos(\alpha + \gamma_1 + \tau) = \frac{2\omega S(\omega_0 + \omega_n)}{\sqrt{3} E_m} B_s. \quad (7)$$

Уравнение внешней характеристики проще всего можно получить, используя условие независимости дискретных значений выпрямленного тока в моменты начала коммутации от величины индуктивности в цепи постоянного тока [Л. 4]. Для этого составим уравнение по контуру, образованному вентилями 2, 3 и цепью постоянного тока:

$$(X_d + x_\gamma) \frac{di}{d\vartheta} + x_\gamma \frac{di_s}{d\vartheta} - \omega S w_\pi \frac{dB_a}{d\vartheta} = e_{bc} - E, \quad (8)$$

где  $i$  — выпрямленный ток;  $X_d$  — индуктивное сопротивление, соответствующее индуктивности  $L_d \times (X_d = \omega L_d)$ . Уравнение (8) справедливо для коммутационного и межкоммутационного участков. Поэтому, интегрируя (8) в пределах от  $\alpha$  до  $(\alpha + \pi/3)$  с учетом  $i_3(\alpha) = 0$  и  $i(\alpha) = i(\alpha + \pi/3) = i_3(\alpha + \pi/3)$ , получим:

$$E = \frac{3\sqrt{3}}{\pi} E_m \cos \alpha - \frac{6}{\pi} \omega S w_\pi B_s - \frac{3}{\pi} x_\gamma i(\alpha).$$

При  $X_d = \infty$  имеем  $i(\alpha) = I_d$ , поэтому уравнение внешней характеристики в режиме попеременного горения вентилях группами по два и по три получим в виде

$$U_d = \frac{3\sqrt{3}}{\pi} E_m \cos \alpha - \Delta U'_d - \frac{3}{\pi} x_\gamma I_d, \quad (9)$$

где

$$\Delta U'_d = \frac{6}{\pi} \omega S w_\pi B_s.$$

Из (9) следует, что включение насыщающихся дросселей приводит к снижению напряжения холостого хода преобразователя на величину  $\Delta U'_d$  и не оказывает влияния на наклон внешней характеристики. Все замечания, сделанные выше в отношении  $\Delta I_d$ , будут справедливы и при определении величины  $\Delta U'_d$ . Поэтому при  $B_s \neq B_r$  имеем:

$$\Delta U'_d = \frac{3}{\pi} (1 + K_\pi) \omega S w_\pi B_s.$$

В насыщенном состоянии дроссели не оказывают влияния на изменение мгновенных значений выпрямленного и анодного напряжений. Поэтому в промежутках времени  $\alpha \leq \vartheta \leq (\alpha + \gamma_1)$  и  $(\alpha + \gamma_1 + \tau) \leq \vartheta \leq (\alpha + \gamma)$  для мгновенных значений выпрямленного и анодных напряжений имеем:

$$u_a = u_s = u_6 = -u_d = \frac{3}{2} e_c. \quad (10)$$

Соответственно в течение межкоммутационного участка  $(\alpha + \gamma) \leq \vartheta \leq (\alpha + \pi/3)$  изменение рассматриваемых величин описывается уравнениями:

$$u_4 = e_{ca}; \quad u_1 = e_{ab}; \quad u_5 = u_6 = -u_d = e_{cb}. \quad (11)$$

В общем случае наличие насыщающихся дросселей в схеме появляется только во время их перемагничивания. Для нахождения мгновенных значений выпрямленного и анодных напряжений в течение промежутка времени  $(\alpha + \gamma_1) \leq \vartheta \leq (\alpha + \gamma_1 + \tau)$  находим закон изменения потенциала катодного полюса по отношению к нейтрали эквивалентной трехфазной системы э. д. с.:

$$u_\kappa = \frac{\sqrt{\omega_0^2 + \omega_\pi^2 - \omega_0 \omega_\pi}}{\omega_0 + \omega_\pi} E_m \cos(\vartheta - \varphi), \quad (12)$$

где

$$\varphi = \arctg \sqrt{3} \frac{(\omega_0 - \omega_\pi)}{\omega_0 + \omega_\pi}.$$

Для мгновенных значений выпрямленного напряжения и анодных напряжений вентилях 4, 5 и 6, определяемых в промежутке времени  $(\alpha + \gamma_1) \leq \vartheta \leq (\alpha + \gamma_1 + \tau)$  как  $u_d = -u_4 = -u_5 = -u_6 = u_\kappa - e_c$ , находим:

$$\begin{aligned} u_d &= -\frac{3}{2} e_c + \frac{\omega_0 - \omega_\pi}{2(\omega_0 + \omega_\pi)} e_{ba} = \\ &= \frac{\sqrt{\omega_0^2 + \omega_\pi^2 + \omega_0 \omega_\pi}}{\omega_0 + \omega_\pi} \sqrt{3} E_m \cos(\vartheta - \psi), \end{aligned} \quad (13)$$

где

$$\psi = \arctg \frac{\omega_0 - \omega_\pi}{\sqrt{3}(\omega_0 + \omega_\pi)}.$$

Из уравнения (13) следует, что наличие в схеме насыщающихся дросселей приводит к возрастанию

амплитуды косинусоиды, по участкам которой изменяются мгновенные значения выпрямленного напряжения и смещение ее в сторону отставания на угол  $\psi$  ( $0 \leq \psi \leq \pi/6$ ), по сравнению с режимом работы схемы без насыщающихся дросселей. При одинаковом числе витков основной и перематнивающей обмоток насыщающиеся дроссели не оказывают влияния на изменение мгновенных значений выпрямленного и анодных напряжений и во время перематнивания; при этом их наличие в схеме проявляется только в образовании «ступенек» в токах вентилей, участвующих в коммутационном процессе. Качественное изменение мгновенных значений выпрямленного и анодного напряжений в режиме горения вентилей выпрямителя группами по три и по четыре при  $\omega_0 \neq \omega_{\Pi}$  показано на рис. 3.

Для мгновенных значений напряжения на основной и перематнивающей обмотках дросселя  $ДН_a$ , определяемых во время его перематнивания как  $u_0 = e_a - u_K$  и  $u_{\Pi} = e_b - u_K$ , имеем:

$$u_0 = - \frac{\omega_0}{\omega_0 + \omega_{\Pi}} \sqrt{3} E_m \sin \vartheta,$$

$$u_{\Pi} = \frac{\omega_{\Pi}}{\omega_0 + \omega_{\Pi}} \sqrt{3} E_m \sin \vartheta.$$

Зависимость среднего значения выпрямленного напряжения от величины углов  $\alpha$  и  $\gamma$  находим в результате интегрирования уравнений (10), (11) и (13) либо, что проще всего, путем подстановки  $I_d$  из (3) в (9):

$$U_d - \Delta U_d = \frac{3\sqrt{3}}{2\pi} E_m [\cos \alpha + \cos(\alpha + \gamma)], \quad (14)$$

где

$$\Delta U_d = \frac{3}{\pi} \omega S (\omega_0 - \omega_{\Pi}) B_s.$$

Из (14) следует, что включение насыщающихся дросселей в мостовую схему приводит к возрастанию на  $\Delta U_d$  среднего значения выпрямленного напряжения по сравнению с режимом работы схемы без насыщающихся дросселей и при одних и тех же значениях углов регулирования и коммутации.

**Режим 3 и 3-4.** При горении вентилей 6, 1 и 2 для анодного напряжения вентиля 3 имеем:

$$u_3 = - \frac{3}{2} E_m \cos(\vartheta + \pi/3). \quad (15)$$

Из (15) следует, что при достижении углом коммутации значения  $\pi/3$  число одновременно горящих вентилей в схеме при дальнейшем увеличении нагрузки определяется величиной угла регулирования  $\alpha$ . При  $\alpha < \pi/6$  схема переходит в режим постоянного горения трех вентилей, характеризующийся неизменной величиной угла коммутации и равной  $\pi/3$  (режим 3). В этом режиме увеличение нагрузки приводит к автоматическому смещению моментов зажигания вентилей в результате появления вынужденных углов зажигания. Для расчета режима постоянного горения трех вентилей, заканчивающегося при  $\alpha = \pi/6$ , остаются в силе все уравнения, полученные для режима 2-3 при  $\gamma = \pi/3$ .

Уравнение внешней характеристики получаем в результате исключения из уравнений (3) и (4)

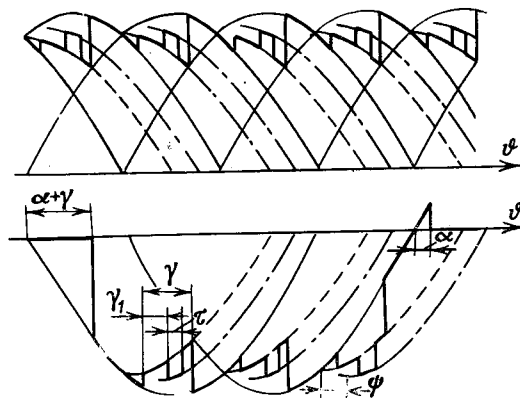


Рис. 3 Диаграмма выпрямленного и анодного напряжений для режима 2-3.

членов, содержащих угол зажигания  $\alpha$ , являющийся для данного режима переменной величиной:

$$\left[ \frac{I_d + \Delta I_d}{\frac{\sqrt{3}}{2} E_m} \right]^2 + \left[ \frac{U_d - \Delta U_d}{\frac{9 E_m}{2\pi}} \right]^2 = 1. \quad (16)$$

Из (16) следует, что в режиме постоянного горения трех вентилей уравнением внешней характеристики является эллипс, центр которого находится в точке с координатами  $\Delta U_d$ ,  $-\Delta I_d$ .

При достижении углом коммутации значения  $\pi/3$  в случае  $\alpha \geq \pi/6$ , дальнейшее увеличение нагрузки сопровождается переходом схемы в режим попеременного горения вентилей группами по три и по четыре (режим 3-4). Отметим, что уравнение (15) справедливо лишь для режима, при котором перематнивание сердечника дросселя  $ДН_b$  заканчивается до момента зажигания вентиля 3 ( $\gamma_1 + \tau < \pi/3$ ). Во время перематнивания сердечника дросселя  $ДН_b$  изменение анодного напряжения вентиля 3 описывается уравнением:

$$u_3 = \frac{\sqrt{\omega_0^2 + \omega_{\Pi}^2 + \omega_0 \omega_{\Pi}}}{\omega_0 + \omega_{\Pi}} \sqrt{3} E_m \sin \left( \vartheta - \frac{\pi}{6} - \psi \right),$$

из которого следует, что его зажигание возможно лишь при  $\vartheta = \alpha \geq \frac{\pi}{6} + \psi$ . Поэтому при увеличении

тока  $I_d$  до значения, при котором  $\gamma_1 + \tau = \pi/3$ , в схеме происходит автоматическое смещение моментов зажигания в результате появления вынужденных углов зажигания. В отличие от режима постоянного горения трех вентилей, когда  $\gamma = \text{const}$ , в рассматриваемой области режима 3-4 ( $\gamma_1 + \tau = \text{const}$ ).

В первой области режима 3-4 ( $\gamma_1 + \tau < \pi/3$ ) изменение мгновенных значений токов четырех вентилей в промежутке  $\alpha \leq \vartheta \leq (\alpha + \gamma - \pi/3)$  описывается теми же уравнениями, что и в мостовой схеме без насыщающихся дросселей. Поэтому для дискретных значений токов  $i_6(\alpha)$  и  $i_3(\alpha + \gamma - \pi/3)$  имеем:

$$\left. \begin{aligned} i_6(\alpha) &= \frac{E_m}{x_f} \left[ \sin \left( \alpha + \gamma - \frac{\pi}{3} \right) - \sin \alpha \right]; \\ i_3 \left( \alpha + \gamma - \frac{\pi}{3} \right) &= \frac{E_m}{x_f} \left[ \cos \left( \alpha - \frac{\pi}{6} \right) - \sin(\alpha + \gamma) \right]. \end{aligned} \right\} \quad (17)$$

Для промежутка времени горения трех вентиляй  $(\alpha + \gamma - \frac{\pi}{3}) \leq \vartheta \leq (\alpha + \frac{\pi}{3})$  справедливо уравнение (2), интегрируя которое находим:

$$i_3(\alpha + \frac{\pi}{3}) - i_3(\alpha + \gamma - \frac{\pi}{3}) + \Delta I_d = \\ = \frac{\sqrt{3} E_m}{2x_\gamma} \left[ \cos(\alpha + \gamma - \frac{\pi}{3}) - \cos(\alpha + \frac{\pi}{3}) \right]. \quad (18)$$

Уравнение для расчета угла коммутации получаем в результате сложения (17) и (18) с учетом того, что  $i_6(\alpha) + i_3(\alpha + \frac{\pi}{3}) = I_d$ :

$$I_d + \Delta I_d = \frac{E_m}{2x_\gamma} \left[ \cos(\alpha - \frac{\pi}{6}) - \cos(\alpha + \gamma + \frac{\pi}{6}) \right]. \quad (19)$$

В интервале времени, когда горят четыре вентиля, выпрямленное и анодные напряжения двух негорящих вентиляй равны нулю. В промежутке времени горения трех вентиляй изменение указанных величин описывается либо уравнением (10), когда  $\alpha + \gamma - \pi/3 \leq \vartheta \leq \alpha + \gamma_1$  и  $\alpha + \gamma_1 + \tau \leq \vartheta \leq \alpha + \pi/3$ , либо уравнением (13), когда  $\alpha + \gamma_1 \leq \vartheta \leq \alpha + \gamma_1 + \tau$ . Интегрируя в соответствующих пределах (10) и (13) с учетом того, что

$$\int_{B_s}^{-B_s} dB_a = - \int_{\alpha + \gamma_1}^{\alpha + \gamma_1 + \tau} \frac{\omega_0 - \omega_n}{2(\omega_0 + \omega_n)} e_{ba} d\vartheta,$$

получаем выражение для расчета среднего значения выпрямленного напряжения:

$$U_d - \Delta U_d = \frac{9E_m}{2\pi} \left[ \cos(\alpha - \frac{\pi}{6}) + \cos(\alpha + \gamma + \frac{\pi}{6}) \right]. \quad (20)$$

Уравнение внешней характеристики для первой области режима 3-4 находим в результате исключения в (19) и (20) членов, содержащих угол коммутации  $\gamma$ :

$$U_d = \frac{9E_m}{\pi} \cos(\alpha - \frac{\pi}{6}) - \Delta U''_d - \frac{9x_\gamma}{\pi} I_d, \quad (21)$$

где

$$\Delta U''_d = \frac{6}{\pi} \omega S (\omega_0 + 2\omega_n) B_s.$$

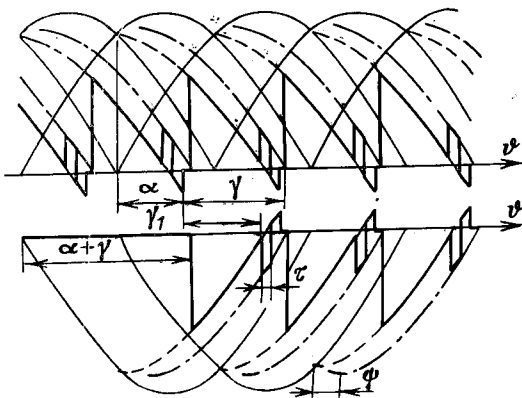


Рис. 4. Диаграмма выпрямленного и анодного напряжений для режима 3-4.

В результате того, что в первой области режима 3-4 перемагничивание насыщающихся дросселей происходит так же, как и в режиме 2-3, закон изменения индукции в сердечнике дросселя  $DH_a$  и время его перемагничивания при заданной величине угла  $\gamma_1$  определяются уравнениями (6) и (7). Уравнение для определения угла  $\gamma_1$  находим в результате интегрирования уравнения (2) в пределах от  $\alpha + \gamma - \pi/3$  до  $\alpha + \gamma_1$  при  $B_a = \text{const}$  и подстановки вместо  $i_3(\alpha + \gamma - \pi/3)$  второго выражения (17):

$$I_d - i_0 = \frac{E_m}{2x_\gamma} \left[ \cos(\alpha + \gamma + \frac{\pi}{6}) + \right. \\ \left. + 2 \cos(\alpha - \frac{\pi}{6}) - \sqrt{3} \cos(\alpha + \gamma_1) \right]. \quad (22)$$

Уравнение (22) позволяет определить величину угла  $\gamma_1$  при заданных значениях  $I_d$  и  $\alpha$  и вычисленных согласно (1) и (19) значениях  $i_0$  и  $\gamma$ . На рис. 4 показано качественное изменение мгновенных значений выпрямленного напряжения и анодного напряжения в первой области режима 3-4.

Протекание электромагнитных процессов во второй области режима 3-4, начинающейся при  $\gamma_1 + \tau = \pi/3$ , зависит от величины угла регулирования  $\alpha$ .

При  $\alpha < \frac{\pi}{6} + \psi$  выражения для расчета  $U_d$  и  $I_d$

находим путем исключения в (19) и (20) членов, содержащих угол коммутации  $\gamma$ , используя условие  $i_6(\alpha) = i_0$  в первом уравнении (17):

$$\left. \begin{aligned} I_d - \frac{1}{2} i_0 + \frac{1}{x_\gamma} \omega S (\omega_0 + \omega_n) B_s = \\ = \frac{\sqrt{3} E_m}{2x_\gamma} \left[ \sin(\alpha + \Delta\alpha + \frac{\pi}{6}) \right]; \\ U_d + \frac{9x_\gamma}{2\pi} i_0 - \frac{3}{\pi} \omega S (\omega_0 - \omega_n) B_s = \\ = \frac{9E_m}{2\pi} \cos(\alpha + \Delta\alpha + \frac{\pi}{6}), \end{aligned} \right\} \quad (23)$$

где  $\Delta\alpha$  — вынужденный угол зажигания.

Из (23) можно заключить, что уравнением внешней характеристики в рассматриваемой области режима 3-4 является уравнение эллипса, у которого не только смещен центр, но и оси не совпадают с осями координат.

Для определения верхней границы вынужденных углов зажигания из (7) находим значение угла регулирования  $\alpha_0$ , удовлетворяющее при  $\gamma_1 + \tau = \pi/3$  условию  $\alpha_0 + \tau = \psi + \pi/6$ :

$$\sin(\alpha_0 - \frac{\pi}{6}) = \sin \psi - \frac{2\omega S (\omega_0 + \omega_n) B_s}{\sqrt{3} E_m}.$$

Если  $\alpha < \alpha_0$ , то рассматриваемая область режима 3-4 распадается на две части. В первой части зажигания вентиляй происходит после окончания процессов перемагничивания дросселей, в результате чего значения вынужденных углов зажигания изменяются в пределах  $0 \leq \Delta\alpha \leq \tau$ , где

$$\sin(\alpha + \tau - \frac{\pi}{6}) = \sin(\alpha - \frac{\pi}{6}) + \frac{2\omega S (\omega_0 + \omega_n) B_s}{\sqrt{3} E_m}.$$

Во второй части, начинающейся при  $\Delta\alpha = \tau$ , в схеме возникает режим повторного зажигания



вентилей (режим 3-4-3-4). При этом первый раз вентили зажигаются в момент формирования управляющих импульсов, а второй — в момент окончания процессов перемангничивания дросселей. В режиме 3-4-3-4 значения вынужденных углов зажигания изменяются в пределах  $\tau \leq \Delta\alpha \leq \lambda$ , где

$$\cos\left(\alpha + \lambda - \frac{\pi}{6}\right) = \cos\left(\alpha - \frac{\pi}{6}\right) - \frac{2\omega S(\omega_0 - \omega_n)B_s}{3E_m}.$$

Заметим, что переход схемы в режим повторного зажигания вентилей сопровождается скачкообразным возрастанием углов  $\gamma$  и  $\gamma_1$  на величину, равную  $\Delta\alpha$ . Причем в отличие от предшествующих режимов, когда перемангничивание сердечников дросселей полностью протекает в процессе двухфазного короткого замыкания, в режиме 3-4-3-4 перемангничивание дросселей протекает частично в процессе двухфазного и частично в процессе трехфазного коротких замыканий.

Если  $\alpha_0 \leq \alpha \leq \pi/6 + \psi$ , то в схеме имеет место лишь первая часть рассматриваемого режима. При этом значения вынужденных углов зажигания заключены в пределах  $0 \leq \Delta\alpha \leq \pi/6 + \psi - \alpha$ .

Вторая область режима 3-4 при  $\alpha > \frac{\pi}{6} + \psi$  начинается при  $\gamma_1 + \tau = \pi/3$  и заканчивается при  $\gamma_1 = \pi/3$ . Процессы перемангничивания сердечников дросселей при  $\gamma_1 \leq \frac{\pi}{3} \leq \gamma_1 + \tau$  протекает так же, как и в режиме 3-4-3-4.

Внешняя характеристика схемы в рассматриваемой области режима 3-4 можно описать уравнением (21), полагая в нем

$$\Delta U''_a = \frac{3}{\pi} \omega S [3(\omega_0 + \omega_n) B_s + (\omega_0 - \omega_n) B_a],$$

где  $B_a$  — значение индукции в сердечнике перемангничивающегося дросселя в момент зажигания очередного вентиля ( $-B_s \leq B_a \leq B_s$ ).

В третьей и последней областях режима 3-4 перемангничивание сердечников дросселей протекает полностью в процессе трехфазного короткого замыкания. Для расчета внешней характеристики схемы также применимо уравнение (21) при

$$\Delta U''_a = \frac{6}{\pi} \omega S (2\omega_0 + \omega_n) B_s. \quad (24)$$

Максимальное значение выпрямленного тока в режиме короткого замыкания находим из (21) и (24), полагая  $U_a = 0$  и  $\alpha = \pi/6$ :

$$I_{a_{к.з}} = \frac{E_m}{x_{\gamma}} - \frac{2\omega}{3x_{\gamma}} S (2\omega_0 + \omega_n) B_s. \quad (25)$$

Из (25) следует, что в мостовой схеме с насыщающимися дросселями максимальное значение тока короткого замыкания меньше тока трехфазного короткого замыкания на величину, определяемую параметрами дросселей и величиной индуктивного сопротивления контура коммутации.

**Выводы.** 1. Включение в преобразовательную схему насыщающихся дросселей, перемангничиваемых токами коммутации, уменьшает напряжение холостого хода, не оказывает влияния на наклон внешней характеристики.

2. Максимальное значение тока короткого замыкания меньше тока трехфазного короткого замыкания на величину, зависящую от параметров насыщающихся дросселей.

#### ЛИТЕРАТУРА

1. Сена Л. А., Гашение катодного пятна остаточной плазмой, Изв. НИИПТ, изд-во «Энергия», 1958, № 2.
2. Толстов Ю. Г., Электромагнитные процессы в выпрямительных установках с нелинейными анодными дросселями, Изв. АН СССР, 1950, № 2.
3. Аблаев М. А. и Дубровин М. А., Трехфазный мостовой преобразователь, Авторское свидетельство № 250326, Бюлл. открытий и изобретений, 1969, № 26.
4. Нейман Л. Р., Поссе А. В. и Слоним М. А., Метод расчета переходных процессов в цепях, содержащих вентильные преобразователи, индуктивности и э. д. с., «Электричество», 1966, № 12.

[26.11.1970]



УДК 621.315.671:620.193

## О методе расчета электрохимической защиты от коррозии трубопроводов конечной длины

В. Н. ОСТАПЕНКО и В. В. ЛУКОВИЧ

Киев

В [Л. 1 и 2] показано, что нахождение разности потенциалов трубопровод — грунт значительно упрощается, если предварительно вычислены функции влияния, определяющие разность потенциалов между трубопроводом и грунтом, обусловленную единичным источником тока.

В этой статье рассматриваются способы определения этих функций, а также их применение к решению некоторых задач, для трубопроводов конечной длины.

**Основные уравнения.** Следуя [Л. 1] введем следующие обозначения:  $k$  — удельная проводимость грунта;  $\rho$  — сопротивление участка трубопровода единичной длины (удельное сопротивление);  $R$  — сопротивление изоляционного покрытия на этом

участке;  $r_0$  — радиус трубопровода;  $\phi$  — потенциал трубопровода;  $\Phi$  — потенциал грунта на поверхности соприкосновения грунта с изоляционным покрытием;  $z$  — координата, отсчитываемая вдоль оси трубопровода;  $s_1, s_2$  — координаты концов трубопровода.

Потенциал электрического тока в грунте будем искать в виде:

$$U = \frac{1}{4\pi k} \left\{ \int_{s_1}^{s_2} \frac{\tau(\xi) d\xi}{V(z - \xi)^2 + r^2} + \frac{q}{Vb^2 - 2br \cos \psi + r^2 + (z - \xi)^2} \right\}, \quad (1)$$

где  $\tau$  — некоторая вспомогательная функция;  $b$  — расстояние между осью трубопровода и источником тока;  $q$  — мощность источника тока;  $z = \xi$ ,  $r = b$ ,  $\psi = 0$  — координаты источника тока в цилиндрической системе координат  $z, r, \psi$ .

Как следует из определения функции  $\Phi$ ;

$$U/r_{=r_0} = \Phi. \quad (2)$$

Функции  $U$ ,  $\Phi$  и  $\varphi$  связаны между собой следующими соотношениями [Л. 1]:

$$2\pi r_0 k \left. \frac{\partial U}{\partial r} \right|_{r=r_0} = \frac{\Phi - \varphi}{R}, \quad (3)$$

$$\frac{1}{\rho} \frac{d^2 \varphi}{dz^2} = \frac{\varphi - \Phi}{R} - q_1 \delta(z - \xi_1), \quad (4)$$

где  $q_1$  — мощность источника на трубопроводе;  $z = \xi_1$  — точка на трубопроводе, в которой он расположен,  $\delta(z - \xi_1)$ ;  $\delta$  — дельта функция [Л. 4].

Уравнение (3) утверждает, что плотность тока, проходящего через изоляционное покрытие, равна плотности тока, выходящего из грунта, а уравнение (4) — что эта же величина равна изменению тока, текущего по трубопроводу.

Для определения функций  $\Phi$  и  $\varphi$  и, следовательно, искомой разности потенциалов трубопровод — грунт  $\Phi - \varphi$  необходимо задать на концах трубопровода либо значение потенциала, либо ток, т. е. одну из четырех пар величин:

$$\begin{aligned} \Phi(s_1), \Phi(s_2); \varphi(s_1), \varphi'(s_2); \\ \varphi'(s_1), \Phi(s_2); \varphi'(s_1), \varphi'(s_2). \end{aligned}$$

В дальнейшем ограничимся лишь следующими краевыми условиями:

$$\left. \frac{d\varphi}{dz} \right|_{z=s_1} = Q_1, \quad \left. \frac{d\varphi}{dz} \right|_{z=s_2} = Q_2.$$

Введем обозначения:

$$\lambda(z, b, \xi) = \Phi_\lambda - \varphi_\lambda; \quad (5)$$

$$\mu(z, \xi_1) = \Phi_\mu - \varphi_\mu; \quad (6)$$

$$v_1(z) = \Phi_{v_1} - \varphi_{v_1}; \quad (7)$$

$$v_2(z) = \Phi_{v_2} - \varphi_{v_2}, \quad (8)$$

где  $\Phi_\lambda, \varphi_\lambda, \Phi_\mu, \varphi_\mu, \Phi_{v_1}, \varphi_{v_1}, \Phi_{v_2}, \varphi_{v_2}$  — решения системы уравнений (1) — (4) соответственно при

$$(\lambda) q = 1; q_1 = Q_1 = Q_2 = 0;$$

$$(\mu) q_1 = 1; q = Q_1 = Q_2 = 0;$$

$$(v_1) Q_1 = 1; q = q_1 = Q_2 = 0;$$

$$(v_2) Q_2 = 1; q = q_1 = Q_1 = 0;$$

Очевидно, разность потенциалов трубопровод — грунт и потенциал трубопровода, порождаемые совместным действием источников тока, определяются из формул:

$$F(z) = q\lambda + q_1\mu + Q_1v_1 + Q_2v_2; \quad (9)$$

$$\Phi(z) = q\varphi_\lambda + q_1\varphi_\mu + Q_1\varphi_{v_1} + Q_2\varphi_{v_2}. \quad (10)$$

Из геометрических соображений (рис. 1) легко убедиться в том, что разность потенциалов, обусловленная распределенным вдоль оси  $O\xi$  источником тока плотностью  $j(\xi)$ , и потенциал трубопровода в соответствии с принципом суперпозиции могут быть вычислены по формулам [Л. 9]:

$$F(z) = q\lambda(z, b, \xi) + q_1\mu(z, \xi_1) + Q_1v_1(z) + Q_2v_2(z) + \int_{\xi_1}^{\xi_2} j(\xi) \lambda(\xi, \sqrt{b_1^2 + (\xi_0 + r \sin \gamma + (z - z_0) \cos \gamma)^2},$$

$$\sqrt{(r \cos \gamma - (z - z_0) \sin \gamma)^2 + b_1^2}) d\xi; \quad (11)$$

$$\Phi(z) = q\varphi_\lambda(z, b, \xi) + q_1\varphi_\mu(z, \xi_1) + Q_1\varphi_{v_1}(z) + Q_2\varphi_{v_2}(z) +$$

$$+ \int_{\xi_1}^{\xi_2} j(\xi) \varphi_\lambda(\xi, \sqrt{b_1^2 + (\xi_0 + r \sin \gamma + (z - z_0) \cos \gamma)^2},$$

$$\sqrt{(r \cos \gamma - (z - z_0) \sin \gamma)^2 + b_1^2}) d\xi, \quad (12)$$

где  $b_1$  — кратчайшее расстояние между осью трубопровода и прямой;  $\xi_0, z_0$  — значения координат  $\xi$  и  $z$ , в которых это расстояние достигается;  $\gamma$  — угол между проекциями оси трубопровода и прямой на параллельную им плоскость;  $\xi_1, \xi_2$  — концы отрезка прямой, на которой распределен источник  $j(\xi)$ .

**Приведение системы интегродифференциальных уравнений к системе интегральных уравнений.** Опыт решения рассматриваемой в работе задачи на ЦВМ показывает, что более удобной для вычислений является интегральная форма уравнений. С этой целью перейдем от дифференциального уравнения (4) к интегральному.

Заметим, что если известно частное решение уравнения

$$\frac{d^2 G(z, \xi)}{dz^2} - \frac{\rho}{R} G(z, \xi) = \delta(z - \xi), \quad (13)$$

удовлетворяющее однородным условиям, то общее решение уравнения

$$\frac{d^2 \varphi}{dz^2} - \frac{\rho}{R} \varphi = f(z) \quad (14)$$

может быть представлено в виде:

$$\varphi = \varphi_1(z) + \int_{s_1}^{s_2} G(z, \xi) f(\xi) d\xi, \quad (15)$$

где  $\varphi_1$  — общее решение однородного уравнения (14), удовлетворяющее заданным граничным условиям (4).

Обозначая  $\sqrt{\frac{\rho}{R}} = \omega$  и производя вычисления в соответствии с [Л. 4 и 6], уравнение (4) с учетом того, что

$$\int_{s_1}^{s_2} G(z, \xi) \delta(\xi - \xi_1) d\xi = G(z, \xi_1),$$

примет форму:

$$\begin{aligned} \varphi = -Q_1 \frac{\text{ch } \omega(s_2 - z)}{\omega \text{ sh } \omega(s_2 - s_1)} + Q_2 \frac{\text{ch } \omega(z - s_1)}{\omega \text{ sh } \omega(s_2 - s_1)} - \\ - \omega^2 \int_{s_1}^{s_2} G(z, \xi) \Phi(\xi) d\xi - \omega^2 q_1 R G(z, \xi_1), \end{aligned} \quad (16)$$

где

$$G(z, \xi) = \begin{cases} -\frac{\text{ch } \omega(s_2 - z) \text{ ch } \omega(\xi - s_1)}{\omega \text{ sh } \omega(s_2 - s_1)}, & z > \xi; \\ -\frac{\text{ch } \omega(z - s_1) \text{ ch } \omega(\xi - s_2)}{\omega \text{ sh } \omega(s_2 - s_1)}, & z < \xi. \end{cases}$$

Может быть получено четыре функции  $G(z, \xi)$ , удовлетворяющие различным граничным условиям:

$$G|_{z=s_1} = G|_{z=s_2} = 0; \quad \left. \frac{dG}{dz} \right|_{z=s_1} = G|_{z=s_2} = 0;$$

$$G|_{z=s_1} = \frac{dG}{dz} \Big|_{z=s_2} = 0.$$

В статье рассматривается функция, удовлетворяющая условиям:

$$\left. \frac{dG}{dz} \right|_{z=s_1} = \left. \frac{dG}{dz} \right|_{z=s_2} = 0.$$

Применение остальных функций аналогично  $G$  и выбор какой-либо из них обуславливается физическим смыслом конкретной задачи.

Обратимся теперь к соотношениям (1)–(3). Если  $b$  достаточно велико по сравнению с  $r_0$ , то из (1) и (2) имеем:

$$\vartheta = -\frac{1}{4\pi k} \left[ \int_{s_1}^{s_2} \frac{\tau(\xi) d\xi}{\sqrt{(z-\xi)^2 + r_0^2}} + \frac{q}{\sqrt{b^2 + (z-\xi)^2}} \right]. \quad (17)$$

Удовлетворим далее условия (3). С этой целью вычислим производные от (1) в точке  $r=r_0$ . Замечая при этом, что среднее значение производной от второго слагаемого в (1) равно нулю и заменяя ее этим средним значением [Л. 4], из (1) и (3) получим:

$$-\frac{r_0^2}{2} \int_{s_1}^{s_2} \frac{\tau(\xi) d\xi}{[(z-\xi)^2 + r_0^2]^{\frac{3}{2}}} = \frac{\vartheta - \varphi}{R}. \quad (18)$$

**Вычисление функций влияния.** Уравнения (16)–(18) составляют систему интегральных уравнений относительно неизвестных  $\vartheta$ ,  $\varphi$ ,  $\tau$ . Подставим в (18) вместо  $\varphi$  его значение из (16). Получим систему двух интегральных уравнений:

$$\begin{aligned} \vartheta - \frac{1}{4\pi k} \int_{s_1}^{s_2} \frac{\tau(\xi) d\xi}{\sqrt{(z-\xi)^2 + r_0^2}} &= \frac{1}{4\pi k} \frac{q}{\sqrt{b^2 + (z-\xi)^2}}; \quad (19) \\ \vartheta + \omega^2 \int_{s_1}^{s_2} G(\xi, z) \vartheta(\xi) d\xi + \frac{r_0^2 R}{2} \int_{s_1}^{s_2} \frac{\tau(\xi) d\xi}{[(z-\xi)^2 + r_0^2]^{\frac{3}{2}}} &= \\ &= Q_1 \frac{\operatorname{ch} \omega (s_2 - z)}{\omega \operatorname{sh} \omega (z_2 - s_1)} - Q_2 \frac{\operatorname{ch} \omega (z - s_1)}{\omega \operatorname{sh} \omega (s_2 - s_1)} + \\ &+ \omega^2 q_1 R G(z, \xi_1) \end{aligned} \quad (20)$$

относительно неизвестных  $\vartheta$  и  $\tau$ . Решив ее одним из численных методов, находим  $\vartheta$  и  $\tau$ . Из (16) найдем  $\varphi$ . Искомая разность потенциалов  $F$ , порожденная действием источников  $q$ ,  $q_1$ ,  $Q_1$  и  $Q_2$  определится по формуле:

$$F = \vartheta - \varphi.$$

Аналогично из (19) и (20) могут быть найдены функции влияния  $\lambda$ ,  $\mu$ ,  $\nu_1$  и  $\nu_2$ . Для этого достаточ-

но положить в (19) и (20)

$$\begin{aligned} q &= 1, \quad q_1 = Q_1 = Q_2 = 0 & (\text{для } \lambda) \\ q_1 &= 1, \quad q = Q_1 = Q_2 = 0 & (\text{для } \mu) \\ Q_1 &= 1, \quad q = q_1 = Q_2 = 0 & (\text{для } \nu_1) \\ Q_2 &= 1, \quad q = q_1 = Q_1 = 0 & (\text{для } \nu_2) \end{aligned}$$

Отметим, что при  $r_0 \ll s_2 - s_1$  функция

$$\frac{r_0^2}{2} [(z-\xi)^2 + r_0^2]^{-\frac{3}{2}}$$

близка к  $\delta$ -функции.

Учитывая это, уравнение (18) можем записать в следующем виде:

$$-\tau(z) \approx \frac{\vartheta(z) - \varphi(z)}{R}. \quad (21)$$

Как показывают вычисления на ЦВМ, замена уравнения (18) уравнением (21) приводит к практически совпадающим результатам при решении системы (19) и (20). Выражение (21) означает равенство плотностей токов, подходящих к изоляционному покрытию трубопровода и проходящих через него. Поэтому систему (19) и (20) можно заменить более простой относительно неизвестных  $\vartheta$  и  $\varphi$ :

$$\left. \begin{aligned} \vartheta + \frac{1}{4\pi k} \int_{s_1}^{s_2} \frac{\vartheta - \varphi}{R} \frac{q}{\sqrt{(z-\xi)^2 + r_0^2}} &= \\ &= \frac{1}{4\pi k} \frac{q}{\sqrt{b^2 + (z-\xi)^2}}; \\ \varphi + \omega^2 \int_{s_1}^{s_2} G(z, \xi) \vartheta(\xi) d\xi &= \\ &= -Q_1 \frac{\operatorname{ch} \omega (s_2 - z)}{\omega \operatorname{sh} \omega (z_2 - s_1)} + Q_2 \frac{\operatorname{ch} \omega (z - s_1)}{\omega \operatorname{sh} \omega (s_2 - s_1)} - \\ &- \omega^2 q_1 R G(z, \xi_1). \end{aligned} \right\} \quad (22)$$

Перейдем теперь к численному решению системы (22). Оно может быть сведено к решению системы линейных алгебраических уравнений различными способами [Л. 5]. Однако в данном случае, для того чтобы наиболее точно учесть особенность поведения ядра

$$\frac{1}{\sqrt{(z-\xi)^2 + r}}$$

следует применить метод, аналогичный методу Филлона [Л. 10]. Для этого функции  $\vartheta - \varphi$  и  $\vartheta$  заменим их кусочно-линейной аппроксимацией. Разделим отрезок  $[s_1, s_2]$  на  $n$  частей точками  $s_1 = \xi_0, \xi_1, \dots, \xi_n = s_2$  и положим:

$$\vartheta - \varphi = f = \sum_{i=0}^{n-1} A_i(\xi); \quad \vartheta = \sum_{i=0}^{n-1} B_i(\xi), \quad (23)$$

где

$$\begin{aligned} A_i &= \begin{cases} f(\xi_i) + \frac{f(\xi_{i+1}) - f(\xi_i)}{\xi_{i+1} - \xi_i} (\xi - \xi_i) = f(\xi_i) \frac{\xi_{i+1} - \xi}{\xi_{i+1} - \xi_i} + f(\xi_{i+1}) \frac{\xi - \xi_i}{\xi_{i+1} - \xi_i}; & \xi \in [\xi_i, \xi_{i+1}] \\ 0 & \xi \notin [\xi_i, \xi_{i+1}], \end{cases} \\ B_i &= \begin{cases} \vartheta(\xi_i) \frac{\xi_{i+1} - \xi}{\xi_{i+1} - \xi_i} + \vartheta(\xi_{i+1}) \frac{\xi - \xi_i}{\xi_{i+1} - \xi_i}; & \xi \in [\xi_i, \xi_{i+1}] \\ 0 & \xi \notin [\xi_i, \xi_{i+1}]. \end{cases} \end{aligned}$$



В этом случае из (24)

$$\vartheta_i = \frac{1}{4\pi k} \frac{q}{\sqrt{b^2 + (z_i - \xi)^2}} \quad (25)$$

и

$$\varphi_i = - \sum_{j=0}^{n-1} (\alpha_{ij} \vartheta_j + \beta_{ij} \vartheta_{j+1}) - Q_1 \frac{\operatorname{ch} \omega (s_2 - z_i)}{\omega \operatorname{sh} \omega (s_2 - s_1)} + Q_2 \frac{\operatorname{ch} \omega (z_i - s_1)}{\omega \operatorname{sh} \omega (s_2 - s_1)} - \omega^2 q R G(z_i, \xi). \quad (26)$$

Формулу (26) можно заменить\* более простой, если величина  $\omega (s_2 - s_1)$  достаточно мала. В этом случае

$$\left. \begin{aligned} \operatorname{ch} \omega (s_2 - s_1) &\approx 1; \\ \operatorname{sh} \omega (s_2 - s_1) &\approx \omega (s_2 - s_1), \end{aligned} \right\} \quad (27)$$

и, следовательно,

$$- \omega^2 \int_{s_1}^{s_2} G(\zeta, z) \vartheta(\zeta) d\zeta = \frac{1}{s_2 - s_1} \int_{s_1}^{s_2} \vartheta(\zeta) d\zeta. \quad (28)$$

Подставив (27) и (28) во второе уравнение (22), находим:

$$\varphi = \frac{1}{s_2 - s_1} \int_{s_1}^{s_2} \vartheta(\zeta) d\zeta + \frac{Q_1 - Q_2}{\omega^2 (s_2 - s_1)} - q R \frac{1}{s_2 - s_1}. \quad (29)$$

Справедливость такого рода упрощения была проверена непосредственным решением системы (24) и вычислениями по формулам (25) и (29).

При значениях

$$\begin{aligned} R &= 500 \text{ ом} \cdot \text{м}, \quad s_2 - s_1 = 2000 \text{ м}, \quad r_0 = 0,61 \text{ м}; \\ k &= 0,2 \frac{1}{\text{ом}} \text{ м}, \quad b = 200 \text{ м}, \quad \rho = 2,82 \cdot 10^{-8} \text{ ом} \cdot \text{м}. \end{aligned}$$

Эти результаты совпали с точностью до третьего знака.

**Функции влияния для трубопровода конечной длины, расположенного на глубине  $h$  под поверхностью грунта.** Рассмотрим систему двух параллельных трубопроводов, симметрично расположенных относительно некоторой плоскости, принимаемой за поверхность грунта, на расстоянии  $2h$  между их осями. Эта задача эквивалентна задаче об одном трубопроводе, находящемся в грунте на глубине  $h$ . Отнесем к такому трубопроводу цилиндрическую систему координат  $r, \psi, z$  так, чтобы ось трубопровода совпала с осью  $z$ .

Пусть в точках  $r=b, \psi=\frac{\pi}{2}, z=z_0$  и  $r=\sqrt{b^2 + 4h^2}, \psi=\frac{\pi}{2} - \operatorname{arctg} \frac{2h}{b}, z=z_0$  находятся

источники интенсивности  $q$ , а в точках  $r=r_0, \psi=0, z=\xi$  и  $r=2h-r_0, \psi=0, z=\xi$  — источник  $q_1$ . Пусть на концах трубопроводов заданы токи  $Q_1$  и  $Q_2$ . Потенциал  $U$ , порожденный действием источников, расположенных на трубопроводах и вне их, можно представить в виде [Л. 2]:

$$U = \frac{1}{4\pi k} \left\{ \int_{s_1}^{s_2} \frac{\tau(\zeta) d\zeta}{\sqrt{(z-\zeta)^2 + r^2}} + \int_{s_1}^{s_2} \frac{\tau(\zeta) d\zeta}{\sqrt{(z-\zeta)^2 + r^2 - 4rh \cos \psi + 4h^2}} + \right.$$

$$\left. + \frac{q}{\sqrt{(z-z_0)^2 + b^2 - 2br \cos \left( \psi - \frac{\pi}{2} \right) + r^2}} + \frac{q}{\sqrt{(z-z)^2 + b^2 + 4h^2 - 2r \sqrt{b^2 + 4h^2} \cos \left( \psi - \frac{\pi}{2} \right) + r^2}} \right\}. \quad (30)$$

При  $r_0 \ll 2h \ll b$  аналогично (17) на поверхности трубопровода из уравнения (30) будем иметь

$$\vartheta = \frac{1}{4\pi k} \left\{ \int_{s_1}^{s_2} \tau(\zeta) \left[ \frac{1}{\sqrt{(z-\zeta)^2 + r_0^2}} + \frac{1}{\sqrt{(z-\zeta)^2 + 4h^2}} \right] d\zeta + \frac{1}{\sqrt{(z-z_0)^2 + b^2}} \right\}. \quad (31)$$

Уравнение (31) при подстановке в него

$$\tau(z) = - \frac{\vartheta - \varphi}{R}$$

вместе с уравнением (16) образует полную систему интегральных уравнений относительно  $\vartheta$  и  $\varphi$ .

Заменяя  $\vartheta$  и  $\varphi$  кусочно-линейными функциями аналогично (24) и полагая  $z=z_i$  ( $i=0, 1, 2, \dots, n$ ), получим систему алгебраических уравнений с неизвестными  $\vartheta_i$  и  $\varphi_i$ :

$$\left. \begin{aligned} \vartheta_i + \sum_{j=0}^{n-1} \left[ \alpha_{ij} \frac{\vartheta_j - \varphi_j}{R} + \beta_{ij} \frac{\vartheta_{j+1} - \varphi_{j+1}}{R} \right] &= \frac{1}{4\pi k} \frac{q}{\sqrt{(z_i - z_0)^2 + b^2}}; \\ \varphi_i = -Q_1 \frac{\operatorname{ch} \omega (s_2 - z_i)}{\omega \operatorname{sh} \omega (s_2 - s_1)} + Q_2 \frac{\operatorname{ch} \omega (z_i - s_1)}{\omega \operatorname{sh} \omega (s_2 - s_1)} - & \\ - \sum_{j=0}^{n-1} [\alpha'_{ij} \vartheta_j + \beta'_{ij} \vartheta_{j+1}] - \omega^2 q_1 R G(z_i, \xi), & \\ i = 0, 1, 2, \dots, n, & \end{aligned} \right\} \quad (32)$$

где

$$\begin{aligned} \alpha_{ij} &= \frac{1}{4\pi k} \int_{z_j}^{z_{j+1}} \left[ \frac{1}{\sqrt{(z_i - \zeta)^2 + r_0^2}} + \frac{1}{\sqrt{(z_i - \zeta)^2 + 4h^2}} \right] \frac{\zeta_{j+1} - \zeta}{\zeta_{j+1} - \zeta_j} d\zeta; \\ \beta_{ij} &= \frac{1}{4\pi k} \int_{z_j}^{z_{j+1}} \left[ \frac{1}{\sqrt{(z_i - \zeta)^2 + r_0^2}} + \frac{1}{\sqrt{(z_i - \zeta)^2 + 4h^2}} \right] \frac{\zeta - \zeta_j}{\zeta_{j+1} - \zeta_j} d\zeta; \\ \alpha'_{ij} &= \omega^2 \int_{z_j}^{z_{j+1}} G(z_i, \zeta) \frac{\zeta_{j+1} - \zeta}{\zeta_{j+1} - \zeta_j} d\zeta; \\ \beta'_{ij} &= \omega^2 \int_{z_j}^{z_{j+1}} G(z_i, \zeta) \frac{\zeta - \zeta_j}{\zeta_{j+1} - \zeta_j} d\zeta. \end{aligned}$$

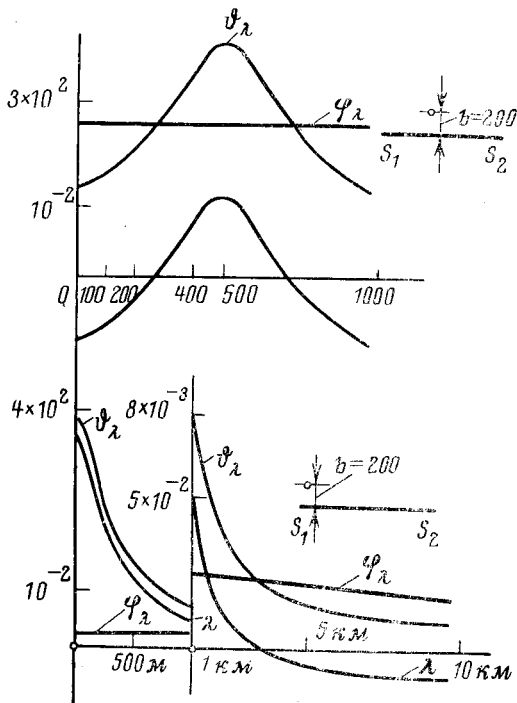


Рис. 2.

Решив эту систему при соответствующих значениях  $q, q_1, Q_1, Q_2$ , находим функции  $\lambda_i, \mu_i, v_{1i}, v_{2i}$ . Данная система при  $Q_1=Q_2=0$  решалась с помощью ЦВМ М-220. Этот случай соответствует задаче определения защитной разности потенциалов для трубопровода конечной длины, находящегося в грунте на глубине  $h$ , на концах которого ток в направлении оси трубопровода равен нулю.

На рис. 2 приводим графики функций  $\vartheta_\lambda, \varphi_\lambda, \lambda$  при следующих значениях параметров:

$$r_0=0,61 \text{ м}, h=2,1 \text{ м}, b=200 \text{ м}, R=500 \text{ ом} \cdot \text{м};$$

$$\rho=2,82 \cdot 10^{-6} \text{ ом} \cdot \text{м}; k=0,2 \frac{1}{\text{ом} \cdot \text{м}}.$$

**Дренажная защита.** Рассмотрим систему: электрифицированная железная дорога параллельна защищаемому трубопроводу. Для применения полученных результатов необходимо каким-либо образом заменить рельсовый путь эквивалентным трубопроводом. Предположим, что это сделано, т. е. вычислены  $R, \rho$  и  $r_0$  эквивалентного трубопровода [Л. 1]. Пусть защищаемый трубопровод, расположенный на глубине  $h$  под поверхностью грунта, имеет параметры  $R_h, \rho_h, r_{0h}$ ; расстояние между осями защищаемого (первого) и эквивалентного (второго) трубопровода обозначим  $b$ .

Предположим, что координаты концов эквивалентного трубопровода  $l_1, l_2$ , защищаемого  $s_1, s_2$ . При решении этой задачи удобно ввести две системы цилиндрических координат  $r_h, \psi_h, z_h$  и  $r, \psi, z$  таким образом, чтобы ось  $z_h(z)$  совпала с осью защищаемого (эквивалентного) трубопровода. Потенциал  $U$ , порожденный действием источников, находящихся на эквивалентном и защищаемом трубопроводах, определится из равенства:

$$U = -\frac{1}{4\pi k} \int_{s_1}^{s_2} \frac{\vartheta_h - \varphi_h}{R_h} \left[ \frac{1}{\sqrt{(s_h - \zeta)^2 + r_h^2}} + \right.$$

$$\left. + \frac{1}{\sqrt{(z_h - \zeta)^2 + r_h^2 - 4r_h h \cos \psi_h + 4h^2}} \right] d\zeta -$$

$$- \frac{1}{2\pi k} \int_{l_1}^{l_2} \frac{\vartheta - \varphi}{R} \frac{1}{\sqrt{(z - \zeta)^2 + r^2}} d\zeta.$$

На первом и втором трубопроводах имеем:

$$U|_{r_h=r_{h0}} = \vartheta_h; U|_{r=r_0} = \vartheta$$

или

$$\left. \begin{aligned} \vartheta_h = & -\frac{1}{4\pi k} \int_{s_1}^{s_2} \frac{\vartheta_h - \varphi_h}{R_h} \left[ \frac{1}{\sqrt{(z_h - \zeta)^2 + r_{h0}^2}} + \right. \\ & \left. + \frac{1}{\sqrt{(r_h - \zeta)^2 + 4h^2}} \right] d\zeta - \frac{1}{2\pi k} \int_{l_1}^{l_2} \frac{\vartheta - \varphi}{R} \frac{d\zeta}{\sqrt{(z_h - \zeta)^2 + b^2}}; \\ \vartheta = & \frac{1}{2\pi k} \int_{s_1}^{s_2} \frac{\vartheta_h - \varphi_h}{R_h} \frac{d\zeta}{\sqrt{(z - \zeta)^2 + b^2}} - \\ & - \frac{1}{2\pi k} \int_{l_1}^{l_2} \frac{\vartheta - \varphi}{R} \frac{d\zeta}{\sqrt{(z - \zeta)^2 + r_0^2}} \end{aligned} \right\} \quad (33)$$

В (33) принято:  $z=z_h$  (начало координат обеих систем находится на плоскости, ортогональной осям трубопроводов). Для составления недостающих уравнений [система (33) двух интегральных уравнений содержит четыре неизвестных:  $\vartheta_h, \varphi_h$  и  $\vartheta, \varphi$ ] воспользуемся выражениями вида (16).

Предположим, что источник тока  $q$  (электровоз) расположен на рельсовом пути (втором трубопроводе) в точке с координатой  $z=z_1$ . Кабель сетевой подстанции, являющийся источником тока  $-q$ , присоединим к рельсовому пути в точке  $z=z_2$ . Соединим кабелем, имеющим сопротивление  $R$ , рельсовый путь в точке с координатой  $z=\xi_3$  с трубопроводом в точке с координатой  $z=\xi_3$ . Пусть  $q_1$  — ток, текущий в кабеле, тогда для первого (защищаемого) и второго (эквивалентного) трубопроводов можем записать:

$$\left. \begin{aligned} \varphi_h = & -Q_{h1} \frac{\text{ch } \omega_h (s_2 - z_h)}{\omega_h \text{ sh } \omega_h (s_2 - s_1)} + \\ & + Q_{h2} \frac{\text{ch } \omega_h (z_h - s_1)}{\omega_h \text{ sh } \omega_h (s_2 - s_1)} - \omega_h^2 \int_{s_1}^{s_2} G_h(z_h, \zeta) \vartheta_h(\zeta) d\zeta - \\ & - \omega_h^2 q_1 R_h G_h(z_h, \xi_3); \\ \varphi = & -Q_1 \frac{\text{ch } \omega (l_2 - z)}{\omega \text{ sh } \omega (l_2 - l_1)} + Q_2 \frac{\text{ch } \omega (z - l_1)}{\omega \text{ sh } \omega (l_2 - l_1)} - \\ & - \omega^2 \int_{l_1}^{l_2} G(z, \zeta) \vartheta(\zeta) d\zeta - \omega^2 q R G(z, z_1) + \\ & + \omega^2 q R G(z, z_3) - q_1 \omega^2 R G(z, z_3). \end{aligned} \right\} \quad (34)$$

Система (33) и (34) является полной системой интегральных уравнений с неизвестными  $\vartheta_h, \varphi_h, \vartheta, \varphi$ . Полагая в этой системе интенсивность источников  $q, q_1, Q_{h1}, Q_{h2}, Q_1, Q_2$ , равными 0 или  $\pm 1$  согласно определению функций влияния и решая ее способом, предложенным в предыдущих пунктах,

получим все значения интересующих нас функций влияния.

Введем обозначения:

$\mu_{hi}(z_h, z)$  ( $i=1, h; k=1, 2, 3$ ) — разность потенциалов  $i$ -й трубопровод—грунт ( $i=1$  — эквивалентный трубопровод,  $i=h$  — защищаемый), порождаемая единичным источником тока, расположенным в точке  $z=z_h$  ( $k=1, 2, 3$ ) на рельсовом пути;

$\mu_{hi}(\xi_3, z)$  — разность потенциалов  $i$ -й трубопровод—грунт, порождаемая единичным источником тока, расположенным в точке  $z_h=\xi_3$  на защищаемом трубопроводе;

$v_{i,jm}$  ( $i, j=1, h; m=1, 2$ ) — разность потенциалов  $i$ -й трубопровод—грунт, порождаемая единичным граничным условием  $Q_{im}=1$  на  $m$ -м конце  $i$ -го трубопровода;

$\varphi_{\mu ij}(z_k)$ ,  $\varphi_{\mu ij}(\xi_3)$   $\varphi_{v_{i,jm}}$  — потенциал  $j$ -го трубопровода, порожденный действием единичного источника, расположенного соответственно в точке  $z=z_3$  или  $z_h=\xi_3$  или же единичного граничного условия на одном из концов  $i$ -го трубопровода.

Введенные выше функции легко найти из системы (33) и (34), выбрав значения источников  $q$ ,  $q_1$ ,  $Q_{im}$  равными 1 или 0 согласно определению этих функций.

После этого может быть решена задача дренажной защиты с помощью определения минимального поперечного сечения дренажного кабеля, при котором обеспечивается полная защита сооружения от блуждающих токов. Поперечное сечение кабеля легко подсчитать, если известно его минимальное сопротивление, обеспечивающее защиту.

Найдем разность потенциалов трубопровод—грунт  $F_h(z)$ , порождаемую всеми источниками тока:

$$F_h(z) = q [\mu_{1,h}(z, z_1) - \mu_{1,h}(z, z_2)] + q_1 [\mu_{1,h}(z, z_3) - \mu_{h,h}(\xi_3, z)], \quad (35)$$

где  $q_1$  — ток, идущий в кабеле.

По условию

$$F_h(z_0) = F_0,$$

таким образом,

$$q_1 = \frac{q [\mu_{1,h}(z_0, z_1) - \mu_{1,h}(z_0, z_2)] - F_0}{\mu_{1,h}(z_0, z_3) - \mu_{h,h}(z_0, \xi_3)}. \quad (36)$$

Потенциалы рельсового пути  $\Phi(z)$  и трубопровода  $\Phi_h(z)$  могут быть вычислены по следующим формулам:

$$\Phi(z) = q [\varphi_{\mu 11}(z, z_1) - \varphi_{\mu 11}(z, z_2)] + q_1 [\varphi_{\mu 11}(z, z_3) - \varphi_{\mu h1}(z, \xi_3)]; \quad (37)$$

$$\Phi_h(z) = q [\varphi_{\mu h1}(z, z_1) - \varphi_{\mu h1}(z, z_2)] + q_1 [\varphi_{\mu h1}(z, z_3) - \varphi_{\mu hh}(z, \xi_3)]. \quad (38)$$

Определив  $\Phi(z_3)$  и  $\Phi_h(\xi_3)$  из (37) и (38), найдем в соответствии с законом Ома сопротивление дренажного кабеля:

$$R_0 = \frac{\Phi(z_3) - \Phi_h(\xi_3) - E}{q_1}, \quad (39)$$

где  $E$  — э. д. с., включенная в цепь дренажа.

В проведенных в этом пункте вычислениях предполагалось:

$$Q_1 = Q_2 = Q_{h1} = Q_{h2} = 0.$$

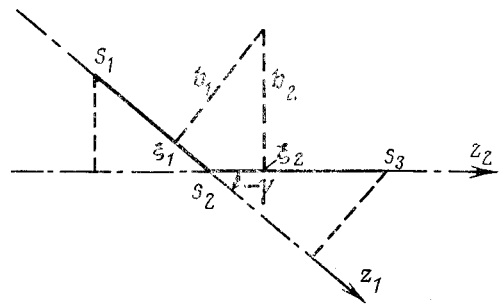


Рис. 3.

Однако, если эти величины отличны от нуля, то таким образом могут быть получены формулы, учитывающие это обстоятельство.

**Функции влияния для трубопровода, состоящего из двух отрезков, соединенных под углом.** Предположим, что трубопровод состоит из двух отрезков, как это показано на рис. 3, где обозначено:  $b_1, b_2$  — расстояния от источника тока до осей  $z_1$  и  $z_2$  соответственно;  $\xi_1, \xi_2$  — проекция этого источника на те же оси;  $s_1, s_2$  и  $s_2, s_3$  — начало и конец первого и второго отрезков трубопровода.

Потенциал  $U$  в любой точке среды, порожденный действием источников, находящихся на трубопроводах (на глубине  $h$ ) и вне их будем искать в виде:

$$U = \frac{1}{2\pi k} \frac{q}{\sqrt{(z_i - \xi_i)^2 + b_i^2 - 2r_i b_i \cos \psi_i + r_i^2}} - \frac{1}{4\pi k} \int_{s_1}^{s_2} \left[ \frac{1}{\sqrt{(z_1 - \xi)^2 + r_1^2}} + \frac{1}{\sqrt{(z_1 - \xi)^2 + 4h^2 + r_1^2 - 4r_1 h \cos \psi}} \right] \frac{\vartheta_1 - \varphi_1}{R_1} d\xi - \frac{1}{4\pi k} \int_{s_2}^{s_3} \left[ \frac{1}{\sqrt{(z_2 - \xi)^2 + r_2^2}} + \frac{1}{\sqrt{(z_2 - \xi)^2 + 4h^2 + r_2^2 - 4r_2 h \cos \psi_2}} \right] \frac{\vartheta_2 - \varphi_2}{R_2} d\xi,$$

где  $r_i, \psi_i, z_i$  — текущие координаты в  $i$ -й системе ( $i=1, 2$ ).

Положив  $U=\vartheta_1$  при ( $r_1=r_{10}$ ) и  $U=\vartheta_2$  (при  $r_2=r_{20}$ ) и применив формулы перехода к другой системе координат на первом и втором отрезках трубопровода, получим соответственно:

$$\vartheta_1 = \frac{1}{2\pi k} \frac{q}{\sqrt{(z_1 - \xi_1)^2 + b_1^2}} - \frac{1}{4\pi k} \int_{s_1}^{s_2} \left[ \frac{1}{\sqrt{(z_1 - \xi)^2 + r_{10}^2}} + \frac{1}{\sqrt{(z_1 - \xi)^2 + 4h^2}} \right] \frac{\vartheta_1 - \varphi_1}{R_1} d\xi + \frac{1}{4\pi k} \int_{s_2}^{s_3} \left[ \frac{1}{\sqrt{(s_2 + (z_1 - s_2) \cos \gamma - \xi)^2 + r_{10}^2 + [(s_2 - z_1) \sin \gamma]^2}} + \frac{1}{\sqrt{(s_2 + (z_1 - s_2) \cos \gamma - \xi)^2 + 4h^2 + (s_2 - z_1)^2 \sin^2 \gamma}} \right] \times \frac{\vartheta_2 - \varphi_2}{R_2} d\xi;$$

$$\vartheta_2 = \frac{1}{2\pi k} \frac{q}{\sqrt{(z_2 - \xi_2)^2 + b_2^2}} - \frac{1}{4\pi k} \int_{s_1}^{s_2} \left[ \frac{1}{\sqrt{(s_2 + (z_2 - s_2) \cos \gamma - \zeta)^2 + r_{20}^2 + (r_2 - s_2)^2 \sin^2 \gamma}} + \frac{1}{\sqrt{(s_2 + (z_2 - s_2) \cos \gamma - \zeta)^2 + 4h^2 + (z_2 - s_2)^2 \sin^2 \gamma}} \right] \times$$

$$\times \frac{\vartheta_1 - \varphi_1}{R_1} d\zeta - \frac{1}{4\pi k} \int_{s_2}^{s_3} \left[ \frac{1}{\sqrt{(z_2 - \zeta)^2 + r_{20}^2}} + \frac{1}{\sqrt{(z_2 - \zeta)^2 + 4h^2}} \right] \frac{\vartheta_2 - \varphi_2}{R_2} d\zeta. \quad (40)$$

Пусть в точках  $\xi_1$  и  $\xi_2$  расположены источники  $q_1$  и  $q_2$ , тогда аналогично (16) запишем:

$$\left. \begin{aligned} \varphi_1 = & -Q_{11} \frac{\text{ch } \omega_1 (s_2 - z_1)}{\omega_1 \text{sh } \omega_1 (s_2 - s_1)} + \\ & + Q_{12} \frac{\text{ch } \omega_1 (z_1 - s_1)}{\omega_1 \text{sh } \omega_1 (s_2 - s_1)} - \omega_1^2 \int_{s_1}^{s_2} G(z_1, \zeta) \vartheta_1(\zeta) d\zeta - \\ & - q_1 \omega_1^2 R_1 G(z_1, \xi_1); \\ \varphi_2 = & -Q_{21} \frac{\text{ch } \omega_2 (s_3 - z_2)}{\omega_2 \text{sh } \omega_2 (s_3 - s_2)} + \\ & + Q_{22} \frac{\text{ch } \omega_2 (z_2 - s_2)}{\omega_2 \text{sh } \omega_2 (s_3 - s_2)} - \omega_2^2 \int_{s_2}^{s_3} G(z_2, \zeta) \vartheta_2(\zeta) d\zeta - \\ & - q_2 \omega_2^2 R_2 G(z_2, \xi_2), \end{aligned} \right\} \quad (41)$$

где  $Q_{11}$ ,  $Q_{12}$ ,  $Q_{21}$  и  $Q_{22}$  — токи на концах отрезков трубопровода. Значения  $Q_{12}$  и  $Q_{21}$  не заданы. Они могут быть определены из соотношений:

$$\left. \begin{aligned} \varphi_1(s_2) &= \varphi_2(s_2); \\ \rho_1 \frac{d\varphi_1(s_2)}{dz_1} &= \rho_2 \frac{d\varphi_2(s_2)}{dz_2}. \end{aligned} \right\} \quad (42)$$

Физический смысл последних — непрерывность тока и потенциала в точке соединения отрезков трубопровода. Исключая из (41)  $Q_{12}$  и  $Q_{21}$  с помощью соотношений (42), получим систему четырех интегральных уравнений относительно неизвестных  $\vartheta_1$ ,  $\vartheta_2$

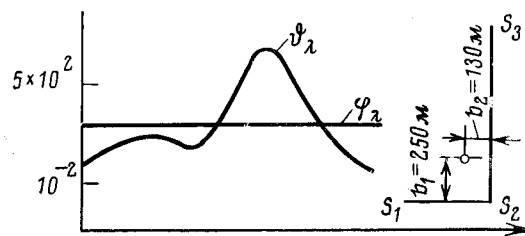


Рис. 4.

и  $\varphi_1$ ,  $\varphi_2$ , которая также может быть решена рассмотренным выше способом.

На рис. 4 приводятся графики распределения функций  $\vartheta_1$ ,  $\varphi_2$  вдоль трубопроводов при следующих значениях параметров  $r_{10}=r_{20}=0,61$  м;  $h=2,1$  м;  $s_2-s_1=500$  м;  $s_3-s_2=1000$  м  $R_1=R_2=500$  ом·м;  $\rho_1=\rho_2=2,82 \cdot 10^{-6}$  ом·м;  $k=0,2$ ;  $\gamma=\frac{\pi}{2}$ .

Аналогичным способом могут быть найдены функции влияния для произвольной сети трубопроводов и, следовательно, решены различные задачи катодной и дренажной защиты трубопроводов от коррозии в условиях города.

#### ЛИТЕРАТУРА

1. Остапенко В. Н., Методы расчета электродренажной защиты трубопроводов от коррозии блуждающими токами, «Электричество», 1964, № 12.
2. Остапенко В. Н. и др., Методы расчета катодной защиты металлических сооружений от коррозии, «Наукова думка», Киев, 1966.
3. Березин И. С. и Житков Н. П., Методы вычислений, т. 2, Физматгиз, 1960.
4. Иваненко Д. Д. и Соколов А. А., Классическая теория поля, Гостехиздат, 1951.
5. Канторович Л. В. и Крылов В. И., Приближенные методы высшего анализа, Физматгиз, 1962.
6. Курант Р. и Гильберт Г., Методы математической физики, Гостехиздат, 1951.
7. Ловит У. В., Линейные интегральные уравнения, Гостехиздат, 1957.
8. Михлин С. Г. и Смолицкий Х. Л., Приближенные методы решения дифференциальных и интегральных уравнений, изд-во «Наука», 1965.
9. Остапенко В. Н., Математические вопросы катодной защиты трубопроводов от коррозии, Изд. АН УССР, Киев, 1961.
10. Снеддон И., Преобразования Фурье, Изд-во иностр. лит., 1965.
11. Фадеев Д. К. и Фадеева В. Н., Вычислительные методы линейной алгебры, Физматгиз, 1960.
12. Шилов Г. Е., Введение в теорию линейных пространств, Гостехиздат, 1956.

[18.5.1971]

УДК 621.313.322:620.91

## О применении ударных генераторов для физических исследований

Доктор техн. наук, проф. Г. А. СИПАЙЛОВ и канд. техн. наук, доц. А. В. ЛООС

Томский политехнический институт

Интенсификация исследований в различных отраслях современной физики ставит задачу разработки импульсных источников питания, которые обладали бы большими мощностями и были способны отдавать значительную энергию в импульсе. В качестве накопителя энергии и источника импульсной мощности наибольшее распространение нашли импульсные конденсаторные батареи, индуктивные и электромашинные накопители.

Выбор того или иного накопителя определяется, главным образом, его техническими возможностями с точки зрения получения необходимых величин энергии, частоты повторения генерируемых импульсов, параметров импульса, характера сопротивления нагрузки и т. д.

По удельной энергоёмкости электромашинные накопители энергии значительно превосходят емкостные и индуктивные накопители. Высокая энер-



гоемкость электромашинного накопителя, представляющая возможность накапливать в маховых массах роторов крупных электрических машин энергии свыше  $10^9$  Дж и сохранять ее с малыми потерями, создает предпосылки построения мощных импульсных источников электромашинного типа. Однако для физического эксперимента и ряда прикладных задач, в которых важны большие амплитудные значения токов при длительностях импульсов микросекундного диапазона, очевидно, неизбежно применение конденсаторных батарей. Из многих типов электрических машин наиболее выгодными в отношении возможностей работы в импульсном режиме при длительности импульсов, измеряемых миллисекундами, являются синхронные ударные генераторы.

В физике и технике существует целый ряд импульсных потребителей электрической энергии, которые можно в зависимости от характера нагрузки разделить на две основные группы. Потребители первой группы, имеющие индуктивный характер, предназначены для создания импульсных магнитных полей с большими запасами энергии. Энергия, запасаемая в магнитном поле нагрузки, после окончания эксперимента может быть возвращена за вычетом потерь в накопитель. Для обеспечения следования импульсов энергии с некоторой скважностью в течение определенного времени необходимо обеспечить компенсацию активных потерь за время пауз между импульсами.

Таким образом, для потребителей первой группы минимальная величина энергии, на которую должен быть рассчитан накопитель, может не превышать максимальной энергии в нагрузке плюс потери энергии за время импульса, а необходимая мощность зарядного устройства определяется из условия компенсации активных потерь за время паузы между импульсами.

У потребителей второй группы, имеющих активный характер нагрузки, принципиально нельзя обеспечить возврат энергии после окончания эксперимента в накопитель. Поэтому для того чтобы обеспечить питание нагрузки серией импульсов, накопитель должен обладать запасом энергии, в десятки раз превышающим энергию одного импульса, либо иметь мощное зарядное устройство, обеспечивающее за время паузы повторный заряд накопителя. Последнее решение, как правило, является неприемлемым вследствие возникновения целого ряда неразрешимых технических трудностей, особенно при малых скважностях следования импульсов. Поэтому решение задачи питания импульсного потребителя энергии при активном характере нагрузки и необходимости повторения импульсов в течение некоторого времени наиболее целесообразно искать в создании энергоемких накопителей. В данном случае наиболее целесообразно применять накопители электромашинного типа, имеющие наибольшую удельную энергоемкость и позволяющие накапливать энергию в сотни мегаджоулей.

Вопросы применения ударных генераторов для создания импульсных магнитных полей с большими запасами энергии, изучения их возможностей при работе на индуктивную нагрузку исследованы достаточно подробно [Л. 1—4]. Установлено, что двухполюсные ударные генераторы, выполненные в пре-

дельных габаритах, допускаемых современным уровнем техники для двухполюсных турбогенераторов ( $D_p=1,25$  м,  $L_p=8,1$  м), способны запасать кинетическую энергию свыше 800 Мдж и передавать в индуктивную нагрузку за время одного полупериода э. д. с. около 20 Мдж. Большие перспективы в увеличении энергии импульса представляет переход к многополюсным исполнениям генератора, ротор которого накапливает энергию свыше 1000 Мдж.

Исследуем возможности ударного генератора при питании активной нагрузки. Одной из задач исследования работы ударного синхронного генератора на активную нагрузку является определение согласованного сопротивления нагрузки, при котором в ней выделится максимальная энергия. Наиболее полно отражает происходящие процессы система дифференциальных уравнений электромеханического переходного процесса однофазного ударного генератора:

$$\begin{bmatrix} 0 \\ U_b \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} r_c + r_n & & & \\ & r_b & & \\ & & r_{Dd} & \\ & & & r_{Dq} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_c \\ i_n \\ i_{Dd} \\ i_{Dq} \end{bmatrix} +$$

$$+ p \begin{bmatrix} L_c + L_n & M \cos \gamma & M \cos \gamma & M \sin \gamma \\ M \cos \gamma & L_n & M & \\ M \cos \gamma & M & L_{Di} & \\ M \sin \gamma & & & L_{Dq} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_c \\ i_n \\ i_{Di} \\ i_{Dq} \end{bmatrix}; \quad (1)$$

$$M_m = J p \omega + i_c \begin{bmatrix} -M \sin \gamma & i_n \\ -M \sin \gamma & i_{Di} \\ M \cos \gamma & i_{Dq} \end{bmatrix}. \quad (2)$$

где  $\gamma = \int_0^t \omega dt$  — угол между осью обмотки статора

и продольной осью ротора;  $r_c, r_b, r_{Dd}, r_{Dq}, r_n$  — активные сопротивления статорной обмотки, возбуждения, эквивалентных демпферных контуров по продольной и поперечной осям и нагрузки;  $L_c, L_n, L_{Di}, L_{Dq}, L_n$  — индуктивности статорной обмотки, возбуждения, эквивалентных демпферных контуров по продольной и поперечной осям и нагрузки;  $\omega$  — угловая частота;  $J$  — момент инерции вращающихся частей;  $M_m$  — момент механических сил.

На рис. 1 представлены результаты расчетов на АВМ по (1) и (2) зависимости энергии в активной нагрузке от величины ее сопротивления при различных индуктивностях рассеяния статорной обмотки. Остальные параметры генератора при этом оставались постоянными и были равны (в относительных единицах):

$M=1$ ;  $L_b=1,2$ ;  $L_{Di}=L_{Dq}=1,01$ ;  $r_b=0,1$ ;  $r_{Dd}=r_{Dq}=0,005$ ;  $r_c=0$ ;  $J=\infty$ .

Кривые 1—3, приведенные на рис. 1, соответствуют сверхпереходным сопротивлениям  $x''_d=0,03$ ;

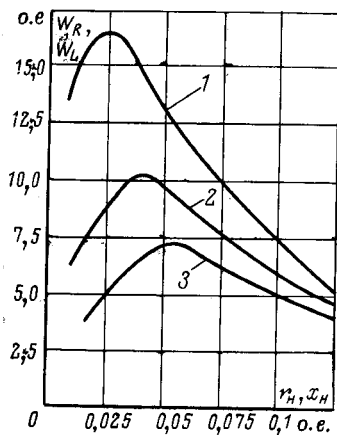


Рис. 1. Зависимость энергии в активной нагрузке от величины ее сопротивления.

1 —  $x''_d = 0,03$ ; 2 —  $x''_d = 0,05$ ; 3 —  $x''_d = 0,07$ .

0,05 и 0,07. Как видно из кривых, максимальное значение энергии в нагрузке соответствует значениям  $r_n$ , несколько меньшим  $x''_d$ . Из этого следует, что величина согласованного сопротивления в случае ее активного и индуктивного характера различна (при индуктивной нагрузке  $x_n = x_{уд} = x''_d$ ). Причем отклонение сопротивления от согласованного особенно сильно сказывается на величину передаваемой энергии при малых рассеяниях обмотки статора.

Для упрощения дальнейшего анализа используем известную схему замещения трехфазного ударного генератора, работающего в режиме внезапного двухфазного включения на нагрузку, состоящую из синусоидальной э. д. с.  $e = E_m \sin(\omega t + \psi)$  и последовательно включенных эквивалентной индуктивности генератора в сверхпереходном режиме с учетом экранирующего влияния контуров обмотки возбуждения и демпферной системы ротора

$$L_r = \frac{x_{уп}}{\omega} = \frac{x''_d + x_2}{\omega}$$

и активного сопротивления обмотки статора  $r_c$ . Переходный процесс в цепи статора генератора при включении на активную нагрузку  $r_n$  может быть описан в соответствии с принятой схемой замещения уравнением [Л. 5]:

$$E_m \sin(\omega t + \psi) = L_r \frac{di_n}{dt} + i_n (r_c + r_n), \quad (3)$$

где  $E_m$  — амплитуда э. д. с. генератора;  $\psi$  — начальный угол включения генератора на нагрузку.

Решение уравнения (3) имеет вид:

$$i_n = \frac{E_m}{\sqrt{(\omega L_r)^2 + (r_c + r_n)^2}} \left[ \sin(\omega t + \psi - \varphi) + \sin(\varphi - \psi) e^{-\frac{t(r_c + r_n)}{L_r}} \right], \quad (4)$$

где

$$\varphi = \arctg \frac{\omega L_r}{r_c + r_n}.$$

Исследования на максимум выражения для мощности в нагрузке  $i_n^2 r_n$  в зависимости от величины  $r_n$  при условии пренебрежения быстро затухающей экспоненциальной составляющей тока дает значение  $r_n$ , при котором в активной нагрузке выделится максимальная мощность:

$$r_n = \sqrt{r_c^2 + (\omega L_r)^2}. \quad (5)$$

Действительное значение сопротивления согласованной нагрузки будет несколько меньше. Для крупных ударных генераторов, имеющих относи-

тельно малые значения активного сопротивления обмотки статора, можно считать  $r_n \approx \omega L_r$ .

Такой же вывод следует и из результатов исследований на АВМ.

Следовательно, при наиболее приемлемых параметрах схемы работы ударного генератора на активную нагрузку имеем:

$$\varphi = \arctg \frac{\omega L_r}{r_c + r_n} \approx \frac{\pi}{4}; \quad \frac{L_r}{r_c + r_n} \approx \frac{T}{2\pi},$$

где  $T$  — период э. д. с. генератора.

При таких значениях параметров схемы экспоненциальная составляющая тока затухает практически уже через полупериод питающего напряжения.

Таким образом, ударное значение тока определяется амплитудой периодической составляющей, а длительность импульса тока приблизительно равна  $0,625 T$  (рис. 2). Анализ осциллограммы (рис. 2) и результатов расчета тока по (4) и на АВМ по полной системе дифференциальных уравнений показывает, что выражение для тока может быть аппроксимировано следующей функцией:

$$i_n = \frac{E_m}{\sqrt{(\omega L_r)^2 + (r_c + r_n)^2}} \sin 0,8 \omega t. \quad (6)$$

Энергия, передаваемая в активную нагрузку за время импульса тока, равна:

$$W_R = \int_0^{\frac{\pi + \varphi}{\omega}} i_n^2 r_n dt = \frac{E_m^2 r_n 0,625 \pi}{[(\omega L_r)^2 + (r_c + r_n)^2] \omega} \quad (7)$$

При внезапном коротком замыкании электромагнитная энергия ударного генератора определяется выражением [Л. 6]:

$$W_{эм} = \frac{2}{\omega} \frac{E_m^2}{\omega L_r} K_i K_E, \quad (8)$$

где  $K_i$  — коэффициент затухания тока;  $K_E$  — коэффициент затухания э. д. с.

Определим часть энергии внезапного короткого замыкания, которая переходит в нагрузку:

$$K_n = \frac{W_R}{W_{эм}} = \frac{0,625 \pi r_n \omega L_r}{2 K_i K_E [(\omega L_r)^2 + (r_c + r_n)^2]}. \quad (9)$$

Как показывает анализ соотношения (9), возможные значения  $K_n$  лежат в пределах 0,4—0,65. В случае же индуктивной нагрузки значение  $K_n$  не превышает 0,25 [Л. 6]. Таким образом, при активной нагрузке доля кинетической энергии ротора, преобразуемой в энергию нагрузки за время одно-

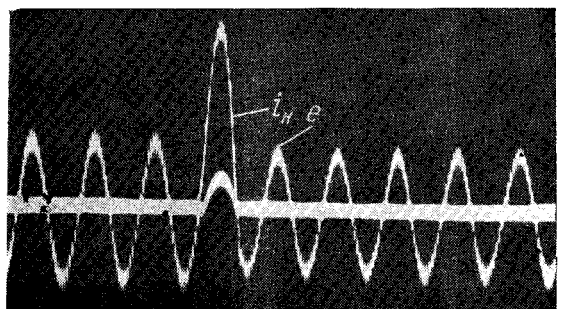


Рис. 2. Осциллограмма э. д. с. генератора и тока в согласованной активной нагрузке.

го импульса тока в зависимости от параметров может быть примерно в 2 раза больше, чем энергия, накапливаемая в индуктивной нагрузке в момент максимума тока.

Приведенные теоретические исследования хорошо согласуются с результатами, полученными при испытании опытного образца ударного генератора (рис. 3). Из сравнения кривых 1 и 2 видно, что в активной нагрузке энергия в 2 раза больше, чем в индуктивной.

Исследуем возможности ударных генераторов при питании активной нагрузки. Выражение (7) для энергии, передаваемой в активную нагрузку за время импульса тока, для удобства анализа выразим через габаритную мощность генератора и сверхпереходную реактивность  $x''_d$ .

Учитывая, что  $\omega L_T = x_{уд} = x''_d + x_2 \approx 2x''_d$ ,  $E_m = \sqrt{3} \sqrt{2} U_{ф.н} P_n = 3U_{ф.н} I_{ф.н}$  и пренебрегая сопротивлением обмотки статора  $r_c$  в сравнении с  $r_n$ , получаем:

$$W_R = \frac{0,625\pi E_m^2 r_n}{\omega [( \omega L_T )^2 + (r_c + r_n)^2]} = \frac{1,25\pi P_n}{4\omega x''_d}, \text{ дж}, \quad (10)$$

где  $x''_d$  — сверхпереходное индуктивное сопротивление генератора в относительных единицах.

Энергия, передаваемая в индуктивную нагрузку, определяется по выражению [Л. 2]:

$$W_L = \frac{3,24 P_n}{8\omega x''_d}. \quad (11)$$

Из приведенных соотношений определяем кратность энергии, передаваемой генератором в активную и индуктивную нагрузки:

$$K_w = \frac{W_R}{W_L} = 2,42.$$

Рассмотрим конкретные примеры для двух типов ударных генераторов.

1. Отечественный серийный трехфазный ударный генератор с цилиндрическим ротором двухполюсного исполнения ТИ-100-2. Габаритная мощность генератора лежит в пределах 125—150 Мва, сверхпереходное индуктивное сопротивление  $x''_d = 0,045$ , запас кинетической энергии ротора 295 Мдж. При принятых параметрах получаем энергию в индуктивной нагрузке

$$W_L = \frac{3,24 P_n}{8\omega x''_d} = 3,6 \text{ Мдж};$$

в активной нагрузке

$$W_R = \frac{1,25\pi P_n}{4\omega x''_d} = 8,7 \text{ Мдж}.$$

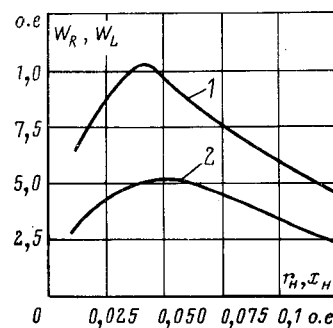
Следует, однако, отметить, что габаритная мощность генератора ТИ-100-2 принята из условия механической прочности изоляции статорной обмотки в режиме ударной работы, а по условиям магнитных загрузок, обеспечивающих низкие реактивности машины, она может быть значительно выше. Как показывают расчеты [Л. 6], от специально спроектированного генератора, выполненного в габаритах ТИ-100-2, может быть получена энергия в индуктивной нагрузке  $W_L = 10 \text{ Мдж}$ .

При этом энергия в активной нагрузке будет равна:

$$W_R = K_w W_L = 24,2 \text{ Мдж}.$$

Выполнение ударного генератора в предельных габаритах, допускаемых современным уровнем

Рис. 3. Зависимость энергии в активной (1) и индуктивной (2) нагрузках при различных ее сопротивлениях.



техники для двухполюсных турбогенераторов ( $D_p = 1,25 \text{ м}$ ,  $l_p = 8,1 \text{ м}$ ), позволит передавать в индуктивную нагрузку 20 Мдж, а в активную — около 50 Мдж.

2. Ударный генератор четырехполюсного исполнения фирмы Мицубиси (Япония). Габаритная мощность генератора 150 Мва,  $x''_d = 0,033$ , запас кинетической энергии ротора 710 Мдж.

При данных параметрах энергия в индуктивной нагрузке  $W_L = 5,86 \text{ Мдж}$ , в активной нагрузке —  $W_R = 14,2 \text{ Мдж}$ .

Максимальные величины энергии, передаваемой в активную нагрузку от существующих типов генераторов, не исчерпывают всех возможностей ударного генератора как накопителя и источника энергии.

Большими возможностями в смысле увеличения общего запаса кинетической энергии ротора и энергии одного импульса обладают ударные генераторы многополюсного исполнения, роторы которых способны запасать энергию свыше 1 000 Мдж.

Как показывают расчеты, от ударного генератора, выполненного в предельных габаритах многополюсной машины может быть получена энергия свыше 100 Мдж.

Несомненность получения таких величин энергии при использовании импульсных конденсаторных батарей. общеизвестные трудности накопления, сохранения и коммутации энергии индуктивных накопителей выдвигают на первый план применение для питания импульсных потребителей энергии при активном характере нагрузки и длительностях импульсов, измеряемых миллисекундами, ударных генераторов.

#### ЛИТЕРАТУРА

1. Каплан В. В. и Нашатырь В. М., К вопросу о применении электромашинных накопителей энергии для физических исследований, «Электричество», 1966, № 4.
2. Архангельский Ф. К. и Столов А. И., Применение ударных генераторов для создания импульсных магнитных полей с большими запасами энергии, «Электрофизическая аппаратура», вып. 4, 1966.
3. Сипайлов Г. А. и Хорьков К. А., Удельная энергия ударного генератора, Изв. ТПИ, 1965, т. 132.
4. Сипайлов Г. А. и др., Генератор больших импульсных мощностей со ступенчатой или трапецидальной формой тока, «Электричество», 1967, № 5.
5. Сипайлов Г. А. и Лоос А. В., Учет насыщения магнитной цепи и изменения скорости вращения при определении тока ударного генератора, «Электричество», 1969, № 1.
6. Сипайлов Г. А. и Хорьков К. А., Мощность, энергия и машина постоянная ударного генератора, Изв. ТПИ, 1965, т. 132.

[11.5.1971]

# Разряд индуктивного накопителя энергии для получения импульса с коротким фронтом

В. Н. БОЛЬШАКОВ

Московский энергетический институт

В высоковольтной импульсной технике наиболее широко распространены схемы с емкостным накопителем энергии. Трудности, связанные с передачей энергии от индуктивного накопителя к нагрузке, а также от зарядного источника к накопителю, сдерживают его применение в мощных и энергоемких схемах, несмотря на его значительно меньшую стоимость и размеры. Однако есть сообщения о применении индуктивного накопителя вместо емкостного и в дополнение к нему как при индуктивной, так и при активной нагрузке [Л. 1 и 2]. Там же приведены описание и расчеты конкретных схем с обоими типами накопителей, сравниваются их стоимость и плотность накопленной энергии.

В статье исследуются основные параметры разрядной цепи индуктивного накопителя с целью получения импульса тока с относительно коротким фронтом. Цепь, за исключением выключателя, составлена из линейных элементов, причем рассмотрены две схемы — с электрической и магнитной (трансформаторной) связью накопителя и нагрузки. Следует заметить, что имеющие нелинейную характеристику ферромагнетики не находят применения в индуктивных накопителях энергии, так как плотность энергии насыщения у них меньше плотности энергии в импульсных конденсаторах.

Параметры импульса и нагрузки считаются заданными: активное сопротивление и индуктивность нагрузки  $R_n$  и  $L_n$ ; максимум тока  $I_{nm}$ ; длина фронта и длина волны импульса  $\tau_\phi$  и  $\tau_\psi$  при соотношении между ними:

$$\tau_\phi \ll \tau_\psi. \quad (1)$$

Параметры  $\tau_\phi$  и  $\tau_\psi$  определяются по ГОСТ 1516-68. Для упрощения задачи форма импульса ограничивается дополнительным условием: время  $t_m$ , за которое ток достигнет максимума, не превосходит больше чем на порядок расчетную длину фронта  $\tau_\phi$ .

Процесс разряда ограничивается двумя условиями: мощность, развиваемая в нагрузке, должна быть во много раз больше мощности зарядного источника; к. п. д. должен быть близок к предельному в рассматриваемой схеме. В результате расчета определяются параметры накопителя и выключателя, а также ограничения, связывающие между собой параметры нагрузки и импульса. Устройство выключателя постоянного тока в статье не рассматривается (в схеме он замещается пассивным двухполюсником).

При активной нагрузке, когда нужно выделить тепловую энергию  $W_T$  в сопротивлении  $R_n$  с возможно большим к. п. д., индуктивность нагрузки считается паразитной. При индуктивной нагрузке,

когда необходимо ввести в индуктивность  $L_n$  возможно большую магнитную энергию  $W_M$ , паразитным считается ее сопротивление. Полезная энергия и соответствующие к. п. д. определяются по формулам:

$$W_T = \int_0^\infty R_n i_n^2 dt; \quad \eta_T = W_T / W_0; \quad (2)$$

$$W_M = L_n I_{nm}^2 / 2; \quad \eta_M = W_M / W_0, \quad (3)$$

где  $W_0$  — энергия накопителя.

**Схема прямой передачи энергии.** Рассмотрим разрядную схему, отличающуюся от описанной в [Л. 3] наличием сопротивления у накопителя и индуктивности у нагрузки. К началу разряда схема выглядит так, как показано на рис. 1. Здесь  $L_0$  и  $R_0$  — параметры накопителя. Зарядный ток  $i_z$  к началу разряда достигает величины  $I_{z0}$  так, что

$$W_0 = L_0 I_{z0}^2 / 2. \quad (4)$$

При замыкании ключа  $K$  в момент  $t=0$  начинается разряд и происходит уменьшение зарядного тока с помощью выключателя  $B$ . После разрыва зарядного тока ток в нагрузке убывает по экспоненте с постоянной времени разрядного контура  $\tau_p = L_p / R_p$ , где  $L_p = L_n + L_0$ ,  $R_p = R_n + R_0$ .

Очевидно, для того чтобы время возрастания тока  $i_n$  было во много раз меньше времени спада, выключатель должен разрывать зарядную цепь за время  $t_B$ , во много раз меньшее постоянной  $\tau_p$ . Пренебрегая  $t_B$ , постоянную  $\tau_p$  выражаем через длину волны импульса, отсчитывая ее до точки спада экспоненты  $e^{-t/\tau_p}$  до 0,5:

$$\tau_p = \tau_\psi / \ln 2. \quad (5)$$

Применение накопителя имеет смысл только при мощности зарядного источника, во много раз меньшей мощности, развиваемой в нагрузке. Последнюю при индуктивной нагрузке определяем как среднюю скорость нарастания полезной энергии  $W_M / \tau_\phi$ , а при активной — как максимальную мощность в нагрузке  $R_n I_{nm}^2$ . Если пренебречь коротким фронтом, то с учетом (2) имеем:

$$i_n = I_{nm} e^{-t/\tau_p}; \quad (6)$$

$$R_n I_{nm}^2 = 2W_T / \tau_p. \quad (7)$$

Мощность источника, идущая на тепловые потери в накопителе, к концу заряда достигает значения  $2W_0 / \tau_0$ , где  $\tau_0$  — постоянная времени накопителя. Энергии  $W_0$ ,  $W_T$ ,  $W_M$  при высоких значениях к. п. д. являются величинами одного порядка, поэтому на постоянную накопителя соответственно при активной и индуктивной нагрузках накладываем следующие ограничения:

$$\tau_0 \gg \tau_p; \quad (8)$$

$$\tau_0 \gg \tau_\phi. \quad (9)$$

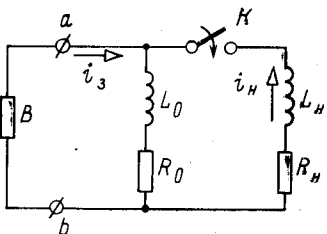


Рис. 1.

Определим разрываемый зарядный ток, считая известным ток в нагрузке  $i_n$ . Переходный процесс в разрядном контуре описывается уравнением первого порядка, которое в общем виде имеет решение:

$$i_3 = e^{-t/\tau_0} \left[ -\frac{L_p}{L_0} \int_0^t e^{t/\tau_0} \left( \frac{di_n}{dt} + \frac{i_n}{\tau_p} \right) dt + I_{30} \right].$$

На начальном участке импульса вплоть до точки максимума  $t_m$  можно пользоваться приближенным решением. Действительно, согласно допущению о близости значений  $\tau_\Phi$  и  $t_m$  с учетом (8) и (9) величину  $e^{\pm t/\tau_0}$  можно принять равной единице. Тогда интеграл внутри скобок не превышает значения тока  $i_n$  более чем на  $i_n t_m / \tau_p$ ; последней можно пренебречь. Таким образом, получается решение, являющееся условием постоянства потоко-сцепления разрядного контура на участке от 0 до  $t_m$ :

$$i_3 = I_{30} - i_n L_p / L_0. \quad (10)$$

Начальное значение зарядного тока минимально и равно  $I_{nm} L_p / L_0$ , если к моменту  $t_m$  он снижается до нуля. В итоге имеем:

$$i_3 = (I_{nm} - i_n) L_p / L_0.$$

Момент разрыва зарядного тока  $t_B$  совпадает с моментом  $t_m$ ; форма разрываемого тока определяется формой тока нагрузки.

Исходя из вышеизложенного, найдем основные энергетические соотношения в схеме и требования к параметрам накопителя и выключателя. Для удобства расчета вводим безразмерные параметры накопителя — его относительные индуктивность и постоянную времени:  $\tilde{L}_0 = L_0 / L_n$ ;  $\tilde{\tau}_0 = \tau_0 / \tau_n$ . Выражаем через них постоянную разрядного контура и максимум тока нагрузки:

$$\tau_p = \tau_n \tilde{\tau}_0 (1 + \tilde{L}_0) / (\tilde{\tau}_0 + \tilde{L}_0); \quad (11)$$

$$I_{nm} = I_{30} \tilde{L}_0 / (1 + \tilde{L}_0). \quad (12)$$

Неравенство (8), ограничивающее мощность зарядного источника при активной нагрузке, с учетом (11) приводится к двум следующим:  $\tilde{\tau}_0 \gg 1$ ;  $\tilde{\tau}_0 \gg \tilde{L}_0$ .

Тепловой к. п. д. находим по (2) с подстановками по (4), (7) и (12):  $\eta_T = \tilde{\tau}_0 \tilde{L}_0 / (\tilde{\tau}_0 + \tilde{L}_0) (1 + \tilde{L}_0)$ . Значение  $\eta_T$  близко к единице при условиях

$$\tilde{\tau}_0 \gg \tilde{L}_0 \text{ и } \tilde{L}_0 \gg 1, \quad (13)$$

включающих в себя ограничения по мощности зарядного источника.

Магнитный к. п. д. находим по (3) с подстановками по (4) и (12):  $\eta_M = \tilde{L}_0 / (1 + \tilde{L}_0)^2$ . Значение  $\eta_M$  максимально при  $\tilde{L}_0 = 1$  и равно 25%. Учитывая это, уточняем неравенство (9). В итоге условия низкой мощности зарядного источника и максимального к. п. д. при индуктивной нагрузке таковы:

$$\tilde{L}_0 = 1; \quad \tilde{\tau}_0 \gg 8\tau_\Phi. \quad (14)$$

Применение условий (13) и (14) к зависимости (11) позволяет сделать вывод: при активной и ин-

дуктивной нагрузках их постоянные времени должны быть связаны с параметрами волны соответственно соотношениями:

$$\tau_n \ln 2 \ll \tau_B; \quad 8\tau_\Phi \ll \tau_n \tau_B / (2\tau_n \ln 2 - \tau_B). \quad (15)$$

Параметры накопителя при активной и индуктивной нагрузках соответственно находятся по выражениям:

$$L_0 = R_n \tau_B / \ln 2; \quad \tau_0 \gg \tau_B / \ln 2; \quad (16)$$

$$L_0 = L_n; \quad \tau_0 = \tau_n \tau_B / (2\tau_n \ln 2 - \tau_B). \quad (17)$$

Согласно (12) для зарядного тока соответственно имеем:

$$I_{30} = I_{nm}; \quad I_{30} = 2I_{nm}.$$

Рассчитаем параметры выключателя, разрывающего зарядный ток.

1. Напряжение  $u_{ab}$  находим как напряжение нагрузки (рис. 1) при замене  $i_n$  на  $i_3$  по (10):

$$u_{ab} = \frac{R_n L_0}{L_0 + L_n} \left[ \left( 1 - \frac{\tau_n}{\tau_p} \right) (i_3 - I_{30}) + \frac{\tau_n}{\tau_0} i_3 + \tau_n \frac{di_3}{dt} \right].$$

При активной нагрузке условия (13) и (15) приводят к приближению:

$$u_{ab} = R_n (i_3 - I_{30}) + L_n di_3 / dt,$$

которому эквивалентна расчетная схема рис. 2 при  $Z_c = \infty$ ;  $i_3 = I_{nm} - i_n$ ;  $I_3 = I_{nm}$ ;  $R_3 = R_n$ ;  $L_3 = L_n$ .

При индуктивной нагрузке согласно (11) и (14) имеем:

$$\tau_p = \frac{2\tau_n \tau_0}{\tau_n + \tau_0}; \quad u_{ab} = \frac{L_n}{2\tau_p} \left( i_3 + \frac{\tau_n - \tau_0}{\tau_n + \tau_0} I_{30} + \tau_p \frac{di_3}{dt} \right).$$

Среднее значение индуктивной составляющей напряжения  $u_{ab}$ , равное  $I_{30} L_n / 2\tau_\Phi$ , во много раз превосходит остальные, поэтому ими пренебрегаем:

$$u_{ab} = \frac{L_n}{2} \frac{di_3}{dt}.$$

Этой формуле эквивалентна схема рис. 2 при  $Z_c = \infty$ ;

$$i_3 = 2(I_{nm} - i_n); \quad I_3 = 0; \quad R_3 = 0; \quad L_3 = L_n / 2.$$

2. Разрывную мощность выключателя при активной нагрузке относим к максимуму полезной мощности, учитываем зависимость  $i_3 = I_{nm} - i_n$ :

$$P_p = -I_{30} u_{abm}; \quad 1 \leq \frac{P_p}{R_n I_{nm}^2} \leq 1 + \frac{\tau_n}{I_{nm}} \left( \frac{di_n}{dt} \right)_m.$$

Разрывная мощность близка к минимуму при  $\tau_n \ll \tau_\Phi$ .

При индуктивной нагрузке с учетом  $i_3 = 2(I_{nm} - i_n)$  имеем:

$$P_p = 2L_n I_{nm} (di_n / dt)_m. \quad (18)$$

Минимум разрывной мощности в этом случае равен учетверенной средней скорости возрастания по-

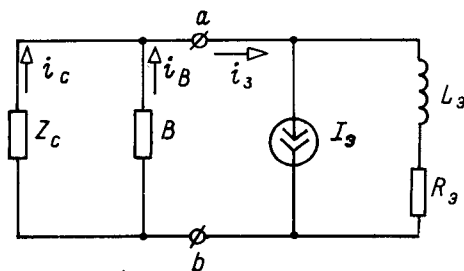


Рис. 2.

лезной энергии  $4W_m/\tau_{\phi}$ . Он наступает при совпадении фронта с его расчетной линией.

3. Представление о величине энергии, потребляемой выключателем при активной нагрузке, можно легко получить, приняв спрямленный фронт:

$$\frac{W_B}{W_T} = \frac{\ln 2}{\tau_B} \left( \frac{\tau_{\phi}}{3} + \tau_n \right).$$

Согласно (1) и (15) она во много раз меньше полезной энергии.

При индуктивной нагрузке накопитель отдает выключателю вдвое большую энергию, чем нагрузке. Это основной недостаток прямой передачи энергии из индуктивности в индуктивность наряду с большими зарядным током и разрывной мощностью выключателя. Два последних недостатка отсутствуют и при активной нагрузке.

**Трансформаторная разрядная схема.** Некоторые разновидности трансформаторной разрядной схемы исследованы в [Л. 4 и 5]. Без конкретизации отключающего устройства  $B$  она изображена на рис. 3. Здесь  $L_1$  и  $R_1$  — параметры первичной обмотки трансформатора, где накапливается энергия  $L_1 I_{30}^2/2$ ;  $L_2$  и  $R_2$  — параметры вторичной обмотки;  $M$  — взаимная индуктивность обмоток трансформатора.

Аналогично предыдущей схеме при принятых допущениях уравнение процесса заряда также имеет приближенное решение, являющееся условием постоянства потокосцепления разрядного контура на участке от 0 до  $t_m$ :

$$i_3 = (I_{nm} - i_n) L_p / M. \quad (19)$$

В отличие от предыдущей схемы здесь  $L_p = L_n + L_2$ ;  $\tau_p = L_p / (R_n + R_2)$ .

Для удобства расчета вводим безразмерные коэффициенты: коэффициент магнитной связи обмоток, коэффициент отношения квадратных корней их индуктивностей, относительные индуктивность и постоянную времени вторичной обмотки:

$$k = \frac{M}{\sqrt{L_1 L_2}}; \quad n = \sqrt{\frac{L_1}{L_2}}; \quad \tilde{L}_2 = \frac{L_2}{L_n}; \quad \tilde{\tau}_2 = \frac{\tau_2}{\tau_n}.$$

Выражаем через них постоянную разрядного контура и максимум тока нагрузки:

$$\tau_p = \tau_n \tilde{\tau}_2 (1 + \tilde{L}_2) / (\tilde{\tau}_2 + \tilde{L}_2); \quad (20)$$

$$I_{nm} = I_{30} k n \tilde{L}_2 / (1 + \tilde{L}_2). \quad (21)$$

Тепловой к. п. д. находим по (2) с подстановками по (7) и (21):

$$\eta_T = k^2 \tilde{\tau}_2 \tilde{L}_2 / (\tilde{\tau}_2 + \tilde{L}_2) (\tilde{L}_2 + 1).$$

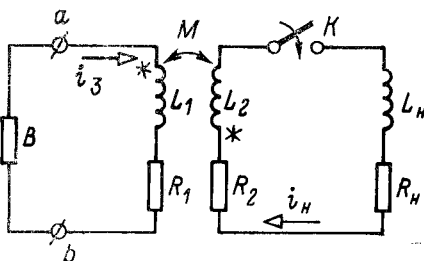


Рис. 3.

Для того, чтобы значение  $\eta_T$  было близко к единице, должны выполняться условия:

$$1 - k^2 \ll 1; \quad \tilde{\tau}_2 \gg \tilde{L}_2; \quad \tilde{L}_2 \gg 1. \quad (22)$$

Магнитный к. п. д. находим по (3) с учетом (21):

$\eta_m = k^2 \tilde{L}_2 / (1 + \tilde{L}_2)^2$ . Значение  $\eta_m$  приближается к максимальному (25%) при условиях  $1 - k^2 \ll 1$  и  $\tilde{L}_2 = 1$ .

Применение условий предельных к. п. д. с учетом (5) к зависимостям (20) и (21) позволяет сделать вывод: при активной нагрузке ее постоянная должна быть связана с параметрами импульса соотношением  $\tau_n \ln 2 \ll \tau_B$ . Параметры вторичной обмотки находятся по (16) и (17) с заменой  $L_0$  и  $\tau_0$  на  $L_2$  и  $\tau_2$ . Для выполнения второго равенства в (17) необходимо соблюдение условия:  $\tau_B < 2\tau_n \ln 2$ , которое связывает параметры импульса и индуктивной нагрузки.

Индуктивность первичной обмотки зависит от параметров нагрузки и импульса и от величины зарядного тока. Для активной и индуктивной нагрузки она находится соответственно по формулам:

$$L_1 = \frac{R_n \tau_B}{\ln 2} \left( \frac{I_{nm}}{I_{30}} \right)^2; \quad (23)$$

$$L_1 = 4L_n \left( \frac{I_{nm}}{I_{30}} \right)^2. \quad (24)$$

Постоянная времени первичной обмотки ограничена снизу условиями низкой мощности зарядного источника, которые совпадают с (8) и (14) при замене  $\tau_0$  на  $\tau_1$ .

Рассчитаем параметры выключателя в процессе разрыва зарядного тока. Напряжение  $u_{ab}$  находим как напряжение первичной обмотки (рис. 3) при замене  $i_n$  на  $i_3$  по (19):

$$u_{ab} = L_1 \left[ \frac{i_3}{\tau_1} + \left( 1 - \frac{k^2 \tilde{L}_2}{\tilde{L}_2 + 1} \right) \frac{di_3}{dt} + \frac{k^2 \tilde{L}_2}{\tilde{L}_2 + 1} \frac{i_3 - I_{30}}{\tau_p} \right].$$

При активной нагрузке условия (22), (23) и (8) с заменой  $\tau_0$  на  $\tau_1$  приводят к выражению:

$$u_{ab} = \left( \frac{I_{nm}}{I_{30}} \right)^2 \left[ R_n (i_3 - I_{30}) + L_n \left( 1 + \frac{\tau_n (1 - k^2)}{\tau_n \ln 2} \right) \frac{di_3}{dt} \right],$$

которому эквивалентна расчетная схема рис. 2 при  $Z_c = \infty$ ;

$$i_3 = I_{30} \left( 1 - \frac{i_n}{I_{nm}} \right); \quad (25)$$

$$I_3 = I_{30}; \quad (26)$$

$$R_3 = R_n \left( \frac{I_{nm}}{I_{30}} \right)^2; \quad (27)$$

$$L_3 = L_n \left( \frac{I_{nm}}{I_{30}} \right)^2 \left( 1 + \frac{\tau_n (1 - k^2)}{\tau_n \ln 2} \right). \quad (28)$$

При индуктивной нагрузке согласно (24) и условиям  $1 - k^2 \ll 1$ ,  $\tilde{L}_2 = 1$  имеем:

$$u_{ab} = 4L_n \left( \frac{I_{nm}}{I_{30}} \right)^2 \left[ \frac{i_3}{\tau_1} + \frac{1}{2} \frac{di_3}{dt} + \frac{i_3 - I_{30}}{2\tau_p} \right].$$

Согласно (1) и (14) с заменой  $\tau_0$  на  $\tau_1$  среднее значение производной в скобках, равное  $I_{30}/\tau_{\phi}$ , во

много раз превосходит остальные слагаемые, поэтому ими пренебрегаем. Окончательной формуле

$$u_{ab} = 2L_H \left( \frac{I_{Hm}}{I_{30}} \right)^2 \frac{di_3}{dt}$$

соответствует схема рис. 2, где  $Z_c = \infty$ ;  $I_0 = 0$ ;  $R_0 = 0$ ; зарядный ток определяется по (25) и

$$L_0 = 2L_H (I_{Hm}/I_{30})^2. \quad (29)$$

При активной нагрузке в отличие от схемы прямой передачи энергии разрывная мощность выключателя зависит не только от параметров нагрузки и импульса, но и от коэффициента рассеяния  $(1-k^2)$ :

$$1 \leq \frac{P_p}{R_H I_{Hm}^2} \leq 1 + \frac{\tau_H}{I_{Hm}} \left( 1 + \frac{\tau_a (1-k^2)}{\tau_H \ln 2} \right) \left( \frac{di_3}{dt} \right)_m$$

Значение разрывной мощности в этом случае будет близко к минимальному при условии:

$$\tau_H + \tau_B (1-k^2) / \ln 2 \ll \tau_{\phi}. \quad (30)$$

Доля энергии, потребляемой выключателем, возрастает на величину  $(1-k^2)$ .

При индуктивной нагрузке разрывная мощность определяется по (18).

Сравнение результатов анализа прямой и трансформаторной схем передачи показывает, что при принятых допущениях основные энергетические соотношения, параметры накопителя и выключателя первой схемы являются частным случаем тех же величин во второй при условиях:  $k=1$ ;  $L_1=L_2=L_0$ ;  $\tau_1=\tau_2=\tau_0$ .

Преимуществом второй схемы является возможность трансформации тока источника, а недостатком — необходимость хорошей магнитной связи контуров не только для получения высоких к. п. д., но особенно для получения минимума разрывной мощности выключателя при активной нагрузке.

**Шунтирование выключателя.** Обмен энергией между накопителем и выключателем можно во много раз уменьшить за счет резкого снижения времени отключения зарядного тока по сравнению с длиной фронта импульса. При этом для согласования выключателя с остальной схемой на время разряда параллельно выключателю нужно присоединить так называемое сопротивление связи  $Z_c$ . В литературе описаны схемы с применением для связи емкости или активного сопротивления [Л. 2 и 5], а также нелинейного активного сопротивления [Л. 4]. При допущениях, принятых в начале статьи, необходимые параметры выключателя и сопротивления связи могут быть подсчитаны по схеме рис. 2, справедливой как для прямой, так и для трансформаторной передачи энергии.

1. При индуктивной нагрузке разность между половиной накопленной энергии и энергией, поступающей в выключатель, должна выделяться в элементе  $Z_c$ . При низкой плотности энергии и большой стоимости конденсаторов в расчете на один джоуль применение емкости должно намного увеличить размеры и стоимость всей разрядной схемы. Поэтому обратимся к активным сопротивлениям.

Сначала рассмотрим схему с нелинейным элементом связи. Как это в первом приближении сде-

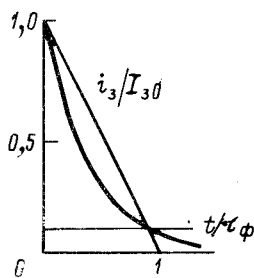


Рис. 4.

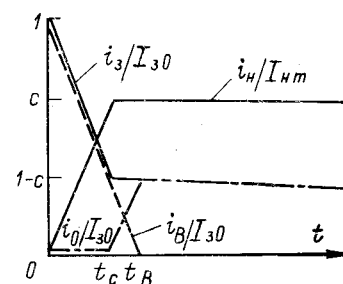


Рис. 5.

лано в [Л. 4], воспользуемся идеализированной характеристикой нелинейного сопротивления: при напряжении, меньшем некоторой величины  $E_c$ , его сопротивление бесконечно, а при токе в элементе  $i_c$ , меньшем  $I_{30}$ , идеальный элемент ведет себя как э. д. с.  $E_c$ . Учитываем, что при индуктивной нагрузке ток  $I_0$  и сопротивление  $R_0$  отсутствуют, а индуктивность  $L_0$  и зарядный ток  $i_3$  находятся по (29) и (25) или по выражениям  $L_0 = L_H/2$ ;  $i_3 = 2(I_{Hm} - i_H)$ .

Полагаем, что время разрыва тока выключателя во много раз меньше длины фронта ( $t_B \ll \tau_{\phi}$ ). Следовательно, к моменту разрыва тока  $i_B$  процесс уменьшения зарядного тока только начинается. Поэтому можно считать, что от начального значения  $I_{30}$  до нуля зарядный ток уменьшается по линейному закону за время, равное длине фронта импульса:

$$i_3 = \frac{-E_c t}{L_0} + I_{30}.$$

Необходимое для работы схемы значение э. д. с. связи находим из конечного условия: при  $t = \tau_{\phi}$   $i_3 = 0$ . Разрывная мощность выключателя минимальна, так как фронт линейный, т. е. равна  $4W_M/\tau_{\phi}$ .

В схеме с линейным сопротивлением связи  $R_c$  зарядный ток уменьшается по экспоненте, которая определяет фронт импульса в нагрузке (рис. 4):

$$i_3 = I_{30} e^{-R_c t/L_0}, \\ 0,1 = e^{-0,9 R_c \tau_{\phi}/L_0}.$$

Так как здесь фронт не имеет пологий начальной части, расчетную линию фронта проводим через точки  $1,0 i_3/I_{30}$  и  $0,1 i_3/I_{30}$ , соответствующие точкам 0 и  $0,9 i_H/I_{Hm}$  на кривой тока нагрузки. Из последней формулы находится сопротивление связи. Разрывная мощность выключателя несколько завышена за счет нелинейности фронта.

В обоих случаях выключатель потребляет уже не половину накопленной энергии, а примерно в  $\tau_{\phi}/t_B$  меньшую величину.

2. В случае активной нагрузки рассмотрим практически важный режим минимальной разрывной мощности выключателя при условиях (30) или  $\tau_H \ll \tau_{\phi}$ , когда индуктивной составляющей напряжения  $u_{ab}$  можно пренебречь. При этом в правой части схемы рис. 2 остаются только  $I_0$  и  $R_0$ , определенные по (26) и (27) или равные соответственно  $I_{Hm}$  и  $R_H$ . При шунтировании активными сопротивлениями отсутствие в схеме инерционных

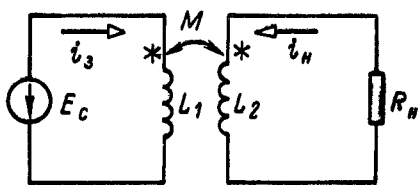


Рис. 6.

элементов приводит к тому, что фронт импульса формируется выключателем.

Рассмотрим схему с идеализированным нелинейным элементом. Выключатель шунтируется только в том случае, если в процессе отключения тока  $i_B$  напряжение на нем достигнет расчетного значения э. д. с.  $E_c$ , т. е. при  $c < 1$ , где  $c = E_c / R_0 I_{30}$ . До момента  $t_c$  (рис. 5) ток источника  $I_{30}$  распределяется между выключателем и сопротивлением  $R_0$  так, что

$$u_{ba} = R_0 I_{30} (1 - i_B / I_{30}).$$

(Форма тока  $i_B$  может быть произвольной, несмотря на то, что на рис. 5 он изображен линейно убывающим.) Начиная с момента  $t_c$ , когда  $u_{ba} = E_c$ , в сопротивлении  $R_0$  ток не меняется, зато растет ток  $i_c$ . В момент  $t_B$  ток выключателя разорван, а токи в контурах соответственно равны:

$$i_3(t_B) = (1 - c) I_{30}; \quad i_n(t_B) = c I_{nm}.$$

Продолжим решение для трансформаторной схемы. Сравнивая статическое сопротивление нелинейного элемента в момент  $t_B$  с сопротивлением накопителя  $R_1$  и учитывая условия (21), (22) и (27), находим:

$$R_{ст}(t_B) = R_1 c \tau_1 / (1 - c) \tau_p.$$

Так как  $\tau_1 \gg \tau_p$ , то полученная величина во много раз больше  $R_1$  за исключением случая, когда  $c \ll 1$ . Этот случай не рассматриваем, поэтому при расчете волнового участка импульса сопротивлением  $R_1$  пренебрегаем. Согласно (22) пренебрегаем сопротивлением вторичной обмотки и индуктивностью нагрузки. Систему уравнений, составленную по схеме рис. 6, сводим к уравнению разрядного контура:

$$R_n i_n + L_2 (1 - k^2) di_n / dt = R_n I_{nm} c.$$

Ввиду того, что начальное значение тока  $i_n$  равно установившемуся, ток в нагрузке не меняется. В свою очередь зарядный ток убывает до нуля по линейному закону:

$$i_3 = I_{30} (1 - c - ct / \tau_p); \quad t_1 = \tau_p (1/c - 1). \quad (31)$$

Время спада до нуля  $t_1$  отсчитывается от момента  $t_c$ . После разрыва зарядного тока ток в нагрузке спадает по экспоненте с постоянной разрядного контура.

Тот же самый результат получается для прямой передачи энергии, если рассмотреть схему рис. 1, где можно пренебречь элементами  $R_0$  и  $L_n$ . Таким образом, согласно (31) уменьшение коэффициента  $c$  ведет к увеличению пологой части импульса, однако такое улучшение его формы достигается за счет уменьшения к. п. д. и увеличения относительной разрывной мощности выключателя:

$$P_p = R_n (c I_{nm})^2 / c; \quad \eta_T = c (2 - c).$$

Рассматривая схему с линейным элементом связи, коэффициентом  $c$  обозначим отношение сопротивлений:  $c = R_c / (R_0 + R_c)$ . В процессе отключения зарядный ток изменяется по формуле:

$$i_3 = I_{30} (1 - c) + c i_B.$$

После разрыва тока выключателя переходный процесс рассчитывается по тем же схемам, что и в предыдущем случае, с заменой  $E_c$  на  $R_c$ . Величины  $i_3(t_B)$  и  $i_n(t_B)$  остаются прежними. В трансформаторной схеме также пренебрегаем сопротивлением  $R_1$ ; магнитную связь считаем идеальной. Получаемое решение позволяет выявить влияние шунтирования:

$$i_n = c I_{nm} e^{-ct / \tau_p}.$$

При той же разрывной мощности выключателя к. п. д. здесь еще ниже, он равен коэффициенту  $c$ . Энергия, поступающая в выключатель, в обоих схемах того же порядка как в схеме без шунтирования.

Если время срабатывания выключателя во много раз меньше длины фронта импульса, то его разрывную мощность можно уменьшить во много раз, шунтируя выключатель емкостью  $C$ . При этом можно считать, что процесс отключения происходит при постоянном зарядном токе, а емкость заряжается до напряжения  $u_{ba}(t_B)$  пренебрежимо малого по сравнению с величиной  $R_0 I_{30}$ . После срабатывания выключателя зарядный ток начинает уменьшаться по экспоненте с постоянной времени  $CR_0$ , где  $C = 0,9 \tau_{\phi} / R_0 \ln 10$ . Энергоемкость конденсатора относительно невелика:

$$W_C = 0,9 W_T \tau_{\phi} \ln 2 / \tau_B \ln 10.$$

Представление о разрывной мощности выключателя и энергии, поступающей в него, легко получить, приняв ток  $i_B$  линейно убывающим:

$$\frac{P_p}{R_n I_{nm}} = \frac{t_B \ln 10}{1,8 \tau_{\phi}}; \quad \frac{W_B}{W_T} = \frac{t_B^2 \ln 2 \ln 10}{10,8 \tau_B \tau_{\phi}}.$$

Здесь при подсчете разрывной мощности за максимум напряжения принято  $u_{ba}(t_B)$ , что справедливо, если сразу после срабатывания выключатель блокируется разьединителем, принимающим на себя полное напряжение  $R_n I_{nm}^2 / I_{30}$ . Энергию, поступающую в выключатель, можно снизить до нуля, если, разряжая на него предварительно заряженную емкость связи, разрывать цепь при переходе тока выключателя через нуль.

#### ЛИТЕРАТУРА

1. Лукашевич Д. и др., Разработка емкостных и индуктивных импульсных аэродинамических труб, Техника гиперзвуковых исследований, изд-во «Мир», 1964.
2. Некоторые вопросы техники высоких напряжений в термоядерных исследованиях, Экспресс-информация ВИНТИ, серия «ТВН, сети и системы», вып. 15, 1960.
3. Побережский Л. П., Об индуктивных накопителях энергии. Труды МЭИ, вып. 45, 1963.
4. Верещагин И. П., Анализ трансформаторной схемы индуктивного накопителя энергии, Труды МЭИ, вып. 45, 1963.
5. Большаков В. Н., Трансформаторная схема индуктивного накопителя энергии на линейных элементах, Доклады научно-технической конференции МЭИ, подсекция ТВН, 1967.

[5.7.1971]





# Методика расчета величины эрозии сильноточных контактов при воздействии электрической дуги

Канд. техн. наук Г. С. БЕЛКИН

Всесоюзный электротехнический институт им. В. И. Ленина

При проектировании выключателей (особенно на большие отключаемые токи) необходимо оценивать электрический износ контактов, а также принимать меры для его уменьшения. В литературе встречаются экспериментальные данные по величине эрозии контактов и проводов при больших токах [Л. 1—6]. Методов же расчета, пригодных для разнообразных задач разрушения сильноточной дугой пока не имеется; имеются только эмпирические формулы. Разработка теории разрушения контактов электрических аппаратов позволит избежать во многих случаях больших затрат на создание экспериментальных установок для определения величины эрозии.

**Расчетная модель и основные уравнения.** Как известно, износ электродов связан с процессами плавления и испарения металла. При больших токах в металле часто образуется ванна расплавленного металла с поперечными размерами, превосходящими ее глубину. В этом случае для определения границы плавления источник тепла можно считать бесконечно протяженным, а задачу о нагреве — одномерной. В соответствии с этим была принята расчетная модель разрушения металла (рис. 1). Полный поток тепла  $q_v$  из приэлектродных областей частично затрачивается на нагрев металла, частично — на испарение.

Для этой модели в [Л. 7] получено приближенное выражение для глубины проплавления поверхностным источником тепла:

$$x_{пл} = \frac{1}{3c\gamma T_{пл}} \int_0^{t_p} q(t) dt, \quad (1)$$

где  $t$  — время, сек;  $t_p$  — время горения дуги, сек;  $q(t)$  — поток тепла, расходуемого на нагрев металла,  $вт/м^2$ ;  $\gamma, c$  — плотность ( $кг/м^3$ ) и удельная теплоемкость,  $\frac{дж}{кг \cdot ^\circ C}$ ;  $T_{пл}$  — температура плавления,  $^\circ C$ .

Как показано в [Л. 7], это выражение применимо при любой форме зависимости потока от времени при условии

$$x_{пл}^* = \frac{x_{пл}}{2 \sqrt{a t_p}} \geq 0,15, \quad (2)$$

где  $a$  — коэффициент температуропроводности,  $м^2/сек$ .

При выполнении этого условия глубина проплавления за разряд в первом приближении не зависит от теплопроводности электрода. Разбивая всю область плавления на ряд участков, для каждого из которых применимо одномерное приближение, и интегрируя по этой области, с помощью соотношения (1) можно получить выражение для массы выброшенного металла:

$$M_v = k_v M_{пл} = k_v \frac{U'_a \alpha - Q_{исп}}{3cT_{пл}}, \quad (3)$$

где  $U'_a$  — эквивалентное приэлектродное падение напряжения в вольтах, соответствующее энергии, перенесенной к электроду при протекании через промежуток заряда в 1 к;  $k_v$  — коэффициент выброса;  $Q_{исп}$  — энергия испарения,  $дж$ ;

$$\alpha = \int_0^{t_p} |i| dt, \text{ к.}$$

В зависимости от режима нагрева энергия испарения может быть мала по сравнению со всей введенной энергией или составлять существенную ее часть. Если энергия испарения невелика, то выражение для массы выброшенного металла примет вид:

$$M_v = \frac{k_v U'_a \alpha}{3cT_{пл}}. \quad (3a)$$

С помощью этого выражения очень просто можно рассчитать величину эрозии. Для этого не требуется знать величину потока тепла на поверхности, форму его зависимости от времени. Следует отметить, что выражение (3) справедливо для разнообразных режимов нагрева металла поверхностным источником. В самом деле, условие  $x_{пл}^* \geq 0,15$  соответствует (по закономерностям «задачи Стефана» [Л. 8]) поддержанию на поверхности темпера-

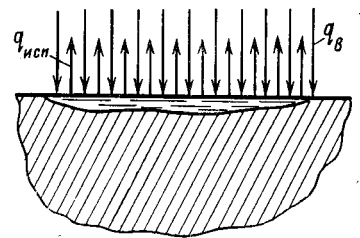


Рис. 1.

туры, большей некоторого значения, близкого к температуре плавления. Например, для меди температура может быть равной или большей  $1300^\circ C$ , для молибдена —  $3800^\circ C$ . При оценках эрозии сильноточных контактов обычно такие режимы нас и интересуют.

Роль испарения и величина второго члена в (3) определяются потоком тепла и временем воздействия источника тепла [Л. 9]. Расчет массы испаренного металла проводится обычно с помощью ЭВМ.

По результатам расчета на ЭВМ в [Л. 9] получено выражение, связывающее массу расплавленного металла с потоком и временем воздействия при учете испарения:

$$M_{пл}^* = \frac{1,3 + 0,004 (q_v \sqrt{t_p})^*}{(q_v \sqrt{t_p})^*} \left[ 1 - \frac{0,885}{(q_v \sqrt{t_p})^*} \right], \quad (4)$$

где

$$M_{пл}^* = \frac{M_{пл}}{Q_a / cT_{пл}};$$

$$(q_v \sqrt{t_p})^* = \frac{q_v \sqrt{t_p}}{T_{пл} \sqrt{\lambda c \gamma}};$$

$q_v$  и  $Q_v$  — подводимый поток тепла и подведенная к поверхности за время  $t_p$  энергия,  $вт/см^2$  и  $дж$ ;  $\lambda$  — коэффициент теплопроводности,  $вт/м^{\circ}C$ .

При выводе выражений (1) — (4) не принималась во внимание температурная зависимость теплофизических параметров материала контактов  $\epsilon$ ,  $\gamma$  и  $\lambda$ . В эти выражения входят средние значения теплофизических параметров, которые соответствуют температуре  $T=0,5T_{пл}$ . Следуя такой рекомендации, можно с помощью уравнений (1) — (4) получать значения износа, согласующиеся с наблюдаемыми на практике.

Выражение (4) справедливо для более широкого диапазона потоков и времен, чем (3) и (3а). Однако для расчетов по (4) требуется знать площадь поверхности  $s$ , занимаемой дугой, чтобы определить поток  $q_v$  по формуле:

$$q_v = \frac{U'_a I}{s}, \quad (5)$$

где  $I$  — ток дуги.

Так как выражение (4) получено для постоянного во времени потока  $q_v$ , то при переменном токе в (5) следует подставлять среднее значение от модуля тока.

Площадь поверхности  $s$ , занимаемой дугой, может быть приближенно оценена с помощью простых соотношений для канала дуги [Л. 15], если дуга занимает часть рабочей поверхности контактов. Если же дуга перекрывает всю контактную поверхность, то за величину  $s$  принимается площадь рабочей поверхности контакта. В тех случаях когда площадь  $s$  оценить затруднительно, масса расплавленного металла может быть определена по выражению:

$$M_{пл} = \frac{U'_a \alpha}{3\epsilon T_{пл}} \quad (3б)$$

**О природе выброса металла и оценка коэффициента выброса.** О коэффициенте выброса, входящем в уравнения (3) и (3а), сведений в литературе крайне мало. Известен целый ряд активных сил, которые могут обеспечить эвакуацию жидкого металла [Л. 10 и 11]. Однако обычно не принимаются во внимание силы сопротивления (силы поверхностного натяжения), хотя только соотношение активных сил и сил сопротивления определяет коэффициент выброса. Активные силы могут быть объемными, т. е. распределенными по всему объему расплавленного металла, и поверхностными, т. е. действовать на поверхность жидкого металла. Объемными силами являются, например, электромагнитные силы, сила тяжести и пр.; поверхностными — газодинамические и другие силы.

Рассмотрим сначала воздействие объемных сил (рис. 2). При воздействии силы  $f$  на контакте остается такое количество металла, при котором обеспечивается равенство работы по срыву этого слоя и энергии поверхностного натяжения

$$f x_{ост} d = \sigma s_{пл}, \quad (6)$$

где  $f$  — сила на единицу длины,  $н/м$ ;  $x_{ост}$  — толщина слоя оставшегося жидкого металла,  $м$ ;  $s_{пл}$  — площадь расплавленной ванны,  $м^2$ ;  $d$  — поперечный размер ванны в направлении выдувания,  $м$ ;  $\sigma$  — поверхностное натяжение,  $н/м$ .

Из равенства (6) можно определить  $x_{ост}$  для круглой формы оплавленного следа следующим образом:

$$x_{ост} = \frac{\sigma s_{пл}}{f d} = \frac{\pi \sigma R}{2 f}, \quad (6a)$$

где  $R$  — радиус расплавленной ванны.

Используя выражения (3а) и (6а), получим для коэффициента выброса уравнение:

$$k_v = 1 - \frac{x_{ост}}{x_{пл}} = 1 - \frac{3\pi^2 R^3 \sigma \gamma T_{пл}}{2 f U'_a \alpha}. \quad (7)$$

Если выброс осуществляется, например, за счет электромагнитных сил и обратный токопровод расположен на расстоянии  $D=0,1 м$  (рис. 2), то для медных контактов диаметром  $10^{-2} м$  при токе  $10 ка$  и  $\alpha=100 к$  из (7) получим  $k_v \approx 0,92$ . Электромагнитная сила  $f$  обратно пропорциональна расстоянию между токопроводами [Л. 16]:

$$f = \frac{I^2}{2} \frac{1}{\pi} \frac{1}{\mu_0 D}. \quad (8)$$

Поэтому для данного примера при расстояниях  $D$  менее  $0,10 м$  коэффициент выброса очень близок к единице.

Формула (7) позволяет оценить убыль массы контакта для частного случая торцевых контактов (рис. 2), когда весь выброшенный металл оседает за пределами контактов. Если контакты имеют сложную форму, то вынос металла за пределы расплавленной ванны может не сопровождаться убылью общей массы контакта (металл остается на контакте за пределами оплавленной поверхности). Но и такой перенос металла вызывает образование впадин и наростов и является опасным для контактов. Для таких контактов также применимо выражение (7), которое в этом случае позволяет оценить изменение формы контакта в месте горения дуги.

Величина  $U'_a$  в расчетных выражениях определяется из баланса энергии и известно [Л. 13], что значение  $U'_a$  не намного отличается от  $10 в$  для металлов, у которых припадное падение напряжения составляет  $10 в$  и более. Значение  $U'_a=10 в$  можно использовать при расчетах износа контактов из конструкционных материалов. За радиус расплавленной ванны в первом приближении применяется радиус канала дуги.

Значения поверхностного натяжения для различных жидких металлов не сильно отличаются друг от друга. В табл. 1 приведены данные по поверхностному натяжению ряда металлов [Л. 17 и 18].

Если кроме объемных сил на расплавленный металл воздействуют и поверхностные силы (например, газодинамические), то при оценке коэффициента выброса следует более детально рассматривать движение жидкого металла (вязкой жидкости).

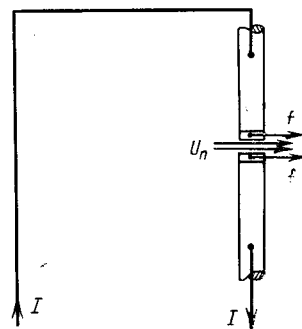


Рис. 2.

Таблица 1

Металл	Температура, °С	Поверхностное натяжение $\sigma$ , н/м
Олово	300	0,526
	400	0,518
	500	0,510
	900	0,508
	1 000	0,497
Алюминий	750	0,520
Серебро	1 000	0,7824
Золото	1 070	0,6122
Медь	1 130	1,103
	1 215	1,166
Железо	1 535	0,95—0,997

Под действием активных сил часть жидкого металла удаляется из расплавленной ванны (рис. 2), а часть — остается. Остается такое количество металла, скорость которого недостаточна, чтобы покинуть ванну за время горения дуги, т. е. должно выполняться соотношение:

$$ut_p \approx R, \quad (9)$$

где  $u$  — скорость жидкого металла в центре ванны.

Как показано в [Л. 12], распределение скоростей  $u$  в жидкости при движении вдоль плоской стенки описывается формулой:

$$\frac{u}{u_s} = \frac{3}{2} \frac{x_1}{\delta} - \frac{1}{2} \left( \frac{x_1}{\delta} \right)^3, \quad (10)$$

где  $u_s$  — скорость жидкого металла на границе между пограничным слоем и потоком жидкости, м/сек;  $x_1$  — расстояние от твердой стенки до точки пограничного слоя со скоростью  $u$ , м;  $\delta$  — толщина пограничного слоя, м.

Выражение для толщины пограничного слоя запишем в виде [Л. 12]:

$$\frac{\delta}{y} = \frac{4,64}{\sqrt{\text{Re}_y}}, \quad (11)$$

где  $y$  — расстояние от переднего края контакта со стороны набегающего потока до интересующей нас точки расплавленной ванны, м;  $\text{Re}_y$  — критерий Рейнольдса.

Чтобы оценить скорость  $u_s$  за пределами пограничного слоя (среднюю массовую скорость), используем второй закон Ньютона:

$$M_{\text{пл}} u_s = \left( f x_{\text{пл}} + \tau_{\omega} s_{\text{пл}} t - \frac{\sigma s_{\text{пл}} t}{2R} \right) \frac{1}{2}, \quad (12)$$

где  $\tau_{\omega}$  — напряжение трения между потоком газа и жидкостью, н/м<sup>2</sup>.

Напряжение трения потока газа, сообщающее скорость верхним слоям жидкости, определяется по выражению [Л. 12]:

$$\tau_{\omega} = \frac{0,323 \gamma_{\text{г}} u_{\text{п}}^2}{\sqrt{\text{Re}_y}}, \quad (13)$$

где  $\gamma_{\text{г}}$  — плотность газа, кг/м<sup>3</sup>;  $u_{\text{п}}$  — скорость потока газа, м/сек.

Если в (10) пренебречь вторым членом (для  $x_1/\delta < 1$ ), то для частного случая пары контактов, изображенной на рис. 2, подстановкой (9) и (11) в (10) получим приближенное выражение для  $k_{\text{в}}$ :

$$k_{\text{в}} = 1 - \frac{x_{\text{ост}}}{x_{\text{пл}}} \approx 1 - \frac{9,3 s_{\text{пл}} R^2 \gamma_{\text{г}} T_{\text{пл}}}{\sqrt{\text{Re}_y} u_s t_p U_{\text{г}}^{\alpha}}. \quad (14)$$

Оценим коэффициент выброса с помощью (14) при условиях разряда, соответствующих предыдущему примеру (ток 10 кА, радиус контактов 10<sup>-2</sup> м;  $D=0,1$  м,  $\alpha=100$  К). Пусть вектор скорости потока газа касателен к поверхности электрода. Такое предположение позволяет оценить нижний предел коэффициента выброса. Например, при скорости потока газа 10<sup>3</sup> м/сек напряжение трения составляет 3,4 н/м<sup>2</sup>. Согласно второму закону Ньютона (12) импульс активных сил вполне достаточен, чтобы сообщить за время 10<sup>-2</sup> сек массе жидкого металла в доли грамма (0,2 г) скорость  $u_s \approx 2,0$  м/сек. Таким образом, выброс жидкого металла возможен со скоростью нескольких метров в секунду. Такие скорости наблюдаются и экспериментально.

Теперь можно приближенно оценить и коэффициент выброса. Например, для меди при  $\alpha=100$  К, радиусе контакта 1 см (рис. 2) и времени  $t_p = 10^{-2}$  сек получим  $k_{\text{в}} \approx 0,94$ . Таким образом, действие электромагнитных и газодинамических сил достаточно велико, чтобы обеспечить близкие к единице значения коэффициента выброса при достаточно больших токах и длительностях горения дуги.

Итак, предлагается следующая последовательность расчета износа. С помощью выражений (3б) или (4) определяется масса расплавленного металла. Затем по (7) и (14) оценивается коэффициент выброса и масса выброшенного металла.

Применим полученные уравнения для расчета разрушения контактов и проводов при различных условиях, соответствующих описанному в [Л. 1—6].

**Сопоставление результатов расчета износа контактов и проводов с экспериментальными данными.** Результаты наиболее обширных экспериментальных исследований износа сильноточных контактов изложены в [Л. 1]. В табл. 2 приведены результаты расчета и опытные данные из [Л. 1] по износу кон-

Таблица 2

Материал	Средняя удельная теплотемкость, кДж/кг·град	$T_{\text{пл}} \sqrt{\lambda_{\text{ст}}}$ , $\frac{\text{дж}}{\text{см} \cdot \text{с} \cdot \text{кг}^{0,5} \cdot \text{м}^2}$	Износ пары контактов по [Л. 1], г	$(q_{\text{в}} \sqrt{t_p})^*$ для условий [Л. 1]	Расчет износа (за) (пересчет на два контакта при $k_{\text{в}}=1$ ), г	Износ с учетом испарения по (4) (на два контакта), г
W	0,21	65,4	0,45	2,6	0,80	0,80
Mo	0,30	42,6	0,70	4,0	0,60	0,60
Ni	0,56	24,5	0,80	7,0	0,71	0,50
Fe	0,65	22,0	0,78	8,2	0,62	0,40
Ti	0,62	12,6	0,66	10,5	0,55	0,26
Cu	0,45	41,4	1,3—1,4	4,2	1,20	1,20
Ag	0,25	31,4	2,025—2,114	5,5	2,50	2,00
Zn	0,44	8,15	1,70	21,0	3,16	1,30
Al	1,03	16,5	1,04	10,5	0,97	0,70
Sn	0,25	1,93	2,80	90,0	10,40	1,70

тактов диаметром 0,5 дюйма для тока 12 ка и времени горения  $1/120$  сек. При расчетах для теплофизических параметров принималось их среднее значение при температуре  $0,5 T_{пл}$ .

Как показывает табл. 2, при коэффициенте выброса, близком к единице, экспериментальные данные и результаты расчета по (3а) согласуются. Наибольшее расхождение имеет место для олова и цинка, так как при горении дуги на этих металлах [Л. 9] большая часть энергии расходуется на испарение [значение  $(q_b / \sqrt{t_p})^*$  велико].

Линейные зависимости [Л. 1] износа контактов от тока согласуются с расчетным выражением (3а), т. е. при этих параметрах удельный износ не зависит от тока.

Выражение для удельного износа можно получить из (3):

$$M_{уд} = \frac{M_b}{a} = \frac{k_b U_a}{3c T_{пл}} \left( 1 - \frac{Q_{исп}}{U_a a} \right). \quad (15)$$

Если предположить, что  $k_b = 1$  и потери энергии на испарение малы по сравнению со всей выделенной энергией, то из (15) получим значения удельных износов: для меди 6,4 мг/к, вольфрама 4,4 мг/к и для серебра 14 мг/к. Как видно из табл. 3, эти значения согласуются с приведенными в [Л. 2—6]. Здесь проводится сравнение только для однородных однокомпонентных материалов, так как неоднородные, в частности металлокерамические материалы, требуют особого рассмотрения.

При разряде в масле по данным [Л. 3] износ меди и вольфрама несколько меньше, чем рассчитанный без учета испарения. При этих условиях для контактов из меди значение  $(q_b / \sqrt{t_p})^*$  составляет примерно 10, а для вольфрамовых контактов — 6,1. Учет испарения с помощью (4) приводит к величинам эрозии для меди и вольфрама соответственно 2,3 и 2,5 мг/к.

При токах единицы килоампер и менее экспериментальные значения износа расходятся с рассчитанными по (3а) при  $k_b = 1$  (см. табл. 3); удельный износ начинает зависеть от тока. Причин этого может быть несколько. Во-первых, может изменяться коэффициент выброса. Во-вторых, не

Таблица 3

Материал	Ток, ка	Длитель- ность, мсек	Среда	$M_{уд},$ мг/к	Источник	$\frac{M_{уд}}{U_{\text{э}}} = \frac{1}{3cT_{\text{пл}}},$ мг/к
Серебро	60—120	0,7—0,77	Воздух	9—12	[Л. 2]	14
Медь	90	1,8	Масло	2,8	[Л. 3]	6,4
	1		1,5	[Л. 4]		
	3		2,8			
	10		5,0			
	30	1,0	Воздух		5,0	
	1			2		
	2			4		
	4			7,5		
	10			8,5		
	20			9,0		
		До 60	Масло			
Вольфрам	90	1,8	Масло	2,4	[Л. 3]	4,4
Сталь	0,14	Более 10 <sup>4</sup>	Воздух	3,9	[Л. 11]	3,5

соблюдается условие  $x_{пл}^* \geq 0,15$ . Чтобы это условие соблюдалось, необходимо выполнение неравенства  $(q_b / \sqrt{t_p})^* \geq 1,2$ . Если это условие не выполняется, то объем расплавленной ванны не описывается уравнением (3) или же сплошной расплавленной ванны не образуется вовсе. Изменение тока вызывает изменение среднего потока  $q_b$ .

Таким образом, при токах промышленной частоты более 3—4 ка предложенные расчетные выражения дают согласующиеся с экспериментом результаты для контактов в воздухе и масле. При меньших токах расхождение становится большим (табл. 3). Однако, если время воздействия дуги больше, чем в выключателях, то возможно образование единой расплавленной ванны при меньших токах, что делает применимыми полученные уравнения, например, для некоторых режимов сварки [Л. 11 и 14]. Значение удельного износа электрода при действии сварочной дуги, приведенное в табл. 3, соответствует полученному по (3б).

В [Л. 6] приведены результаты исследования эрозии различных проводов линий электропередач при случайном дуговом разряде. Исследование проводилось при токах от 0,286 до 9,992 ка и длительностях до двух секунд и более. Удельный износ медного провода оказался равным около 6,7 мг/к, стального — 5 мг/к и алюминиевого — 5 мг/к. Формула (3а) без учета испарения дает для меди, железа и алюминия соответственно: 6,4, 3,6 и 4,6 мг/к. Таким образом, предложенные выражения достаточно хорошо описывают износ проводов при предположении, что износ провода происходит за счет разбрызгивания жидкого металла.

Итак, соотношения (3) и (4) не только описывают закономерности эрозии электродов [Л. 7], но и позволяют оценить износ контактов выключателей. Это объясняется тем, что процесс эрозии при разнообразных условиях может быть описан единой расчетной моделью.

Предложенные соотношения для массы расплавленного металла получены при условии, что дуга неподвижна. Если скорость движения дуги  $v$  велика и перемещение дуги оказывает сильное влияние на массу расплавленного металла, то это влияние можно приближенно учесть, приняв в (4) вместо времени горения дуги  $t_p$  эффективное время  $t_p = R/v$ .

**Выводы.** 1. Износ контактов и электродов хорошо описывается предложенными соотношениями, если ток и длительность разряда достаточны для образования расплавленной ванны (при промышленной частоте токи 3 ка и более). Выражения (3) и (3а) применимы, если соблюдается условие  $(q_b / \sqrt{t_p})^* \geq 1,2$ , налагаемое на поверхностный источник тепла.

2. В результате воздействия электромагнитных и газодинамических сил коэффициент выброса для силовых контактов может быть близким к единице.

#### ЛИТЕРАТУРА

1. Wilson W. R., High-current arc erosion of electric contact materials, Trans. AIEE, 1955, v. 74, p. 657.
2. Harmsen U., Merl W., Vinarický E., Über den Abbrand und das Schweißverhalten von Silber-Kadmiumoxid

# Отрицательные сопротивления

В. С. ПОПОВ и Э. И. ШУТЕЕВ

Отрицательные сопротивления  $Z_0$  отличаются от аналогичных по величине и структуре положительных сопротивлений  $Z$  тем, что при протекании одного и того же тока по сопротивлениям  $Z_0$  и  $Z$  падения напряжения на них  $\dot{U}_0$  и  $\dot{U}$  равны по величине и противоположны по фазе. Таким образом,  $Z_0 = -Z$ . В частном случае, когда по сопротивлениям протекает постоянный ток, падения напряжения на них равны и противоположны по знаку.

Отрицательные проводимости  $Y_0$  отличаются от аналогичных положительных проводимостей  $Y$  тем, что одно и то же напряжение  $\dot{U}$ , приложенное к проводимостям  $Y_0$  и  $Y$ , создает в них равные по абсолютной величине и противоположно направленные токи. Следовательно,  $Y_0 = -Y$ . Если напряжение  $\dot{U}$  постоянно, токи в проводимостях равны и противоположны по знаку.

Отрицательные сопротивления подразделяются на активные, реактивные и комплексные. Как нетрудно убедиться, ток, протекающий по отрицательной емкости, отстает от приложенного напряжения на  $90^\circ$ , а ток, протекающий по отрицательной индуктивности, опережает приложенное напряжение на  $90^\circ$ .

Если отрицательное сопротивление  $Z_0$  замкнуть на такое же по величине и структуре положительное сопротивление  $Z$ , то суммарное сопротивление цепи будет равно нулю и в ней возникнут незатухающие колебания. Аналогичный эффект возникает при параллельном соединении двух равных по величине и противоположных по знаку проводимостей. Отметим, что колебания в системе не возникают, если положительное сопротивление (проводимость) превышает отрицательное.

Генератор синусоидальных колебаний можно рассматривать как усилитель, охваченный цепью положительной обратной связи.

Генератор можно также рассматривать как нагруженный двухполюсник, который в зависимости от схемы генератора должен быть либо отрицательным сопротивлением, либо отрицательной про-

водимостью. Цепь положительной обратной связи в общем случае можно представить в виде делителя напряжения, состоящего из сопротивлений  $Z_1$  и  $Z_2$ , причем нижнее плечо делителя  $Z_2$  присоединено непосредственно ко входу усилителя.

Если генератор рассматривать как двухполюсник, нагруженный на сопротивление  $Z_1 = R + jX$  (верхнее плечо делителя), то его можно заменить эквивалентной электрической цепью, состоящей из последовательного соединения положительных и отрицательных активных и реактивных сопротивлений ( $R, R_0, X, X_0$ ), причем при устойчивой генерации алгебраическая сумма сопротивлений равна нулю, т. е.  $R_0 = -R$  и  $X = -X_0$  (рис. 1, а).

При увеличении сопротивления  $R$  уменьшается глубина положительной обратной связи и генерация затухает. В эквивалентной цепи при увеличении сопротивления  $R$  положительное активное сопротивление превзойдет отрицательное по абсолютной величине, что также приведет к затуханию генерации. Уменьшение сопротивления  $R$  напротив приводит к увеличению амплитуды колебаний, что вытекает из рассмотрения реальной и эквивалентной цепи генератора.

Отметим, что в данном случае генератор нельзя представить как эквивалентную цепь, состоящую из параллельно включенных проводимостей — отрицательной проводимости двухполюсника и положительной проводимости, равной  $\frac{1}{Z_1} = \frac{1}{R + jX}$ . В такой эквивалентной цепи

при увеличении сопротивления  $R$  проводимость  $\frac{1}{Z_1}$  уменьшается, суммарная проводимость становится отрицательной, т. е. амплитуда колебаний должна возрастать, тогда как в действительности колебания затухают.

Если генератор рассматривать, как двухполюсник, к которому присоединена проводимость  $\frac{1}{Z_2} = g + jb$

und anderen Metall — Mrtalloxidwerkstoffen, Kontakte in der Elektrotechnik, Vortr. der 3. Kontakttagung, Berlin, 1967.

3. Schreiner H., Haufe W., Reichel W., Lichtbogenabbrand verschiedener Kontaktwerkstoffe unter Öl bei hohen Strömen, Elektrische Kontakte, Vortr. der 5. Kontakttagung, München, 1970.

4. Turner H. W., Turner C., Choosing contact materials, Electronics power, 1968, v. 14, № 11, p. 437.

5. Pucher W., Der Kontaktabbbrand in Hochspannungsschaltern, Elektr. 1965, H. 9, s. 362.

6. Сугавара М., Испарение проволоочных электродов под действием сильноточного дугового разряда на переменном токе, Труды Института инженеров по электротехнике и радиоэлектронике, 1967, № 7, т. 55.

7. Белкин Г. С. и Киселев В. Я., Эрозия электродов при сильноточных импульсных разрядах, ЖТФ, вып. 2, 1966, т. 36.

8. Лыков А. В., Теплопроводность нестационарных процессов, Госэнергоиздат, 1948.

9. Белкин Г. С., Влияние теплофизических свойств ма-

териала контактов на величину электрической эрозии, «Электричество», 1970, № 2.

10. Золотых Б. Н., Физические основы электроискровой обработки металлов, Гостехиздат, 1953.

11. Хренов К. К., Электрическая сварочная дуга, Машгиз, 1949.

12. Эккерт Э. Р. и Дрейк Р. И., Теория тепло- и массообмена, Госэнергоиздат, 1961.

13. Кесаев И. Г., Катодные процессы электрической дуги, изд-во «Наука», 1968.

14. Под ред. Рыкалина Н. Н., Процессы плавления основного металла при сварке, Изд. АН СССР, 1960.

15. Залесский А. М., Электрическая дуга отключения, Госэнергоиздат, 1963.

16. Нейман Л. Р. и Калантаров П. Л., Теоретические основы электротехники, ч. I, Госэнергоиздат, 1959.

17. Чиркин В. С., Теплофизические свойства материалов, Физматгиз, 1959.

18. Енохович А. С., Физика, Техника, Производство, Учпедгиз, 1962.

[6.5.1971]



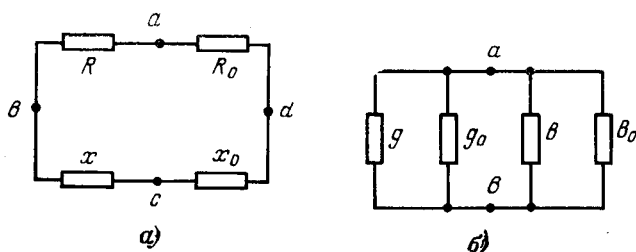


Рис. 1.

(где  $Z_2$  — сопротивление нижнего плеча делителя), то его можно заменить эквивалентной электрической цепью, состоящей из четырех параллельно включенных проводимостей ( $g$ ,  $g_0$ ,  $b$  и  $b_0$ ), причем положительная  $g$  и отрицательная  $g_0$  активные проводимости так же, как и положительная  $b$  и отрицательная  $b_0$  реактивные проводимости при устойчивой генерации по абсолютной величине парно равны друг другу (рис. 1, б).

При увеличении проводимости  $g$  уменьшается глубина положительной обратной связи и генерация затухает. В эквивалентной цепи при увеличении проводимости  $g$  положительная активная проводимость превзойдет отрицательную по абсолютной величине, что также приведет к затуханию колебаний. Уменьшение проводимости  $g$ , напротив, приводит к увеличению амплитуды колебаний, что вытекает из рассмотрения реальной и эквивалентной цепей генератора. Отметим, что в данном случае генератор нельзя представить как эквивалентную цепь, состоящую из последовательно включенных сопротивлений — отрицательного сопротивления двухполюсника и положительного сопротивления  $Z_2$ . В такой эквивалентной схеме при увеличении активной составляющей сопротивления  $Z_2$  суммарное активное сопротивление становится положительным, т. е. амплитуда колебаний должна затухать, в то время как в действительности амплитуда колебаний возрастает.

Если в цепи на рис. 1, а активное сопротивление  $R$  увеличить, то генерация прекратится, а сопротивление между точками цепи  $a$  и  $b$   $Z_{ab} = \frac{R_0 R}{R_0 + R}$  на частоте

генерации станет отрицательным, так как  $|R| > |R_0|$  и  $R_0 < 0$ . Аналогичный эффект получается при увеличении реактивного сопротивления  $X$ . В частности, при  $X = \infty$  сопротивление между клеммами  $bc$ , к которым присоединено сопротивление  $X$ , будет равно  $X_0$ .

Если в цепи на рис. 1, б проводимость  $g$  уменьшить, то проводимость между точками  $ab$  станет отрицательной, однако генерация в этом случае сохранится. Напротив, при увеличении положительной проводимости на некоторую величину  $\Delta g$  генерация прекратится, но проводимость между точками  $ab$  на частоте генерации станет равной  $\Delta g$ .

Таким образом, при определенных условиях генератор может служить или отрицательным сопротивлением или отрицательной проводимостью.

Рассмотрим в качестве примера пути получения отрицательного сопротивления или отрицательной проводимости с помощью генераторов с мостовой цепью (рис. 2) [Л. 1].

Генератор состоит из моста  $abcd$ , образованного линейными сопротивлениями  $Z_1$ ,  $Z_2$ ,  $Z_3$  и  $Z_4$ . К измерительной диагонали моста  $bd$  присоединен вход усилителя переменного тока. Выход усилителя присоединен к диагонали питания моста  $ac$ .

Допустим, что сопротивления  $Z_3$  и  $Z_4$  образуют цепь отрицательной обратной связи усилителя, а сопротивления  $Z_1$  и  $Z_2$  — цепь положительной обратной связи.

Выберем коэффициент усиления усилителя достаточно большим; тогда при генерации синусоидального сигнала напряжение  $\dot{U}_2$ , питающее мост, будет гораздо больше напряжения  $\dot{U}_1$  в измерительной диагонали моста, т. е. мост будет находиться в состоянии, близком к равновесию. В результате  $Z_1 Z_4 \approx Z_2 Z_3$ . Достаточно незначительно увеличить сопротивления  $Z_1$  или  $Z_4$  или уменьшить сопротивления  $Z_2$  или  $Z_3$ , как генерация прекратится. Это произойдет из-за увеличения отрицательной обратной связи или из-за уменьшения положительной обратной связи. Если, например, разорвать цепь между вершинами моста  $cd$ , т. е. сделать  $Z_4 = \infty$ , то сопротивление между вершинами  $cd$  будет приблизительно равно  $-\frac{Z_2 Z_3}{Z_1}$ , потому что

именно такое положительное сопротивление надо присоединить к вершинам моста  $cd$ , чтобы генератор вновь начал работать. Аналогично, если разорвать ветвь  $ab$ , то сопротивление между вершинами моста  $ab$  составит приблизительно  $-\frac{Z_2 Z_3}{Z_4}$ .

Увеличение сопротивлений  $Z_2$  и  $Z_3$  не приведет к срыву генерации. Это объясняется тем, что с ростом  $Z_3$  уменьшается действие отрицательной обратной связи, а с ростом  $Z_2$  увеличивается интенсивность положительной обратной связи. Генерация прекратится при уменьшении сопротивлений  $Z_2$  и  $Z_3$ .

Представим генератор, изображенный на рис. 2, в виде двухполюсника, выходные клеммы которого  $bc$  нагружены на проводимость  $Y_2 = \frac{1}{Z_2}$ . Полагая, что

в момент генерации проводимость нагрузки  $Y_2$  равна и противоположна по знаку внутренней проводимости двухполюсника, можно утверждать, что последняя равна  $-Y_2$ , т. е. приблизительно равна  $-\frac{Z_3}{Z_1 Z_4}$ . Если

в цепи на рис. 2 параллельно проводимости  $Y_2 = 1/Z_2$  включить проводимость  $Y'_2$ , то результирующая проводимость между точками  $bc$  составит  $Y'_2$ , так как проводимость  $Y_2$  присоединена параллельно внутренней отрицательной проводимости двухполюсника ( $-Y_2$ ). Генератор в данном случае будет работать в недовозбужденном режиме.

Представляя генератор в виде двухполюсника, выходные клеммы которого  $ad$  нагружены на проводимость  $Y_3 = 1/Z_3$ , нетрудно убедиться, что внутренняя проводимость такого двухполюсника примерно равна  $-\frac{Z_2}{Z_1 Z_4}$ .

В общем случае двухполюсник следует рассматривать как отрицательное сопротивление в тех случаях, если уменьшение положительного сопро-

тивления, присоединенного к двухполюснику, вызывает генерацию колебаний или увеличивает амплитуду колебаний, а увеличение этого сопротивления приводит к срыву генерации.

Двухполюсник следует рассматривать как отрицательную проводимость, если увеличение положительного сопротивления, присоединенного к двухполюснику, т. е. уменьшение положительной проводимости приводит к нарастанию генерации, а уменьшение сопротивления приводит к срыву генерации.

Таким образом, цепь, изображенная на рис. 2, может служить как отрицательным сопротивлением, так и отрицательной проводимостью. Изменяя сопротивления моста  $abcd$ , можно в широких пределах регулировать активные и реактивные составляющие отрицательных сопротивлений и проводимостей.

Определим величину отрицательного сопротивления, включенного между вершинами моста  $cd$  при  $Z_4 = \infty$  с учетом параметров усилителя (ветвь  $adc$  является ветвью отрицательной обратной связи).

Будем считать, что  $Z_1 = \frac{1}{Y_1}$ ,  $Z_2 = \frac{1}{Y_2}$ ,  $Z_3 = \frac{1}{Y_3}$  и  $Z_4 = \frac{1}{Y_4}$ . Пользуясь обобщенным методом узловых напряжений [Л. 2], составим матрицу проводимостей схемы на рис. 2:

	$d$	$b$	$a$
$d$	$Y_3 + Y_b$	$-Y_b$	$-Y_3$
$b$	$-Y_b$	$Y_1 + Y_2 + Y_b$	$-Y_1$
$a$	$\dot{S} - Y_3$	$-(\dot{S} + Y_1)$	$Y_1 + Y_3 + Y_i$

Здесь  $\dot{S} = \tilde{K}Y_i$ , где  $\tilde{K}$  — коэффициент усиления усилителя  $Y_i = \frac{\Delta_{aa}}{\Delta}$  — выходная проводимость усилителя;  $Y_b = \frac{1}{Z_4}$  — входная проводимость усилителя (проводимость между узлами  $bd$ ).

Сопротивление

$$Z_{cd} = \frac{\Delta_{aa}}{\Delta}, \quad (1)$$

где  $\Delta_{aa}$  — алгебраическое дополнение;  $\Delta$  — определитель матрицы проводимостей схемы:

$$\Delta_{aa} = (Y_b + Y_1 + Y_2)(Y_1 + Y_3 + Y_i) - Y_1(\dot{S} + Y_1); \quad (2)$$

$$\Delta = Y_1 Y_2 Y_3 + Y_3 Y_i (Y_b + Y_1 + Y_2) + Y_b Y_1 Y_i + Y_b Y_2 (Y_1 + Y_3 + Y_i) + Y_2 Y_3 \dot{S}. \quad (3)$$

Подставив в (1) выражение (2) и (3), после преобразований получим:

$$Z_{cd} = \frac{Z_2 Z_3 \left[ \tilde{K} - 1 - \frac{Z_i}{Z_3} - \left( 1 + \frac{Z_i}{Z_1} + \frac{Z_i}{Z_3} \right) \left( \frac{Z_1}{Z_2} + \frac{Z_1}{Z_b} \right) \right]}{Z_1 \left[ \tilde{K} + 1 + \frac{Z_2}{Z_1} + \frac{Z_i}{Z_1} + \frac{Z_2}{Z_b} + \frac{Z_3}{Z_b} \left( 1 + \frac{Z_2}{Z_1} + \frac{Z_i}{Z_3} + \frac{Z_i}{Z_1} \right) \right]}. \quad (4)$$

Аналогично рассчитываются сопротивление и проводимости:

$$Z_{ab} = \frac{Z_2 Z_3 \left[ \tilde{K} - 1 - \frac{Z_i}{Z_2} - \left( 1 + \frac{Z_i}{Z_2} + \frac{Z_i}{Z_4} \right) \left( \frac{Z_4}{Z_3} + \frac{Z_4}{Z_b} \right) \right]}{Z_4 \left[ \tilde{K} + 1 + \frac{Z_3}{Z_4} + \frac{Z_i}{Z_4} + \frac{Z_3}{Z_b} + \frac{Z_2}{Z_b} \left( 1 + \frac{Z_3}{Z_4} + \frac{Z_i}{Z_2} + \frac{Z_i}{Z_4} \right) \right]}; \quad (5)$$

$$Y_{bc} = \frac{Z_3 \left[ \tilde{K} - 1 - \frac{Z_4}{Z_3} - \frac{Z_4}{Z_b} - \frac{Z_i}{Z_3} - \frac{Z_1}{Z_b} \left( 1 + \frac{Z_4}{Z_3} + \frac{Z_i}{Z_3} + \frac{Z_i}{Z_1} \right) \right]}{Z_1 Z_4 \left[ \tilde{K} + 1 + \frac{Z_i}{Z_1} + \left( \frac{Z_3}{Z_4} + \frac{Z_3}{Z_b} \right) \left( 1 + \frac{Z_i}{Z_3} + \frac{Z_i}{Z_1} \right) \right]}; \quad (6)$$

$$Y_{ad} = \frac{Z_2 \left[ \tilde{K} - 1 - \frac{Z_i}{Z_2} - \frac{Z_1}{Z_b} - \frac{Z_i}{Z_2} - \frac{Z_4}{Z_b} \left( 1 + \frac{Z_1}{Z_2} + \frac{Z_i}{Z_2} + \frac{Z_i}{Z_4} \right) \right]}{Z_1 Z_4 \left[ \tilde{K} + 1 + \frac{Z_i}{Z_4} + \left( \frac{Z_2}{Z_1} + \frac{Z_2}{Z_b} \right) \left( 1 + \frac{Z_i}{Z_2} + \frac{Z_i}{Z_4} \right) \right]}. \quad (7)$$

Авторами было проведено экспериментальное исследование отрицательного сопротивления, выполненного на основе транзисторного усилителя с мостовой цепью (рис. 2). Сопротивления  $Z_1$ ,  $Z_2$  и  $Z_3$  были чисто активными и составляли:  $Z_2 = 565 \text{ ом}$ ,  $Z_3 = 27,4 \text{ ком}$ . Сопротивление  $Z_1$  изменялось в процессе эксперимента от  $150 \text{ ом}$  до  $5,65 \text{ ком}$ . Параметры усилителя на частоте  $1000 \text{ гц}$  составляли:  $K = 1100$ ,  $Z_b = 2,4 \text{ ком}$ ,  $Z_i = 0,21 \text{ ком}$ .

На рис. 3 приведены полученные экспериментально (кривая 1) на частоте  $1000 \text{ гц}$  и расчетным путем (кривая 2) по (4) зависимости отрицательного сопротивления  $Z_{cd}$  от отношения  $Z_1/Z_2$ .

Для измерения отрицательного сопротивления  $Z_{cd}$  была собрана цепь, состоящая из последовательно соединенных источника переменного напряжения, добавочного активного сопротивления  $r$ , регулируемого сопротивления  $r_1$ , предназначенного для уравнивания отрицательного сопротивления, и отрицательного сопротивления. Между общим узлом источника напряжения и отрицательного сопротивления, а также общим узлом сопротивлений  $r$  и  $r_1$  был включен нуль-индикатор. Нуль-индикатор уравнивал изменение сопротив-

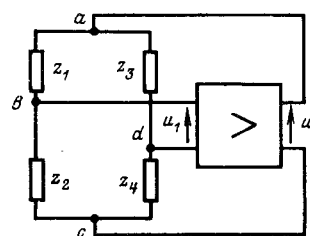


Рис. 2.

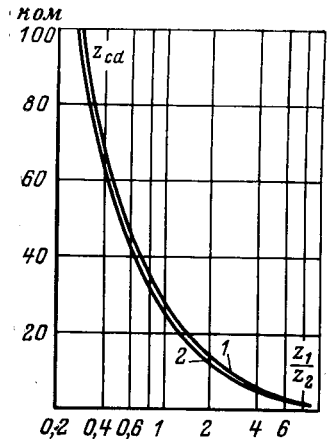


Рис. 3.

ления  $r_1$ . При этом отрицательное сопротивление равнялось по абсолютной величине сопротивлению  $r_1$ .

Как показал эксперимент, величина отрицательного сопротивления в диапазоне частот 0,3—100 кГц практически не изменяется. При уменьшении напряжения питания усилителя от номинальной величины вдвое, относительное изменение отрицательного сопротивления составляет менее 1%. Температурный коэффициент отрицательного сопротивления при температурах от +20 °C до +40 °C равен  $4 \cdot 10^{-4}$  1/°C. Значение падения напряжения на отрицательном сопротивлении, при котором сохранялась его линейность, не превышало 4 в.

Определим сопротивление некоторых электрических цепей, состоящих из отрицательных и положительных сопротивлений.

Сопротивление цепи  $Z$ , состоящей из последовательно соединенных сопротивлений  $Z_2$  и  $-Z_1$ , равно  $Z = Z_2 - Z_1$ . Сопротивление разветвления  $Z$ , образованного параллельным соединением сопротивлений  $Z_2$  и  $-Z_1$ , составляет  $Z = \frac{Z_1 Z_2}{Z_1 - Z_2}$ .

Проводимость разветвления  $Y$ , состоящего из параллельного соединения проводимостей  $Y_2$  и  $-Y_1$  равна  $Y = Y_2 - Y_1$ . Проводимость цепи  $Y$ , состоящей из последовательного соединения проводимостей  $Y_2$  и  $-Y_1$  равна  $Y = \frac{Y_1 Y_2}{Y_1 - Y_2}$ .

Для определения полного сопротивления (проводимости) электрических цепей, представляющих собой комбинацию положительных и отрицательных сопротивлений (проводимостей), достаточно определить сопротивление (проводимость) цепи, заменив все отрицательные сопротивления (проводимости) положительными, одинаковыми по величине и структуре, а затем в полученной формуле перед отрицательными сопротивлениями (проводимостями) в нечетных степенях поставить знак минус.

Определим в качестве примера сопротивление разветвления, состоящего из сопротивления  $R$  и отрицательной емкости  $-C$ . Как известно, сопротивление разветвления  $Z$ , образованного сопротивлением  $R$  и емкостью  $C$  равно  $Z = \frac{R(1 - j\omega CR)}{1 + \omega^2 C^2 R^2}$ .

В случае отрицательной емкости имеем:

$$Z = \frac{R(1 + j\omega CR)}{1 + \omega^2 C^2 R^2}.$$

Когда отрицательно и сопротивление и емкость, то

$$Z = \frac{-jR(1 - j\omega CR)}{1 + \omega^2 C^2 R^2}.$$

Рассмотрим некоторые возможные применения цепей с отрицательными сопротивлениями в электроизмерительной технике.

Если последовательно соединить сопротивления  $Z$  и  $-Z$ , то общее сопротивление цепи будет равно нулю. Это означает, что при протекании тока по такой цепи падение напряжения на ней и рассеиваемая в ней мощность также будут равны нулю. Данное свойство можно использовать для создания широкого круга различных приборов и устройств, не потребляющих мощности от объектов измерения, управления и сигнализации. Например, включив последовательно с амперметром, сопротивление которого равно  $Z$ , отрицательное сопротивление, равное  $-Z$ , полностью компенсируют мощность, потребляемую прибором от объекта измерения. Таким образом, включение амперметра с отрицательным сопротивлением совсем не нагружает измерительную цепь.

Следует подчеркнуть, что в отличие от приборов электронной системы нестабильность отрицательного сопротивления влияет только на величину мощности, потребляемой от объекта измерения, и не оказывает никакого влияния на погрешность измерения — последняя всецело определяется собственной погрешностью амперметра.

С помощью отрицательного сопротивления можно также компенсировать мощность, потребляемую из измерительной цепи последовательной цепью счетчиков и ваттметров.

Отрицательные сопротивления позволяют улучшить качество катушек индуктивности.

Известно, что магазины индуктивности имеют, как правило, большое активное сопротивление и по этой причине находят весьма ограниченное применение в области промышленных частот. Включение отрицательного сопротивления последовательно с магазином индуктивности позволяет резко повысить его добротность и, таким образом, способствует широкому их применению в области низких частот.

При параллельном соединении проводимости  $Y$  и отрицательной проводимости  $-Y$  проводимость разветвления будет равна нулю. Следовательно, ток, потребляемый разветвлением, и рассеиваемая в нем мощность также будут равны нулю.

С помощью отрицательной проводимости можно также компенсировать мощность, потребляемую из измерительной цепи вольтметрами, фазометрами, фарадметрами и параллельной цепью счетчиков и ваттметров.

#### ЛИТЕРАТУРА

1. Фельдбаум А. А., Введение в теорию линейных цепей, Госэнергоиздат, 1948.
2. Сигорский В. П., Анализ электронных схем, Гостехиздат, УССР, Киев, 1960.

[27.9.1971]







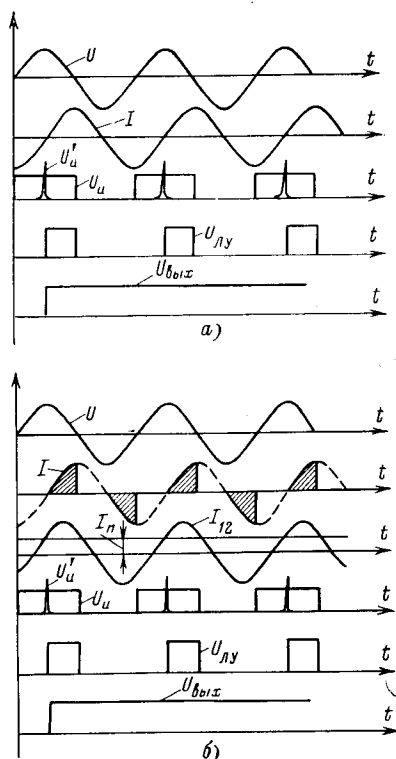


Рис. 2. Диаграммы работы импульсного фазочувствительного органа с угловой коррекцией характеристик.

а — при синусоидальном токе; б — при несинусоидальном токе.

Токовый пусковой орган 5 и выходной орган б также выполнены с применением тиристоров. Регулирование тока срабатывания осуществляется изменением числа витков обмотки трансформатора  $Tp2$ , а также сопротивлением  $R_{12}$ . Заграждающий фильтр  $RC$  представляет собой двойной  $T$ -образный мост, а фильтр нижних частот простейшую схему  $LC$ . Можно подобрать таким образом параметры фильтров и соотношение входных сигналов корректора 4, что схема будет осуществлять коррекцию практически при любой кратности аварийных токов. Это легко обеспечить, так как тиристоры обладают большим коэффициентом усиления и для их управления пик-трансформаторы могут быть выбраны малых габаритов. Степень коррекции не зависит от кратности тока, а определяется наличием высших гармонических составляющих.

Рассмотрим влияние основных элементов схемы на характеристики импульсного фазочувствительного органа. При поступлении положительной полуволны напряжения на вход транзистор  $ПТ_2$  находится в закрытом состоянии в течение промежутка времени  $t_1$ , которое можно определить из следующего выражения:

$$E = U_{C2} + R_7 \left( \frac{U_{C2}}{R_6} + C_2 \frac{dU_{C2}}{dt} \right),$$

откуда

$$t_1 = \tau_1 \ln \frac{\gamma + P_1}{\gamma - P_2},$$

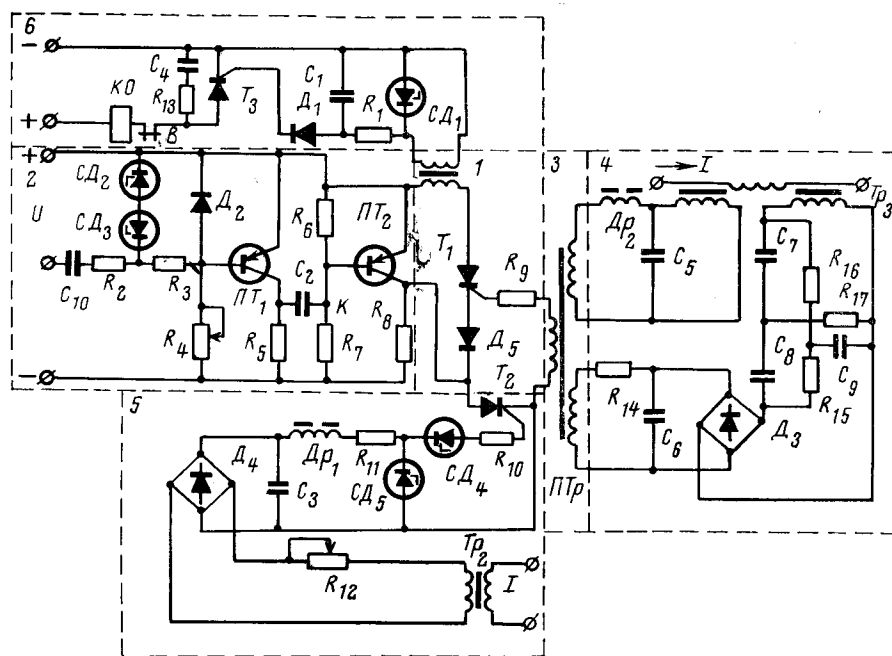


Рис. 3. Принципиальная схема импульсного фазочувствительного органа.

где

$$\gamma = \frac{R_6}{R_6 + R_7}; P_1 = \frac{U_{y1}}{E}; P_2 = \frac{U_{y2}}{E}; \tau_1 = \frac{R_6 R_7}{R_6 + R_7} C_2,$$

$E$  — напряжение питания;  $U_{y1}$  — напряжение на конденсаторе  $C_2$ , при котором транзистор  $ПТ_2$  начинает открываться;  $U_{y2}$  — напряжение, до которого заряжается конденсатор  $C_2$  при открытом транзисторе  $ПТ_2$ .

В случае поступления на вход формирователя отрицательной полуволны конденсатор  $C_2$  перезарядается за время  $t_2$  до напряжения  $U_{y2}$ . Время  $t_2$  определяется из выражения:

$$E = U_{C2} + R_5 C_2 \frac{dU_{C2}}{dt},$$

откуда

$$t_2 = \tau_2 \ln \frac{1 + P_2}{1 - P_1},$$

где

$$\tau_2 = R_5 C_2.$$

Ширина угловой характеристики импульсного фазочувствительного органа зависит от времени  $t_1$ . Подбирая параметры  $\gamma$ ,  $P_1$  и  $P_2$ , можно получить зону срабатывания органа, равную  $180^\circ$ , в широком диапазоне изменения входного сигнала. При больших сигналах за счет ключевого режима работы транзистора  $ПТ_1$  происходит четкий перезаряд конденсатора  $C_2$ , и угловая характеристика фазочувствительного органа получается практически прямоугольной. Совершенно очевидно, что входные сигналы тока и напряжения по-разному влияют на изменение угловой характеристики. При уменьшении входных сигналов схема формирования прямоугольных импульсов со стороны напряжения вызывает сужение угловой характеристики, а схема формирования импульсов малой длительности со стороны тока ее расширения.

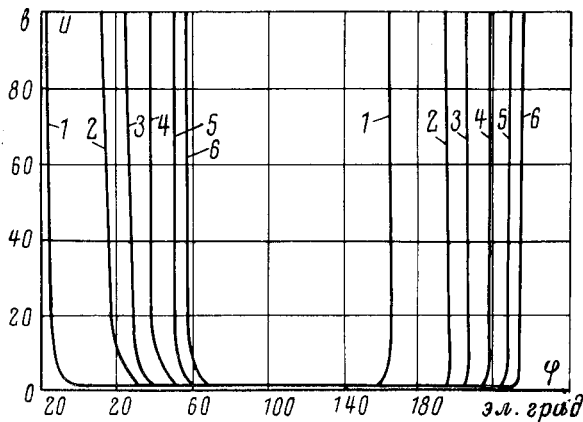


Рис. 4. Экспериментальные угловые характеристики импульсного фазочувствительного органа при различной перегрузке трансформатора тока без устройства коррекции.

1 —  $f_i = 0$ ; 2 —  $f_i = 10\%$ ; 3 —  $f_i = 20\%$ ; 4 —  $f_i = 30\%$ ; 5 —  $f_i = 40\%$ ; 6 —  $f_i = 50\%$ .

Несинусоидальные токи, обусловленные перегрузкой трансформаторов тока, существенно влияют на изменение угловых характеристик импульсного фазочувствительного органа (рис. 4). Устройство коррекции уменьшает это влияние. Считая нагрузку трансформатора тока чисто активной, можно определить изменение первой и высших гармонических составляющих в зависимости от угла насыщения  $\omega t_n$ . Этот угол характеризует степень перегрузки трансформатора тока и соответствует моменту времени, при котором индукция в сердечнике достигает индукции насыщения [Л. 4]. Угол нагрузки трансформатора тока изменяет как содержание высших гармонических составляющих вторичного тока, так и его угловую погрешность [Л. 5]. Однако с увеличением угла нагрузки угловая погрешность трансформатора тока уменьшается и, следовательно, происходит меньшее изменение угловых характеристик фазочувствительного органа. В связи с изложенным в статье рассматривается наиболее тяжелый случай работы трансформатора тока при чисто активной нагрузке, характеризующийся наибольшими угловыми погрешностями.

Первая гармоника вторичного тока трансформатора тока определяется из разложения вторичного тока в ряд Фурье, коэффициенты которого  $a_1$  и  $b_1$  находятся по известным формулам [Л. 5]:

$$a_1 = \frac{I'_{1m}}{2\pi} (1 - \cos 2\omega t_n),$$

$$b_1 = \frac{I'_{1m}}{\pi} \left( \omega t_n - \frac{\sin 2\omega t_n}{2} \right),$$

где  $I'_{1m}$  — приведенное максимальное значение первичного тока трансформатора тока.

Первая гармоника вторичного тока

$$I_{21m} = \frac{I'_{1m}}{\sqrt{2}\pi} \sqrt{1 + 2(\omega t_n)^2 - \sqrt{2} \cos \left( \frac{\pi}{4} - 2\omega t_n \right)}. \quad (1)$$

Общие выражения для коэффициентов ряда Фурье для высших гармонических составляющих имеют следующий вид:

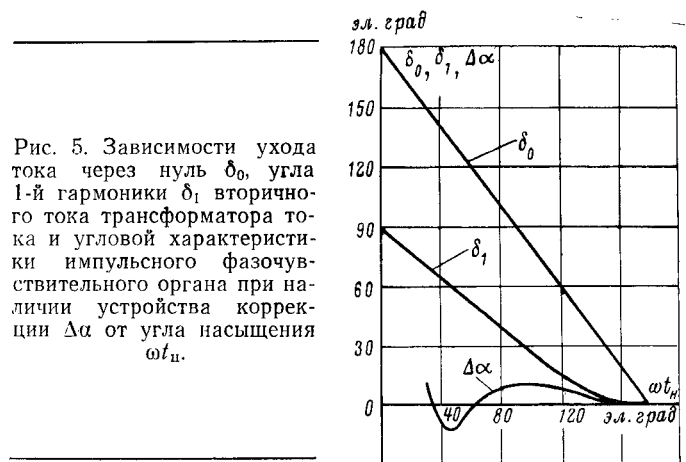


Рис. 5. Зависимости ухода тока через нуль  $\delta_0$ , угла 1-й гармоники  $\delta_1$  вторичного тока трансформатора тока и угловой характеристики импульсного фазочувствительного органа при наличии устройства коррекции  $\Delta\alpha$  от угла насыщения  $\omega t_n$ .

$$a_k = \frac{I'_{1m}}{\pi} \left[ \frac{1}{k+1} - \frac{1}{k-1} + \frac{\cos(k-1)\omega t_n}{k-1} - \frac{\cos(k+1)\omega t_n}{k+1} \right];$$

$$b_k = \frac{I'_{1m}}{\pi} \left[ \frac{\sin(k-1)\omega t_n}{k-1} - \frac{\sin(k+1)\omega t_n}{k+1} \right],$$

где  $k = 3, 5, 7, 8, 11 \dots$

Поскольку преобладающее влияние из высших гармонических составляющих имеет третья, то в дальнейшем для упрощения анализа не рассматриваем гармоники более высших порядков. Указанное допущение, как показали расчеты, несущественно влияет на сдвиг угловой характеристики фазочувствительного органа. С увеличением перегрузки трансформатора тока 3-я гармоника вторичного тока вначале возрастает, а затем уменьшается:

$$I_{23m} = \frac{I'_{1m}}{\pi} \sqrt{\frac{3}{8} - \frac{\cos \omega t_n}{2} + \frac{\cos \omega t_n}{8}}. \quad (2)$$

При подмагничивании пик-трансформатора постоянным током происходит сдвиг по фазе формируемого импульса в сторону, зависящую от полярности постоянного тока. Указанный сдвиг по фазе  $\alpha_k$  определяется выражением:

$$\alpha_k = \arcsin kl, \quad (3)$$

где  $k$  — постоянный коэффициент;  $l$  — отношение среднего значения 3-й гармоники к максимальному значению первой вторичного тока трансформатора тока.

Анализ выражений (1)–(3) показывает, что при  $k=1,9$  в диапазоне изменения  $\omega t_n$  от 60 до 180° ( $f_i \approx 50\%$ ) уход формируемого импульса в случае идеальных фильтров не превосходит 12°, в то время как угловая погрешность по 1-й гармонике достигает в этих условиях  $\delta_1 \approx 50^\circ$ , а по моменту перехода тока через нуль —  $\delta_0 = 120^\circ$  (рис. 5).

Таким образом, устройство коррекции уменьшает сдвиг угловой характеристики при перегруженных трансформаторах тока и реагирует на соотношение выпрямленного значения высших гармонических составляющих к амплитудному значению основной гармоники несинусоидального тока

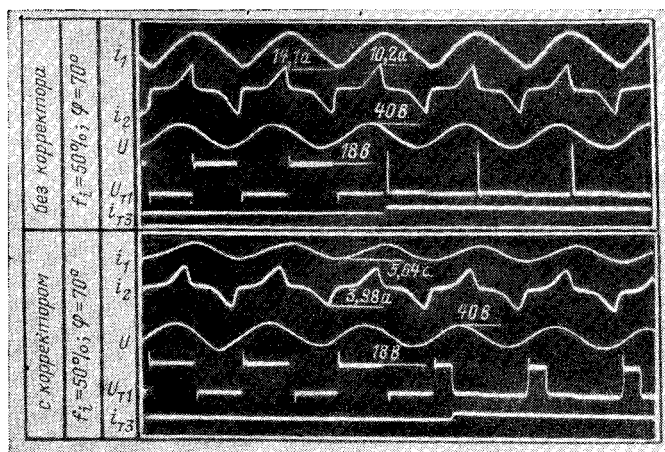


Рис. 6. Осциллограммы работы импульсного фазочувствительного органа с применением тиристоров при перегруженном трансформаторе тока.

и не зависит от кратности первичного тока. В реальных условиях существенное влияние на работу корректирующей схемы оказывают высшие гармонические составляющие в фильтре нижних частот и основная составляющая в заграждающем фильтре, поэтому неполная коррекция сдвига формируемого импульса соответственно возрастает по сравнению с применением идеальных фильтров.

Экспериментальные исследования подтвердили основные положения, изложенные выше. На осциллограммах (рис. 6) приведены: первичный  $i_1$  и вторичный  $i_2$  токи трансформатора тока, синусоидальное напряжение  $U$ , напряжение на тиристоре  $U_{T1}$ , выполняющем функции элемента сравнения, ток в анодной цепи тиристора выходного органа  $i_{T3}$ . Анализ осциллограммы показывает, что при отсутствии устройства коррекции формирование импуль-

са пик-трансформатором происходит на крутой нисходящей ветви вторичного тока трансформатора тока и угловая характеристика органа значительно смещается. При наличии корректирующего устройства уход угловой характеристики уменьшается.

С увеличением угла нагрузки вторичной цепи уменьшаются угловые погрешности перегруженных трансформаторов и изменяется гармонический состав вторичного тока [Л. 1]. Поэтому целесообразно для каждого угла нагрузки вводить свою степень коррекции, т. е. вполне определенный коэффициент  $K_k$ , на основе которого можно сделать выбор параметров фильтров корректора для заданного диапазона изменения угла насыщения  $\omega t_n$ .

**Вывод.** Разработанное устройство коррекции угловых характеристик дает возможность применять импульсный фазочувствительный орган при перегруженных трансформаторах тока и может быть рекомендовано для других органов направленного действия, использующих также импульсный принцип сравнения по фазе.

#### ЛИТЕРАТУРА

1. Коробейников Б. А., Применение сглаживающего контура для повышения надежности работы индукционных реле направления мощности, «Электрические станции», 1968, № 10.
2. Михайлов В. В., Коробейников Б. А. и Подгорный Э. В., Работа индукционного реле направления мощности при перегруженных трансформаторах тока, «Электрические станции», 1966, № 12.
3. Михайлов В. В. и Коробейников Б. А., Устройство для коррекции угловых погрешностей трансформаторов тока импульсных схем сравнения по фазе, Авт. свид. № 263722 от 30 декабря 1968 г., Бюлл. изобр., 1970, № 8.
4. Дроздов А. Д., Электрические цепи с ферромагнитными сердечниками в релейной защите, изд-во «Энергия», 1965.
5. Казанский В. Е., Трансформаторы тока в схемах релейной защиты, изд-во «Энергия», 1969.

[3.5.1971]



## Уважаемый читатель!

Публикуем перечень книг из плана издательства «Энергия» на 1972 г., которые рекомендуются читателям нашего журнала.

#### УЧЕБНАЯ ЛИТЕРАТУРА

- Бабаянц С. С. Производство миниатюрных радиоэлектронных элементов. Учебное пособие для профтехучилищ. 22 л.
- Башарин А. В., Голубев Ф. Н., Кепперман В. Г. Примеры расчетов автоматизированного электропривода. Учебное пособие для вузов. Изд. 2-е. 33 л.
- Блаут-Блачева В. И., Волоснов А. П., Смирнов Г. В. Технология производства радиоаппаратуры. Учебник для техникумов. 26 л.
- Волкова З. П., Хотин В. М. Технология электровакуумных материалов. Учебник для техникумов. 16 л.
- Гелль П. П., Иванов-Есипович Н. К. Конструирование радиоэлектронной аппаратуры. Учебник для вузов. 25 л.
- Денискин Ю. Д., Жигарев А. А., Некрасова И. Ф. Сборка программированных вопросов и задач по электронным приборам. Учебное пособие для вузов. 19 л.
- Дмитриев Г. К., Нехаенко Д. М. Эксплуатация и ремонт оборудования производства электровакуумных приборов. Учебник для техникумов. 16 л.
- Дулин В. Н. Электронные и ионные приборы СВЧ. Изд. 2-е. перераб. Учебник для вузов. 16 л.

Колли Я. Н., Соболева Л. П., Фридкин Б. М. Задачник по теоретическим основам электротехники. Теория поля. Учебное пособие для вузов. Под ред. К. М. Поливанова. 15 л.

Коршунов Ю. М. Математические основы кибернетики. Учебное пособие для вузов. 24 л.

Пиотровский Л. М. Электрические машины. Учебник для техникумов. Изд-во 6-е, 39 л.

Попов В. С., Николаев С. А. Общая электротехника с основами электроники. Учебник для техникумов. 22 л.

Теоретические основы электротехники. Часть 1. Поливанов К. М. Линейные электрические цепи с сосредоточенными постоянными. Учебник для вузов. 25 л.

Теоретические основы электротехники. Часть 2. Жуховицкий Б. Я., Негневицкий И. Б. Четырехполюсники, длинные линии, нелинейные цепи. Учебник для вузов. 19 л.

Шерстнев Л. Г. Основы лучевой электроники. Учебное пособие для вузов. 25 л.

#### СПРАВОЧНАЯ ЛИТЕРАТУРА

Билибин К. И., Духанин А. М., Скороходов Е. А. Намоточные работы в производстве элементов электроавтоматики. 11 л.

# Электромагнитные силы взаимодействия магнитных контактов ферридов с внутренней памятью при отпуске

Канд. техн. наук В. Н. ШОФФА и инж. Ю. С. КОРОБКОВ

Москва

Постоянный поиск более компактных, надежных, простых в изготовлении и недорогих конструкций коммутирующих устройств привел исследователей к созданию новых аппаратов — ферридов [Л. 1]. Феррид — это аппарат, в котором для осуществления коммутаций используется магнитная энергия, запасенная в магнитопроводе при кратковременном воздействии внешнего магнитного поля.

Феррид обычно состоит из геркона [Л. 2], представляющего собой стеклянный баллон, в который впаяны металлические магнитные контакты с некоторым зазором между своими внутренними, перекрывающимися концами, и элемента магнитной памяти. Последний включает в себя внешний магнитопровод, выполненный из магнитотвердых ферритов или специальных релаксационных материалов [Л. 1] и расположенные на нем обмотки возбуждения. Феррид такого типа можно классифицировать как феррид с внешней магнитной памятью.

С целью сокращения веса и габаритов феррида и увеличения его чувствительности функцию элемента магнитной памяти иногда возлагают на магнитные контакты геркона, изготовленные из релаксационных материалов. Такие ферриды получили название ферридов с внутренней памятью [Л. 2].

Обладая достаточно высокой удельной магнитной энергией, но меньшей коэрцитивной силой по сравнению с магнитотвердыми материалами, релаксационные материалы перемагничиваются значительно меньшими по амплитуде импульсами, что сокращает потребляемую энергию, габариты и стоимость источников питания. Релаксационные материалы имеют коэрцитивную силу  $H_c \approx 3\,000 \div 6\,000$  А/м, остаточную индукцию  $B_r \approx 1,7 \div 1,8$  Тл и коэффициент прямоугольности петли гистерезиса, достигающий до 0,9—0,95.

В тех случаях, когда важно снизить время импульсов управления, желательно переходить на магнитотвердые ферриты, так как у них в меньшей степени сказывается влияние вихревых токов, хотя они обладают значительно худшими магнитными характеристиками и меньшей температурной стабильностью по сравнению с релаксационными материалами.

После прохождения коротких импульсов тока (от десятков до сотни микросекунд) по двум обмоткам возбуждения, расположенным вокруг стеклянного баллона феррида с внутренней памятью, каждая из которых управляет одним магнитным контактом, последние намагничиваются и за счет остаточного магнитного поля, запасенного в них, притягиваются друг к другу, осуществляя замыкание рабочей цепи нагрузки, присоединенной к внешним концам магнитных контактов геркона.

Для отпущения феррида с внутренней памятью необходимо, чтобы один из магнитных контактов после повторного пропускания импульсов тока соответствующей полярности по обмоткам возбуждения перемагничился.

При этом обычно ожидается возникновение силы отталкивания между внутренними, одноименно намагниченными перекрывающимися концами магнитных контактов. Эта сила отталкивания совместно с силой упругости магнитных контактов должна вызвать их расхождение.

Однако, как показали исследования [Л. 3], возможны случаи, когда между одноименно намагниченными перекрывающимися концами магнитных контактов возникает не сила отталкивания, а сила притяжения.

На возможность притяжения симметричных однородно и одноименно намагниченных перекрывающихся магнитных контактов указывают результаты моделирования картины магнитного поля феррида с внутренней памятью. Моделирование велось на электропроводной бумаге с помощью интегрирующей установки ЭГДА [Л. 4], что позволило исключить влия-

ние возможного неодинакового намагничивания магнитных контактов на характер их электромагнитного взаимодействия.

Моделирование на электропроводной бумаге позволило также без существенных затрат средств и времени (по сравнению с физическим моделированием) качественно исследовать зависимость характера электромагнитного взаимодействия магнитных контактов от величины перекрытия и зазора между ними.

При моделировании были сделаны следующие допущения: магнитное поле каждой грани магнитных контактов феррида с внутренней памятью принималось плоскопараллельным; не учитывалось внутреннее магнитное сопротивление магнитных контактов;

закон распределения н. с. вдоль каждого магнитного контакта принимался линейным и не зависящим от относительного расположения магнитных контактов;

распределенная н. с. каждого магнитного контакта имитировалась бесконечно тонким соленоидом, витки которого намотаны в один слой и плотно охватывают магнитный контакт.

На рис. 1 приведена фотография смоделированного магнитного поля феррида с внутренней памятью при некотором перекрытии его магнитных контактов и значительном зазоре между ними, что соответствует, например, разомкнутому состоянию магнитных контактов после отпущения феррида. Трубки магнитного потока на рис. 1 обозначены номерами от 1 до 52.

Из рассмотрения рис. 1 следует, что в этом случае между магнитными контактами существуют магнитные потоки, вызы-

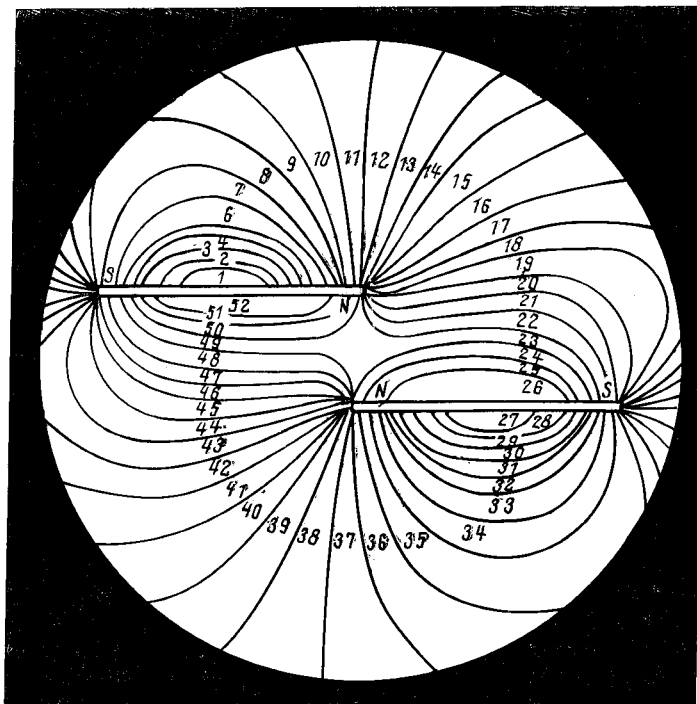


Рис. 1. Магнитное поле феррида при значительном зазоре между магнитными контактами.

вающие лишь отталкивание внутренних перекрывающихся концов магнитных контактов.

На рис. 2 показано магнитное поле между магнитными контактами при том же перекрытии, что и на рис. 1, но при меньшем зазоре, что соответствует, например, замкнутому положению магнитных контактов (зазор между магнитными контактами определяется как сумма контактных покрытий магнитных контактов плюс неплотность их прилегания). В этом случае между магнитными контактами уже существуют потоки (трубки 29, 30 и 31), способные вызвать появление электромагнитной силы притяжения между ними. Появление этой силы объясняется взаимодействием участка, расположенного в области внутреннего конца одного магнитного контакта и обладающего большим магнитным потенциалом, с противолежащим в зоне перекрытия одноименно намагниченным, но обладающим меньшим магнитным потенциалом, участком другого магнитного контакта. Последнее возможно только при наличии перекрытия между магнитными контактами.

Моделирование магнитного поля ферридов с внутренней памятью было также проведено и для других зазоров и перекрытий, отличных от рис. 1 и 2.

В целом результаты моделирования на электропроводной бумаге показали, что в случае отсутствия перекрытия между магнитными контактами при любых зазорах между ними, существуют потоки, вызывающие лишь электромагнитную силу отталкивания внутренних концов магнитных контактов.

При наличии перекрытия между магнитными контактами феррида с внутренней памятью любые изменения зазора от нуля до некоторого критического значения не влияют на характер взаимодействия магнитных контактов, которые в этом случае притягиваются. Дальнейшее увеличение зазора между магнитными контактами влечет за собой изменение характера взаимодействия между ними. Электромагнитная сила меняет свой знак, превращаясь в силу отталкивания.

Ввиду того, что при моделировании феррида с внутренней памятью на электропроводной бумаге сделаны некоторые допущения, необходимо было убедиться в правомерности этих допущений при качественном анализе характера взаимодействия магнитных контактов. Для этого было исследовано распределение магнитной индукции  $B$  вдоль оси  $x$  (рис. 3) физической модели феррида с внутренней памятью при отпуске, состоящей из двух равномерно и одинаково намагниченных постоянных магнитов, перекрывающихся одноименными полюсами. Магниты имели длину  $l=68$  мм, ширину

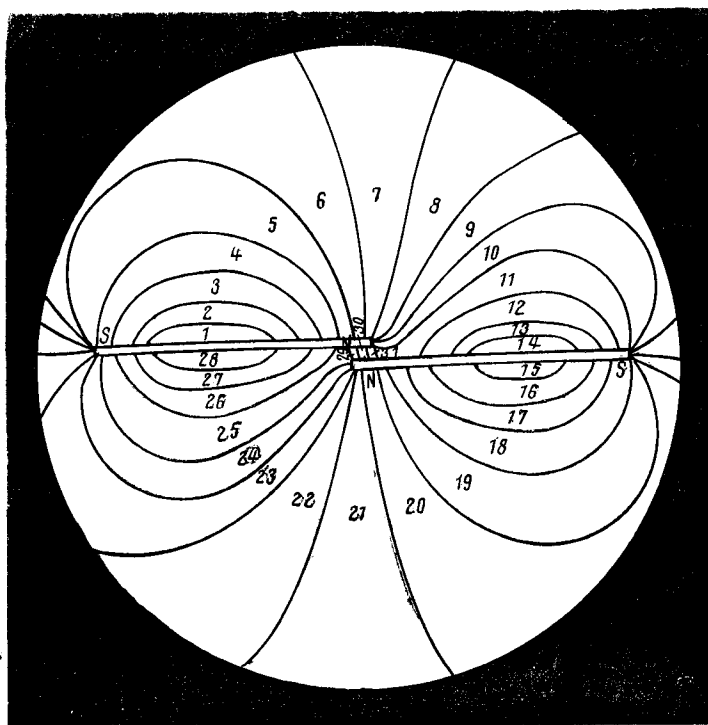


Рис. 2. Магнитное поле феррида при малой величине зазора между магнитными контактами.

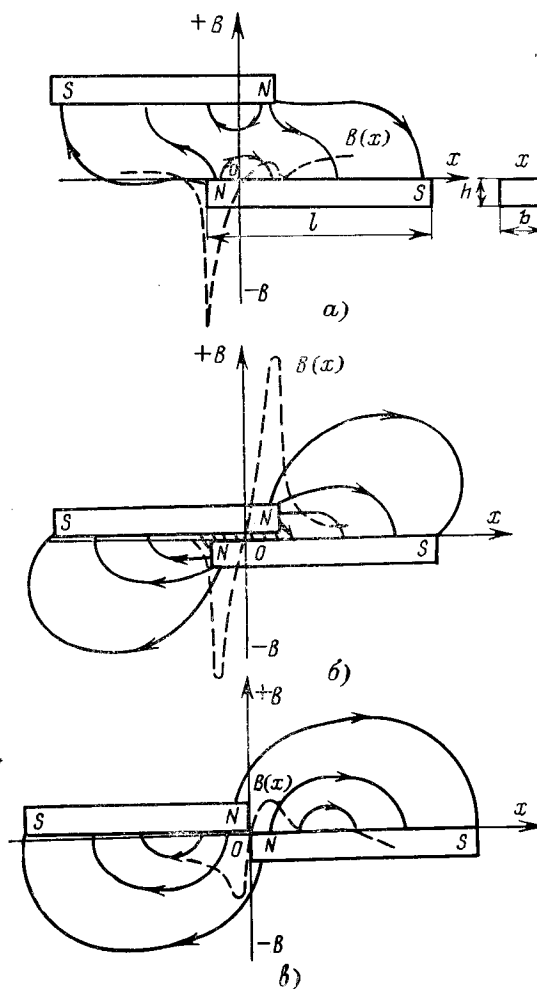


Рис. 3. Распределение магнитной индукции вдоль одного из двух постоянных магнитов при различных зазорах и перекрытиях между их одновременно намагниченными концами.

$b=13$  мм и толщину  $h=8$  мм. Магнитная индукция измерялась датчиком Холла типа Х510, имеющим размеры  $0,7 \times 0,7 \times 0,2$  мм.

По характеру распределения магнитной индукции на том же рис. 3 построены картины магнитного поля, которые имели принципиально тот же вид, что картины, снятые на электропроводной бумаге.

Появление силы притяжения между внутренними одноименно намагниченными перекрывающимися концами магнитных контактов было также подтверждено и экспериментально на образцах магнитных контактов, выполненных из отечественного релаксационного материала марки 35КХ12 и имеющих каждый длину  $l=60$  мм, толщину  $h=0,7$  мм и ширину  $b=2,1$  мм.

Магнитные контакты перед экспериментом намагничивались в равномерном поле до насыщения отдельно друг от друга, а затем их одноименно намагниченные концы приводились в соприкосновение при некотором перекрытии. Эксперименты показали, что при зазоре между магнитными контактами, обусловленном только неплотностью их прилегания (контактное покрытие отсутствовало), величина электромагнитной силы притяжения достигала 0,85 г.

Увеличение зазора между магнитными контактами приводило к отмеченному выше изменению характера взаимодействия магнитных контактов, а именно к их отталкиванию. Однако увеличение зазора вместе с тем приводит к уменьшению электромагнитной силы притяжения магнитных контактов в их замкнутом положении при срабатывании феррида и к соответствующему снижению контактного нажатия. Следует также отметить, что перекрытие магнитных контактов, обеспечивающее наличие только электромагнитной силы отталкивания между внутренними концами магнитных кон-

тактов при отпускании феррида может не совпадать с величиной оптимального перекрытия, обеспечивающего максимум электромагнитной силы притяжения магнитных контактов при срабатывании феррида [Л. 3]. Поэтому при проектировании ферридов с внутренней памятью необходимо выбирать такое перекрытие магнитных контактов и такую толщину их контактного покрытия, при которых достигалась бы заданная величина контактного нажатия при срабатывании и обеспечивалось надежное отпускание.

Для надежного отпускания феррида с внутренней памятью при оптимальном перекрытии магнитных контактов, обеспечивающем максимальную электромагнитную силу их притяжения при срабатывании, и достаточной малой толщине контактного покрытия, определяемого только требованиями износостойчивости контактов, могут быть применены магнитомягкие шунты [Л. 3], обычно используемые в ферридах с внешней памятью и устанавливаемые в зоне перекрытия магнитных контактов.



## ЛИТЕРАТУРА

1. Feiner A., Lovell C. A., Lowry T. N., Ridinger P. G., The Ferreed — A New Switching Device, B.S.T.J., 1960, v. XXXIX, № 1.
2. Рабкин Л. И., Евгенова И. Н., Герконы, издательство «Связь», 1968.
3. Буль Б. К., Шоффа В. Н. и Коробков Ю. С., Влияние геометрии и расположения магнитного шунта на величину и характер электромагнитной силы феррида с внутренней памятью, Тезисы докладов итоговой научно-технической конференции, Ивановский энергетический институт, 1971.
4. Рязанов Г. А., Опыты и моделирование при изучении электромагнитного поля, изд-во «Наука», 1966.

[25.3.1971]

УДК 669.14.018.583—122.2—122.4:621.3.017.3

## О зависимости удельных потерь электротехнической стали от амплитуды магнитной индукции

Канд. физ.-мат. наук В. В. ДРУЖИНИН и инж. Л. К. КУРЕННЫХ

Верх-Исетский металлургический завод

Зависимость удельных потерь электротехнической стали от амплитуды магнитной индукции из-за большой важности этого вопроса изучалась в ряде исследований. Большинство работ по этому вопросу основывалось на применении уравнения Маренина-Штейнметца

$$p = \eta B^\alpha \quad (1)$$

в различных видоизмененных формах.

В [Л. 1 и 2] коэффициент  $\eta$  в (1) принимался постоянным и устанавливалось изменение показателя  $\alpha$  от амплитуды магнитной индукции.

В работе [Л. 3] было показано, что когда коэффициент  $\eta$  приравняется  $p_{1,0/50}$  или  $\frac{p_{1,0/50}}{B_{1,0}^2}$ , нарушается размерность

правой и левой части (1), и такая его трактовка может привести к неверным зависимостям удельных потерь от амплитуды магнитной индукции.

Уравнение (1) может быть преобразовано следующим образом:

$$\ln p = \ln \eta + \alpha \ln B. \quad (2)$$

В [Л. 3] было предложено для определения  $\alpha$  и  $\ln \eta$  — неизменных для всех значений  $B$  — применять метод наименьших квадратов. В частном примере, приведенном в [Л. 3], различие между рассчитанными и измеренными потерями не превышало 7%.

Таблица 1

$B, \text{ тл}$	$p, \text{ Вт/кг}$	$\alpha$	$\eta$
0,6	0,17	1,81	0,43
0,7	0,23	1,87	0,44
0,8	0,29	1,79	0,43
0,9	0,36	1,88	0,44
1,0	0,44	1,86	0,44
1,1	0,53	1,90	0,44
1,2	0,62	1,97	0,43
1,3	0,74	2,03	0,43
1,4	0,85	2,16	0,42
1,5	1,00	2,35	0,38
1,6	1,19	2,66	0,34
1,7	1,44	3,25	0,26
1,8	1,78	3,81	0,19

Рассмотрим этот вопрос более подробно применительно к стали марки Э330А толщиной листа 0,35 мм. Если определить коэффициенты  $\alpha$  и  $\eta$  для близких значений  $B$ , отличающихся между собой на 0,1 тл, на разных участках кривой  $p=f(B)$ , то они заметно отличаются между собой (табл. 1).

С увеличением амплитуды магнитной индукции от 0,5 до 1,8 тл показатель степени  $\alpha$  возрастает с 1,81 до 3,81, а значение  $\eta$  снижается более чем в 2 раза.

Определим по [Л. 3] значения  $\alpha$  и  $\eta$  для различных интервалов изменения  $B$  (0,5—1,8; 0,5—1,5; 1,0—1,8; 1,0—1,5 тл) с применением метода наименьших квадратов (табл. 2). Как следует из этих данных, значения  $\alpha$  и  $\eta$  в зависимости от выбранных интервалов изменения индукции заметно отличаются между собой, а ошибка в определении потерь достигает 20%. Поэтому определение одних значений  $\alpha$  и  $\eta$  для всего исследуемого интервала изменения индукции с помощью метода наименьших квадратов, предложенного в [Л. 3], может привести к существенным ошибкам в определении удельных потерь.

В [Л. 4] предлагается использовать выражение (1) с условием, что коэффициент  $\eta$  для каждой марки стали должен быть постоянной величиной, а значение показателя  $\alpha$  выражается как функция:

$$\alpha = a + \left(\frac{B}{B_0}\right)^b, \quad (3)$$

где  $a$  и  $b$  — постоянные значения для каждой марки стали, определенные из экспериментальных кривых  $p=f(B)$ .

Таблица 2

Характеристика	Интервал изменения $B, \text{ тл}$			
	0,5—1,5	0,5—1,8	1,0—1,5	1,0—1,8
$\alpha$	1,90	2,00	2,01	2,31
$\eta$	0,45	0,46	0,44	0,42
$\frac{\Delta p}{p_{1,0}}, \%$	+1,0	+4,5	—1,5	—6,0
$\frac{\Delta p}{p_{1,5}}, \%$	—4,0	+4,0	—2,0	+5,6
$\frac{\Delta p}{p_{1,7}}, \%$	—23	—15	—20	—9,2

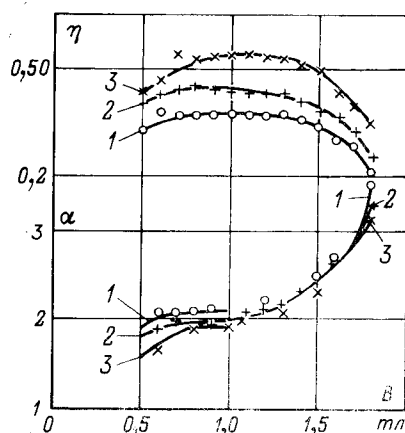


Рис. 1. Зависимость показателя степени  $\alpha$  и коэффициента  $\eta$  в формуле Маренина-Штейнметца от амплитуды магнитной индукции для холоднокатаной текстурованной стали толщиной 0,35 мм.

1 —  $P_{1,5/50} = 0,90$  вт/кг (сталь VC-9); 2 —  $P_{1,5/50} = 1,05$  вт/кг (сталь VC-11); 3 —  $P_{1,5/50} = 1,27$  вт/кг (сталь VC-13).

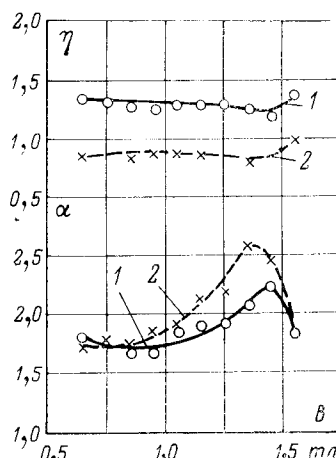


Рис. 2. Зависимость показателя степени  $\alpha$  и коэффициента  $\eta$  в формуле Маренина-Штейнметца от амплитуды магнитной индукции для горячекатаной трансформаторной стали толщиной 0,35 мм.

1 —  $P_{1,5/50} = 2,19$  вт/кг (сталь Э43А); 2 —  $P_{1,5/50} = 2,90$  вт/кг (сталь Э41).

Из приведенных выше данных следует, что постоянство коэффициента  $\eta$  для холоднокатаной стали имеет место только для относительно узкого интервала  $B$  (0,7—1,4 тл), тогда как наибольший интерес для этой стали представляет интервал индукции  $B = (1,5—1,8)$  тл.

В [Л. 4] потери стали Э330, рассчитанные по формуле (3), сравниваются не с типичной зависимостью  $p = f(B)$ , а с предельными значениями  $P_{1,0/50}$ ;  $P_{1,5/50}$  и  $P_{1,7/50}$  по ГОСТ 802-58.

Поскольку эти предельные значения, как правило, все одновременно не лежат на кривой  $p = f(B)$ , такое сравнение нельзя признать законным.

Проведенные нами расчеты теоретической кривой для стали Э330 по методике [Л. 4] показали расхождение с экспериментальными данными при  $B = (1,6—1,8)$  тл более 10%.

Рассмотрим зависимости  $\eta(B)$  и  $\alpha(B)$ , вычисленные по уравнению (1) для холоднокатаной текстурованной и горячекатаной сталей. В каждой группе сталей значения  $\eta$  и  $\alpha$  определялись для нескольких марок сталей. Зависимости  $p = f(B)$  были взяты из отечественного и зарубежного справочников (рис. 1 и 2).

Для холоднокатаной текстурованной стали (рис. 1) коэффициент  $\eta$  изменяется по кривой с максимумом при  $B = (1,0—1,2)$  тл. Со снижением в стали  $P_{1,5/50}$  коэффициент  $\eta$  заметно снижается. Что касается показателя степени  $\alpha$ , то в районе (0,5—1,2) тл он изменяется слабо [ $\alpha = (1,7—2,1)$ ], а при  $B > 1,2$  тл заметно увеличивается, достигая  $\alpha = 2,8$  при  $B = 1,7$  тл.

Для горячекатаной стали (рис. 2) имеется большее постоянство коэффициента  $\eta$  при разных  $B$ . На кривой  $\alpha(B)$ , в отличие от холоднокатаной стали, имеется максимум при  $B = (1,3—1,4)$  тл.

О наклоне кривых  $p = f(B)$  часто судят по отношению потерь  $P_{1,5/50}/P_{1,0/50}$  [Л. 5 и 6]. В этих работах отмечается, что различное отношение  $P_{1,5/50}/P_{1,0/50}$  в разных марках электротехнической стали связано с различием неблагоприятных структурных факторов (включений, напряжений, величины зерна и др.). Эти неблагоприятные структурные факторы в большей степени увеличивают удельные потери  $P_{1,0/50}$ , чем  $P_{1,5/50}$ . Поэтому в марках горячекатаной стали с увеличением  $P_{1,0/50}$  указанное отношение снижается [Л. 7]. Следует отметить, что в горячекатаной стали главным структурным фактором, увеличивающим удельные потери, является величина зерна.

Если в марках ст. Э41 отношение  $P_{1,5/50}/P_{1,0/50}$  обычно составляет 2,10—2,25, то в марках Э43—Э43А — 2,4—2,5. Это получается не только за счет изменения  $\alpha$ , но и  $\eta$  (рис. 2).

Кроме того, в [Л. 5] показывается, что в холоднокатаной трансформаторной стали отношение  $P_{1,5/50}/P_{1,0/50}$  снижается по мере увеличения степени совершенства кристаллографической текстуры в стали. По данным этой работы при изменении магнитной индукции  $B_{2500}$ , характеризующей кристаллографическую текстуру, с 1,65 до 1,90 тл отношение  $P_{1,5/50}/P_{1,0/50}$  снижается с 2,4 до 2,2.

Рассмотрим под этим углом зрения данные каталога фирмы Фудзи (Япония) в холоднокатаной текстурованной стали марок от VC-9 до VC-13. По типичным кривым  $p = f(B)$  и  $B = f(H)$

было определено  $P_{1,5/50}$ ,  $B_{2500}$  и  $P_{1,5/50}/P_{1,0/50}$  для разных марок сталей, которые представлены в табл. 3. Анализ этих данных показывает, что при изменении магнитной индукции  $B_{2500}$  в стали с 1,82 до 1,95 тл отношение  $P_{1,5/50}/P_{1,0/50}$  не уменьшается.

Если рассмотреть значения  $\alpha$  и  $\eta$  для близлежащих значений индукции на разных участках кривой  $p = f(B)$  в марках VC-9, VC-11, VC-13 (рис. 1), можно заметить лишь некоторое увеличение показателя степени  $\alpha$  с возрастанием  $B_{2500}$  для слабых намагниченностей от 0,5 до 1,0 тл. При изменении индукции с 1,0 до 1,7 тл закономерного увеличения показателя степени  $\alpha$  с возрастанием  $B_{2500}$  не наблюдается. В то же время имеется существенное снижение коэффициента  $\eta$  с возрастанием  $B_{2500}$ .

В холоднокатаной стали марки Э330А отношение  $P_{1,5/50}/P_{1,0/50}$  составляет 2,25—2,4 при  $B_{2500} = 1,9$  тл.

Из проведенных исследований следует, что

1) широко распространенный прием в оценке удельных потерь при различных индукциях по формуле (1) при постоянных значениях  $\eta$  может привести к заметной погрешности в оценке удельных потерь; 2) расчет удельных потерь по формуле (1) может быть применен в ограниченных случаях.

Рассмотрим это на примере холоднокатаной трансформаторной стали толщиной 0,35 мм. Типичные зависимости  $p(B)$  для разных марок сталей должны быть получены прямым способом, по которым должны быть построены зависимости  $\alpha(B)$  и  $\eta(B)$  (рис. 1).

При изменении магнитной индукции от 1 до 1,7 тл значение  $\alpha$  можно принять постоянным для рассматриваемых марок сталей. Если для какой-то партии стали известно только одно значение удельных потерь ( $P_{1,0/50}$ ), то с помощью рис. 1 можно определить удельные потери в зоне 1,1—1,7 тл следующим образом:

1. Определяют значение  $\eta$  при  $P_{1,0/50}$ . В этом случае численное значение  $\eta$  равно  $P_{1,0/50}$ .

2. Значение  $\eta$  наносят на верхний график рис. 1 и проводят линию  $\eta(B)$  через эту точку, подобную двум кривым  $\eta(B)$ , расположенным сверху и снизу этой точки. По этой новой кривой находят значения  $\eta$  при разных  $B$ . Значения  $\alpha$  берут из нижней кривой на рис. 1 и по формуле (1) производят расчет удельных потерь.

Таблица 3

Характеристика	Марка стали				
	VC-13	VC-12	VC-11	VC-10	VC-9
$P_{1,5/50}$ , вт/кг	1,28	1,16	1,08	0,97	0,90
$B_{2500}$ , тл	1,82	1,87	1,90	1,91	1,95
$\frac{P_{1,5/50}}{P_{1,0/50}}$	2,37	2,37	2,40	2,35	2,37



Такие расчеты удельных потерь были выполнены для двух образцов стали Э330, имеющих следующие удельные потери:

Номер образца	$P_{1,0/50}$	$P_{1,5/50}$	$P_{1,7/50}$
1	0,50	1,16	1,63
2	0,49	1,12	1,58

Значения  $P_{1,5/50}$  и  $P_{1,7/50}$  вычисленные с применением рис. 1, получились:

Номер образца	$P_{1,5/50}$	$P_{1,7/50}$
1	1,17	1,60
2	1,14	1,55

Потери  $P_{1,5/50}$  и  $P_{1,7/50}$ , рассчитанные указанным способом, отличаются в данном случае от измеренных не более чем на 2%.

### ЛИТЕРАТУРА

1. Петров Г. Н., Электрические машины, ч. I, Госэнергоиздат, 1956.

2. Дружинин В. В. и Бурдакова Ю. П., О соотношении потерь на гистерезис и вихревые токи в электротехнической стали, «Электричество», 1956, № 8.

3. Зайдман И. Д., О виде формулы на выражение зависимости удельных потерь в электротехнической стали от амплитуды магнитной индукции и частоты тока, «Электричество», 1968, № 3.

4. Калинин И. С., Эмпирическая формула удельных потерь в трансформаторной стали, «Электротехника», 1969, № 4.

5. Зайдман И. Д., Влияние текстуры на характер зависимости удельных потерь в трансформаторной стали от амплитуды магнитной индукции, «Физика металлов и металловедение», вып. I, 1968, т. 26.

6. Казаджан Л. Б. и др., Влияние структурных факторов на соотношение удельных потерь  $P_{1,0/50}$  и  $P_{1,5/50}$  холоднокатаной трансформаторной стали, Изв. АН СССР, серия физическая, 1970, № 2, т. XXXIV.

7. Дружинин В. В., Магнитные свойства электротехнической стали, Госэнергоиздат, 1967.

[25.3.1971]



УДК 621.326:538.567.4

## Расчетные соотношения для магнитного модулятора при одновременном намагничивании сердечников двумя полями, отличающимися по частоте

Кандидаты техн. наук О. В. БАБАК и В. Е. ФИЛИПОВ

Киев

Предварительное преобразование сигнала постоянного напряжения в пропорциональное переменное и последующее усиление бездрейфовым усилителем переменного тока находит широкое применение в ряде устройств автоматики. Это обусловлено тем, что современные усилители постоянного тока, выполненные с непосредственными связями, имеют значительную погрешность при усилении сигналов постоянного тока из-за значительного дрейфа нуля.

Учитывая то обстоятельство, что дрейф тракта модулятор — усилитель переменного тока — демодулятор в основном определяется дрейфом модулятора, к его выбору в отношении малого дрейфа нуля предъявляются жесткие требования.

Известные магнитные модуляторы (ММ) с выходом на удвоенной частоте напряжения возбуждения при достаточно малом уровне дрейфа нуля требуют громоздких узконастроенных схем фильтров, причем содержание 2-й гармоники в источнике возбуждения не должно превышать долей процентов.

Модуляторы с взаимно перпендикулярными полями можно выполнить исключительно лишь на ферритовых сердечниках с продольным пазом. Коэффициент передачи по напряжению у них меньше единицы, чувствительность незначительная. Напряжение небаланса у обоих из вышепересмотренных схем может доходить до нескольких милливольт [Л. 1].

Конструкции известных ММ с выходом на основной частоте напряжения возбуждения относительно менее сложны. Однако известные схемы таких ММ имеют недостаточную стабильность нуля, малый коэффициент передачи, значительную нелинейность амплитудной характеристики в области преобразования малых управляющих сигналов (0—3 мВ). В этом случае дрейф нуля ММ, определяемый в основном гистерезисными явлениями, сопоставим с уровнем преобразуемого сигнала. Использование эффекта подмагничивания сердечников такого ММ от источника более высокой частоты  $f_2$  по сравнению с несущей  $f_1$ , как показывают эксперименты, позволяет обеспечить равномерную линейность преобразования, значительно увеличить чувствительность и коэффициенты передачи модулятора по напряжению (и мощности), уменьшить дрейф нуля.

При разработке электромашинного преобразователя частоты с 50 Гц на 200 Гц экспериментально было установлено,

что суммарные потери в стали сердечников устройства при соотношении частот подмагничивания, равном 4, уменьшались на 10% по сравнению с потерями при раздельном подмагничивании. Удастся в этом случае уменьшить гистерезисный уход нуля в ММ с взаимно перпендикулярными полями, что вызвано практически безгистерезисным характером кривой зависимости между мгновенными значениями гармоник индукции и напряженности поля [Л. 2]. При этом потери на гистерезис для постоянного магнитного поля в значительной мере уменьшаются за счет наложения энергии от источника более высокой частоты  $f_2$ . Это заметно проявляется при увеличении отношения частот  $n = f_2/f_1$ . Указанный эффект в известных схемах ММ с выходом на несущей невозможно использовать

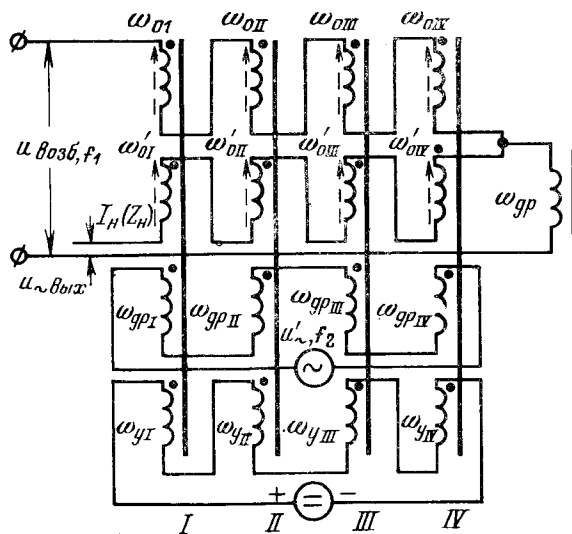


Рис. 1.

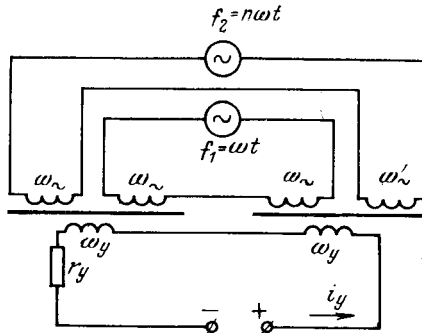


Рис. 2.

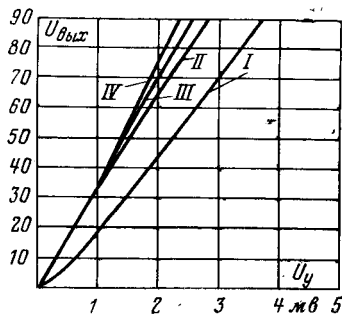


Рис. 3.

ладке ММ осуществляется за счет подключения к средней точке Т-образной схемы соответствующих отводов обмотки  $\omega_{др}$ . Благодаря такому включению обмоток  $\omega_{01}-\omega'_{01}$  обеспечивается электрическая и магнитная развязка обмоток высокочастотного подмагничивания  $\omega_d$  и управления  $\omega_y$ . Колебания сопротивления нагрузки до  $\pm 50\%$ , частоты и амплитуды напряжений основного и высокочастотного подмагничивания в широких пределах практически не оказываются на дрейфе нуля устройства. При простоте схемного решения, технологичности и надежности ММ имеет дрейф нуля не хуже  $6 \cdot 10^{-14}$  вт при высокой чувствительности и линейности преобразования.

Применительно к магнитному модулятору с параллельными полями и выходом на основной частоте (рис. 1), в котором применяется подмагничивание от источника высокочастотного возбуждения, ниже выводится ряд расчетных соотношений. Эти соотношения могут быть использованы и при расчете других подобных электротехнических устройств с учетом их специфических особенностей. При реализации схем таких устройств обязательно необходимо выполнить условие гальванической и магнитной развязки системы магнитопроводов.

Представим систему магнитопроводов модулятора в виде двух эквивалентных сердечников (рис. 2). При этом полагаем, что они одновременно подмагничиваются постоянным током и двумя переменными напряжениями с частотами  $f_1$  и  $f_2$ . Напряженности переменных полей значительно больше напряженности поля, создаваемого током управления. Полагаем  $f_1 = \omega t, f_2 = n\omega t, n = \frac{f_2}{f_1} > 1$ .

В качестве аналитического выражения для кривой намагничивания (ее аппроксимации) удобно принять гиперболический синус. Подобный выбор вполне оправдывается тем, что магнитные модуляторы работают в области слабых постоянных полей [Л. 1 и 2]. При выводе расчетных соотношений считаем, что сердечники ММ и их намоточные данные идентичны, кривые индукции с частотами  $f_1$  и  $f_2$  синусоидальные.

Для схемы, изображенной на рис. 2, можно записать:

$$H_1 l + H_2 l + H_0 l = \alpha \operatorname{sh} \beta (B_1 + B_2 + B_0); \quad (1)$$

$$H_1 l + H_2 l - H_0 l = \alpha \operatorname{sh} \beta (B_1 + B_2 - B_0), \quad (1a)$$

где  $l$  — длина средней магнитной силовой линии сердечника;  $H_1, H_2, H_0, B_1, B_2, B_0$  — соответственно напряженности и индукции переменных полей и постоянного подмагничивающего

поля;  $\alpha$  и  $\beta$  — коэффициенты, определяемые согласно [Л. 2]. В этих выражениях имеем:

$$B_1 = B_{m1} \sin \omega t, \quad B_2 = B_{m2} \sin (n\omega t + \gamma).$$

Сложив уравнения (1) и (1a), после математических преобразований получим:

$$H_1 + H_2 = \alpha \operatorname{sh} \beta (B_1 + B_2) \operatorname{ch} \beta B_0. \quad (2)$$

Используя функции Бесселя и принимая  $H = H_1 + H_2$ , уравнение (2) запишем в виде:

$$H = \alpha \operatorname{ch} \beta B_0 \left\{ 2 \sum_{p=1,3,5,\dots} [-j J_p(j \beta B_{m2})] \sin(n\omega t + \gamma) \left[ J_0(j \beta B_{m1}) + 2 \sum_{s=2,4,6,\dots} J_s(j \beta B_{m1}) \cos s \omega t \right] + 2 \sum_{p=1,3,5,\dots} [-j J_p(j \beta B_{m1}) \sin p \omega t \left[ J_0(j \beta B_{m2}) + 2 \sum_{s=2,4,6,\dots} J_s(j \beta B_{m2}) \cos s (n\omega t + \gamma) \right] \right\}. \quad (3)$$

Полученное выражение (3) является сложным для инженерных расчетов. Поэтому с целью его упрощения в первом приближении учитываем лишь Бесселевы функции нулевого и первого порядков. Это мало скажется на точности, однако сделает расчет более обозримым [Л. 2].

Введем обозначения:

$$2[-j J_1(j \beta B_{m1})] = A_1, \quad 2[-j J_1(j \beta B_{m2})] = A_2.$$

Для определения коэффициентов усиления по напряжению и току находим действующее значение  $H$ :

$$H' = \alpha \operatorname{ch} \beta B_0 \sqrt{\left[ \frac{A_1 J_0(j \beta B_{m2})}{\sqrt{2}} \right]^2 + \left[ \frac{A_2 J_0(j \beta B_{m1})}{\sqrt{2}} \right]^2}. \quad (4)$$

Таким образом, действующее значение тока в цепи нагрузки равно:

$$I_n = \frac{H' l}{\omega}. \quad (5)$$

Вычитая уравнение (1a) из (1) и выполняя математические преобразования с учетом принятых допущений, получаем выражение для напряженности управляющего поля:

$$H_0 = \alpha \operatorname{sh} \beta B_0 \times \sqrt{J_0^2(j \beta B_{m1}) J_0^2(j \beta B_{m2}) + \{V^2 [-J_1(j \beta B_{m1})] [-J_1(j \beta B_{m2})]\}^2}. \quad (6)$$

На основании (6) для заданного значения  $B_{m1}$  может быть определено значение тока управления:

$$I_y = \frac{H_0 l}{\omega_y}. \quad (7)$$

Так как на выходе модулятора обычно находится резонансный фильтр, подключенный к входу электронного усилителя переменного тока, в первом приближении можно полагать, что эквивалентное сопротивление нагрузки является чисто активным [Л. 4]. Обозначая его  $R_{н.э}$ , определяем коэффициенты усиления по напряжению и току:

$$k_U = \frac{\omega_y R_{н.э} h}{\omega \sim r_y}; \quad (8)$$

$$k_I = \frac{\omega_y}{\omega \sim} h, \quad (9)$$

где

$$h = \frac{\operatorname{ch} \beta B_0 \sqrt{0,5 \{ [A_1 J_0(j \beta B_{m2})]^2 + [A_2 J_0(j \beta B_{m1})]^2 \}}}{\operatorname{sh} \beta B_0 \sqrt{J_0^2(j \beta B_{m1}) J_0^2(j \beta B_{m2}) + \{V^2 [-J_1(j \beta B_{m1})] [-J_1(j \beta B_{m2})]\}^2}}.$$

С целью проверки выведенных соотношений испытывался ММ со следующими данными. Обмотки основного возбуждения  $\omega_{01}-\omega'_{01}$  по 400 витков каждая намотаны проводом ПЭЛШО диаметром 0,10 мм; обмотки высокочастотного подмагничивания  $\omega_{y1}-\omega_{y1v}$  по 300 витков каждая намотаны

проводом ПЭЛШО диаметром 0,10 мм; обмотки управления  $\omega_{y1} \div \omega_{y1v}$  по 400 витков каждая намотаны проводом ПЭЛШО диаметром 0,15 мм. Сердечники модулятора и вспомогательного дросселя выполнены на тороидальных сердечниках из пермаллоя 65 НП (25×20×3 мм,  $\Delta=0,1$  мм). Напряжение  $U_{возб}=5$  в,  $f_1=725$  гц; напряжение подмагничивания  $U'=1,2 \div 1,5$  в,  $f_2=1450$  гц, 2175 гц. На выходе ММ поставлен LC-фильтр, настроенный на основную гармонику возбуждения.

Подача высокочастотного напряжения подмагничивания  $U' \sim (f_2=2f_1; 3f_1)$  обуславливает следующие свойства преобразователя:

равномерную чувствительность и линейность преобразования в области преобразования малых управляющих сигналов (0—1 мв);

повышение коэффициента передачи ММ не менее чем на 20% (см. рис. 3, где I — для  $f_1=725$  гц и  $f_2=0$ ; II — для  $f_1=725$  гц и  $n=2$ ; III — для  $f_1=725$  гц и  $n=3$ ; IV — для  $f_1=725$  гц и  $n=4$ );

уменьшение дрейфа нуля  $P_{др}$  (при  $U' \sim 0$   $P_{др}=1$ ,  $2 \cdot 10^{-11}$  вт; при  $n=3$  и  $U' \sim 1,2-1,5$  в  $P_{др}=6 \cdot 10^{-11}$  вт).

◇ ◇ ◇

Результаты расчетов по (8) и (9) отличаются от экспериментально полученных значений коэффициентов усиления (рис. 3) не более чем на 20%.

Магнитный модулятор был применен в одном из устройств ввода информации в электронную цифровую машину. Он может быть также использован в ряде измерительных автоматических устройств, работающих с маломощными датчиками напряжений (0—3 мв) в условиях вибраций и перепадов температур.

#### ЛИТЕРАТУРА

1. Розенблат М. А., Магнитные элементы автоматики и вычислительной техники, изд-во «Наука», 1966.
2. Бессонов Л. А., Нелинейные электрические цепи, изд-во «Высшая школа», 1964.
3. Кубышин Б. Е. и др., Об одном способе устранения тока холостого хода магнитного усилителя, «Автоматика и телемеханика», 1965, № 3.
4. Синицкий Л. А., Измерительные преобразователи постоянного тока, изд-во «Наукова думка», 1965.

[14.4.1971]

УДК 621.395.741+621.315.1:31

## Статистические данные об условиях сближения междугородных кабелей с линиями электропередачи

М. И. МИХАЙЛОВ и Л. Д. РАЗУМОВ

Москва

При разработке устройств защиты оборудования связи от влияния ВЛ в первую очередь возникает вопрос о вероятности сближения линии связи с линиями сильного тока. Значения ширины сближения и удельного сопротивления земли характеризуют условия сближения кабельной линии. Ширину сближения кабеля с влияющей линией и удельное сопротивление земли можно рассматривать как независимые случайные величины. Таким образом, при использовании указанных данных можно говорить о вероятности тех или иных условий сближения.

С целью получения данных об условиях сближения было проведено обследование большого количества кабельных магистралей. В процессе обследования определялась длина трассы, при которой ширина сближения между кабелем и влияющей ВЛ находится в заданных пределах. Для получения более полных данных одновременно определялось удельное сопротивление земли вдоль трасс кабельных магистралей. Находилась длина трассы, при которой удельное сопротивление земли находится в заданных пределах.

Количество километров трассы с заданным значением ширины сближения представляет собой количество благоприятных событий, а отношение длины трассы кабеля, на которой ширина сближения имеет заданное значение, к общей длине магистрали представляет собой частоту события. Частота события при большом количестве опытов приближается к вероятности события [Л. 1]. Поскольку обследовалось большое количество магистралей большой протяженностью, то частота появления заданного значения ширины сближения или удельного сопротивления земли можно приравнять вероятности. Таким образом, из полученных данных могут быть найдены вероятности значения ширины сближения или удельного сопротивления земли.

Данные по ширине сближения и удельному сопротивлению земли могут рассматриваться как некоторые простые статистические совокупности случайных величин. Для такой совокупности может быть построена статистическая функция распределения  $F$  случайной величины, т. е. частота события, при котором данная случайная величина  $X$  меньше заданного значения  $x$ . В нашем

случае это равносильно определению частоты того, что ширина сближения будет меньше заданного значения, т. е.

$$F(a) = P(a < a_x),$$

где  $F(a)$  — статистическая функция распределения ширины сближения  $a$ ;  $P$  — частота события  $a < a_x$ ;  $a_x$  — заданное значение ширины сближения.

Аналогично

$$F(\rho) = P(\rho < \rho_x),$$

где  $\rho_x$  — заданное значение удельного сопротивления земли.

На рис. 1 показаны кривые  $F(a)$  при сближении с ВЛ, а на рис. 2 — статистическая функция распределения  $F(\rho)$ . При построении кривых учитывались только ВЛ с заземленной нейтралью.

На рис. 3 показана кривая  $F(a)$  при сближении с электрической железной дорогой переменного тока.

Если задаться определенными расчетными значениями ширины сближения и удельного сопротивления, то вероятность события, при котором обе эти случайные величины будут ухудшены по условиям сближения, т. е. ширина сближения будет меньше, а удельное сопротивление будет выше расчетного, равна произведению вероятностей обеих величин. Например, условия сближения хуже расчетных с вероятностью  $P_x=0,01$ . Это означает, что вероятность того, что на кабельной магистрали условия сближения будут хуже расчетных, т. е. меньше ширина сближения и выше удельное сопротивление земли, равна 0,01.

Кривая распределения удельного сопротивления на рис. 2 дает вероятность того, что  $\rho < \rho_x$ , нас же интересует вероятность того, что удельное

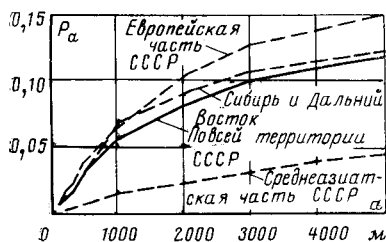


Рис. 1.

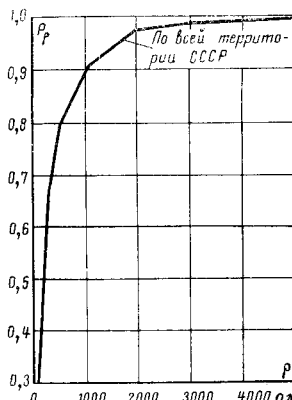


Рис. 2.

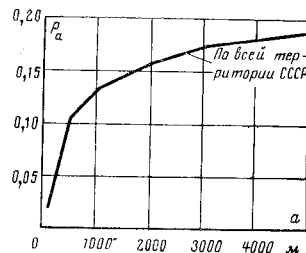


Рис. 3.

## К МЕТОДИКЕ ВЫБОРА РАСЩЕПЛЕННЫХ ПРОВОДОВ ЛИНИЙ СВЕРХВЫСОКОГО НАПРЯЖЕНИЯ

(Статья Г. Н. Александрова, «Электричество», 1968, № 7)

Канд. экон. наук Т. В. ЛИСОЧКИНА

Ленинградский политехнический институт им. М. И. Калинина

В обсуждаемой статье показано, что для ВЛ любого класса напряжения при заданном значении передаваемой мощности оптимальная конструкция проводов фазы (число составляющих расщепленного провода  $n$  и их радиус  $r_0$ ) может быть однозначно определена, если заданы два основных параметра, определяющих экономичность линии: экономическая плотность тока  $j_a$  и степень ограничения коронного разряда  $U_\phi/\bar{U}_k$  ( $U_\phi$  — фазное напряжение;  $\bar{U}_k$  — среднее по трем фазам критическое напряжение короны). В [Л. 1] приведена методика отыскания числовых значений этих параметров, базирующаяся на представлении стоимости 1 км ВЛ в виде функциональной зависимости сечения проводов фазы  $q$  и степени ограничения коронного разряда  $U_\phi/\bar{U}_k$ , а среднегодовых потерь мощности на корону в виде однозначной функции отношения  $U_\phi/\bar{U}_k$ .

Определение вида связи стоимости 1 км ВЛ с указанными параметрами осуществлялось следующим образом. Фиксируя значение  $U_\phi/\bar{U}_k$  и задаваясь числом составляющих расщепленного провода  $n$ , определяем радиус провода  $r_0$  и сечение проводов фазы  $q$ , удовлетворяющие заданной степени ограничения коронного разряда

$$\frac{U_\phi}{\bar{U}_k} = U_\phi \frac{\left[1 + (n-1) \frac{r_0}{r_p}\right]}{2\pi\epsilon_0 n r_0 E_k} \bar{C}_0; \quad (1)$$

$$q = \pi r_0^2 k_a n, \quad (2)$$

где  $r_p$  — радиус расщепления проводов;  $E_k$  — критическая напряженность короны;  $\bar{C}_0$  — средняя по трем фазам рабочая емкость линии;  $\epsilon_0$  — диэлектрическая проницаемость вакуума;  $k_a$  — коэффициент заполнения сечения провода активным материалом.

На рис. 1 приведены зависимости от числа составляющих их радиуса и сечения проводов фазы ВЛ 750 кВ, вычисленные при  $U_\phi/\bar{U}_k = 0,65; 0,75; 0,85$  и  $0,95$ .

Используя такие зависимости для ряда значений отношения  $U_\phi/\bar{U}_k$ , можно для каждой конструкции проводов фазы, принадлежащей этим зависимостям и характеризующейся

сопротивление будет больше заданной, т. е.  $p > p_x$ . Эта вероятность равна  $P'_p = 1 - P_p$ , где  $P_p$  — значение, взятое из кривой рис. 2. Условие выполнения заданной вероятности

$$P_a P'_p = P_x = 0,01.$$

Данное условие может быть обеспечено при различных вариантах сочетаний  $P_a$  и  $P'_p$ . Анализ показывает, что худшие сочетания  $P_a$  и  $P'_p$ , т. е. наибольшие величины коэффициентов взаимной индукции имеют место при  $P'_p$  максимальном и  $P_a$  минимальном. Результаты расчетов коэффициентов взаимной индукции  $M$  для различных значений  $P_x = P_a P'_p$  приведены в таблице. Величины коэффициентов взаимной индукции определялись по номограмме, приведенной, например, в [Л. 2].

Зная коэффициенты взаимной индукции, можно определить индуцируемое напряжение в жилах кабеля в зависимости от вероятности.

Таким образом, на основании приведенных выше статистических данных об условиях сближения можно более обос-

целым  $n$ , определить стоимость 1 км ВЛ. Это может быть осуществлено исходя из единичных расценок на отдельные виды работ, а также соответствующих данной конструкции проводов веса опор, объема их фундаментов, типа гирлянды, числа опор на километр затрат на изготовление и монтаж проводов.

В качестве примера на рис. 2 приведены зависимости стоимости 1 км ВЛ от сечения фазы, вычисленные при значениях степени ограничения коронного разряда  $0,65; 0,75; 0,85$  и  $0,95$  (пунктир) для ВЛ 750 кВ на металлических оцинкованных опорах болтовой конструкции (промежуточные опоры — portalного типа на оттяжках со свободно подвешенными проводами; анкерно-угловые — в виде отдельно стоящих стоек башенного типа).

Согласно рис. 2 каждому отношению  $U_\phi/\bar{U}_k = \text{const}$  соответствует своя кривая стоимости вида:

$$K_{ВЛ} = K' + K_q q, \quad (3)$$

где  $K'$  — постоянная составляющая стоимости 1 км ВЛ при заданном  $U_\phi/\bar{U}_k = \text{const}$ ;  $K_q$  — коэффициент при составляющей стоимости, пропорциональной сечению проводов фазы при  $U_\phi/\bar{U}_k = \text{const}$ , причем для всех значений  $U_\phi/\bar{U}_k$  наклон этих кривых практически одинаков, т. е.  $K_q = \text{const}$ . Смещение кривых стоимости вверх при уменьшении отношения  $U_\phi/\bar{U}_k$  определяется в основном увеличением ветровых и гололедных нагрузок из-за увеличения поверхности проводов (увеличения числа составляющих) при неизменном сечении фазы.

Анализ зависимостей, представленных на рис. 2 пунктиром, показал, что их смещение при изменении отношения  $U_\phi/\bar{U}_k$  может быть учтено функцией

$$K_{ВЛ} = K + K_q q + K_{U_\phi/\bar{U}_k} \left(\frac{U_\phi}{\bar{U}_k}\right)^{-1}, \quad (4)$$

где  $K$  — постоянная составляющая стоимости 1 км ВЛ, зависящая от класса напряжения;  $K_{U_\phi/\bar{U}_k}$  — коэффициент при составляющей стоимости, зависящей от отношения  $U_\phi/\bar{U}_k$ .

Если на рис. 2 соединить сплошными линиями точки, отвечающие одному и тому же числу составляющих  $n$ , то по-

$P_x$	$P_a$	$P'_p$	$a_p, м$	$p_p, ом \cdot м$	$M, гн/км$
0,001	0,02	0,05	340	1 700	$0,51 \cdot 10^{-3}$
0,005	0,02	0,25	340	460	$0,40 \cdot 10^{-3}$
0,01	0,02	0,5	340	180	$0,30 \cdot 10^{-3}$
0,05	0,071	0,70	1 580	50	$0,025 \cdot 10^{-3}$
0,075	0,107	0,70	3 600	50	$0,0045 \cdot 10^{-3}$

нованно определить возможные индуцируемые напряжения с учетом фактора вероятности.

### ЛИТЕРАТУРА

- Вентцель Е. С., Теория вероятностей, Физматгиз, 1969.
- Михайлов М. И. и Разумов Л. Д. Защита кабельных линий связи от влияния внешних электромагнитных полей, изд-во «Связь», 1967.

[28.6.1971]



лучшим общепринятые зависимости стоимости 1 км ВЛ от сечения фазы при постоянном числе составляющих  $n$ :

$$K_{ВЛ} = K'' + K'_q q, \quad (5)$$

где  $K''$  — постоянная составляющая стоимости 1 км ВЛ при заданном  $n = \text{const}$ ;  $K'_q$  — коэффициент при составляющей стоимости, пропорциональной сечению фазы, отвечающему  $n = \text{const}$ .

Значение коэффициента  $K'_q$  не зависит от значения  $n$  так же, как и коэффициента  $K_q$  от отношения  $U_\phi/\bar{U}_k$ , причем  $K'_q > K_q$ ; для ВЛ 750 кв это превышение равно 27%.

Запишем обобщенную зависимость стоимости 1 км ВЛ от сечения фазы и числа составляющих:

$$K_{ВЛ} = K''' + K'_q q + K_n n, \quad (6)$$

где  $K'''$  — постоянная составляющая стоимости 1 км ВЛ, зависящая от класса напряжения;  $K_n$  — коэффициент при составляющей стоимости, зависящей от числа составляющих  $n$ .

Использование (5) или (6) с целью получения аналитических выражений для оптимизации параметров проводов фазы оказывается невозможным в связи со сложной зависимостью потерь на корону от параметров  $q$  и  $n$ . С другой стороны, используя полученное для функции стоимости 1 км ВЛ уравнение (4), а также представляя потери мощности на корону в виде однозначной функции отношения  $U_\phi/\bar{U}_k$  [Л. 1]:

$$P_k \approx A U_\phi^2 (U_\phi/\bar{U}_k)^\alpha, \quad (7)$$

где  $A$  и  $\alpha$  — постоянные коэффициенты, числовые значения которых определяются по данным экспериментальных исследований (по данным [Л. 2]  $A = 2,5 \cdot 10^{-4}$  и  $\alpha = 5$ ), можно отыскать оптимальные параметры проводов  $q(j)$  и  $U_\phi/\bar{U}_k$  независимо один от другого, приравняв нулю частные производные функций приведенных затрат по обоим параметрам и получив:

$$q_{\text{опт}} = I_{\text{ср.кв}} \sqrt{\frac{3\rho t z_{\text{э.н}}}{K_q (p_n + P_{ВЛ})}}; \quad (8)$$

$$j_{\text{э}} = \sqrt{\frac{K_q (p_n + P_{ВЛ})}{3\rho t z_{\text{э.н}}}}; \quad (9)$$

$$\left(\frac{U_\phi}{\bar{U}_k}\right)_{\text{опт}} = \sqrt[\alpha+1]{\frac{K_{U_\phi/\bar{U}_k} (p_n + P_{ВЛ})}{A \alpha U_\phi^2 T z_{\text{э.к}}}}, \quad (10)$$

где  $I_{\text{ср.кв}}$  — среднеквадратичный ток с учетом реактивного;  $\rho$  — удельное сопротивление проводов;  $t$  — годовое время потерь мощности на нагрев проводов;  $z_{\text{э.н}}$ ,  $z_{\text{э.к}}$  — стоимостная оценка потерь единицы электроэнергии на нагрев проводов и корону;  $p_n$  — нормативный коэффициент эффективности капи-

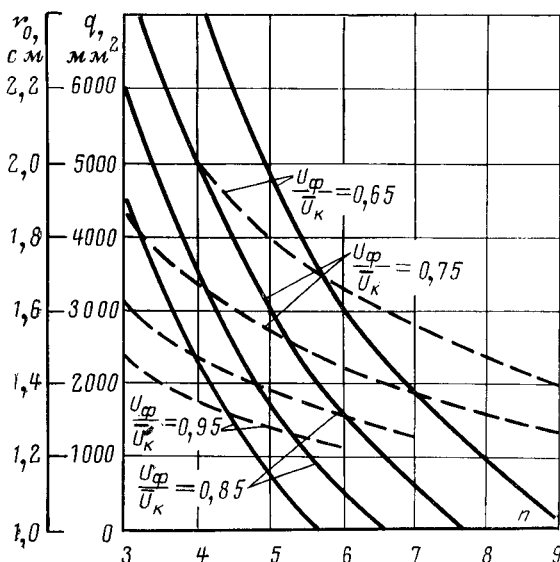


Рис. 1. Зависимости от числа составляющих и степени ограничения коронного разряда радиуса составляющих (сплошные линии) и сечения фазы (пунктир) ВЛ 750 кв с проводами типа АСО.

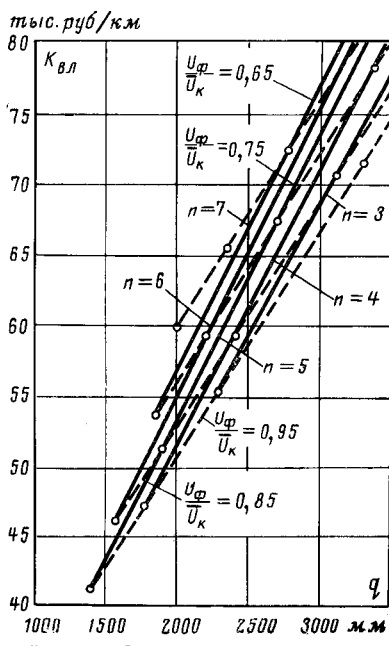


Рис. 2. Зависимости от сечения фазы стоимости километра ВЛ 750 кв с проводами типа АСО при постоянном отношении  $U_\phi/\bar{U}_k$  (пунктир) и при заданном числе составляющих (сплошные линии).

ется от классической формулы Кельвина лишь тем, что в нем фигурирует коэффициент  $K_q$  из функции стоимости вида (4), в то время как в формуле Кельвина участвует коэффициент  $K'_q$  из уравнения стоимости вида (5). Таким образом, использование коэффициента  $K'_q$  в технико-экономических расчетах ведет к завышению экономической плотности тока и уменьшению оптимального сечения проводов фазы, которое для ВЛ 750 кв составляет 13%.

Имея выражения для экономического сечения и экономической плотности тока, а также для оптимальной степени ограничения коронного разряда, совершенно не зависящие одно от другого, можно распространить стандартную методику выбора сечения фазы по экономической плотности тока на ВЛ всех классов напряжения. К сожалению, в настоящее время понятие экономической плотности тока для ВЛ напряжением 750 кв и выше, где нельзя не считаться с потерями мощности на корону, отвергается, и оптимальное сечение определяется путем перебора произвольного ряда вариантов конструкции проводов фазы. Мотивируется такое отступление от стандартной методики несуществующими, на наш взгляд, трудностями сочетания требований к проводам по плотности тока и по ограничению коронного разряда.

Действительно, использование расчетных формул (8)–(10) позволяет выбрать оптимальную конструкцию фазы, отвечающую этим требованиям, или отобрать равноэкономичные варианты для их тщательного анализа на базе технико-экономических расчетов.

В указанных формулы входят параметры  $z_{\text{э.н}}$  и  $z_{\text{э.к}}$  — стоимостная оценка потерь единицы энергии на нагрев проводов и корону, от правильного определения которых во многом зависят результаты исследований. Стоимость потерь энергии на нагрев проводов  $z_{\text{э.н}}$  и на корону  $z_{\text{э.к}}$  характеризуется значением приведенных затрат на производство 1 квт·ч электроэнергии [Л. 3]:

$$z_{\text{э}} = \frac{z_{\text{э}}}{W_{\text{год}}} = \frac{\alpha_{\text{с.н}}}{W_{\text{год}}} [\alpha_{\text{п max}} \alpha_{\text{р}} (k_{\text{кЭС}} p_n + u_{\text{кЭС}}^{\text{пост}}) P_{\text{max}} + b z_{\text{т}} W_{\text{год}}], \quad (11)$$

где  $z_{\text{э}}$  — значение годовых приведенных затрат на выработку электроэнергии для компенсации ее потерь в ВЛ;  $W_{\text{год}}$  — годовые потери энергии;  $\alpha_{\text{п max}}$  — коэффициент попадания в максимум нагрузки системы;  $\alpha_{\text{с.н}}$ ,  $\alpha_{\text{р}}$  — коэффициенты собственных нужд и резерва мощности;  $k_{\text{кЭС}}$ ,  $u_{\text{кЭС}}$ ,  $b$  — удельные капиталовложения, постоянные издержки эксплуа-

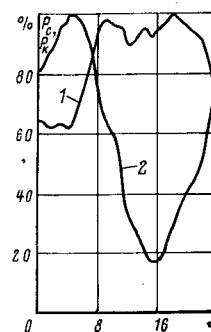


Рис. 3. Суточные графики суммарной нагрузки системы (1) и потерь мощности на корону (2) для центральной энергосистемы.

тальных вложений;  $P_{ВЛ}$  — норма отчислений на амортизацию и обслуживание ВЛ;  $T$  — число часов в году.

Полученные выражения для экономической плотности тока отлича-

тации и расход условного топлива на электростанциях, покрывающих потери энергии в ВЛ;  $z_T$  — замыкающие затраты на топливо, используемое этими электростанциями;  $P_{\max}$  — максимальные потери мощности в ВЛ.

Согласно (11) значение приведенных затрат  $З_0$ , обусловленных потерями в ВЛ, состоит из двух частей: первой, связанной с компенсацией потерь мощности и определяемой максимальным значением этих потерь и коэффициентом попадания в максимум нагрузки, и второй, определяемой потерями энергии в ВЛ.

Определяя значение годовых потерь энергии на нагрев проводов и корону как

$$W_{\text{год.н}} = P_{\max} \tau; \quad (12)$$

$$W_{\text{год.к}} = P_k T, \quad (13)$$

получим следующие выражения для расчета приведенных затрат на производство 1 кВт·ч электроэнергии для компенсации потерь в ВЛ:

$$З_{0.н} = \alpha_{0.н} \left[ \frac{\alpha_{п \max} \alpha_p (k_{\text{КЭС}} P_n + u_{\text{КЭС}}^{\text{пост}})}{\tau} + bz_T \right]; \quad (14)$$

$$З_{0.к} = \alpha_{0.н} \left[ \frac{\alpha_{п \max} \alpha_p (k_{\text{КЭС}} P_n + u_{\text{КЭС}}^{\text{пост}})}{T} \frac{P_{\max}}{P_k} + bz_T \right]. \quad (15)$$

В настоящее время наблюдается тенденция к занижению стоимости потерь энергии на корону, что приводит, по существу, к игнорированию потерь на корону при оптимизации конструкции проводов фазы. Это объясняется преуменьшением

отношения  $\frac{\alpha_{п \max} P_{\max}}{P_k}$  по сравнению с фактическим при определении значения  $З_{0.к}$ . Для оценки значения этого отношения представляется целесообразным сопоставить суточные графики потерь на корону и нагрузки ВЛ. Предположим, что нагрузка ВЛ тождественна графику нагрузки системы. В качестве примера на рис. 3 представлен суточный график зимнего дня с максимальной нагрузкой для Центральной энергосистемы за 1968 г. [Л. 4]. Согласно рис. 3 абсолютный максимум нагрузки приходится на 18 ч, а нагрузки, близкие к максимальным, имеют место с 8 до 20 ч. На рис. 3 также приведен график потерь мощности на корону, построенный по данным [Л. 5]. Согласно рисунку максимум этих потерь приходится на ночное время, а минимум — на 15 ч. В 18 ч во время максимальной нагрузки системы потери мощности на корону составляют около 25%, а за период от 8 до 20 ч эти потери возрастают до 60–70% от максимальных.

Таким образом, коэффициент попадания в максимум для потерь на корону с равной вероятностью может быть принят равным  $\alpha_{п \max} = 0,2–0,6$ .

Значение отношения  $\frac{P_{\max}}{P_k}$ , согласно [Л. 5], равно двум,

в связи с чем коэффициент  $\frac{\alpha_{п \max} P_{\max}}{P_k}$  принимает значения

не менее 0,5 и будет тем больше, чем значительнее отличается график нагрузки системы от режима работы ВЛ в связи с увеличением перетоков в ночные и утренние часы.

Рассмотрим в качестве примера выбор оптимального варианта конструкции проводов фазы ВЛ 750 кВ при следующих условиях эксплуатации: передаваемая мощность  $P = 2000$  Мвт; годовое время потерь  $\tau = 3200$  ч/год; тип провода — АСО; постоянные коэффициенты в уравнении стоимости вида (4) согласно рис. 2 —  $K = 0,9$  тыс. руб/км;  $K_q = 0,016$  тыс. руб/км·мм<sup>2</sup>;  $U_{ф/Ук} = 18,8$  тыс. руб/км; стоимость потерь энергии  $З_{0.н} = 1,5$  коп/кВт·ч и  $З_{0.к} = 1$  коп/кВт·ч. Расстояние между фазами принимается 14 м — минимально необходимым по условиям изоляции.

Определим следующие показатели: оптимальную степень ограничения коронного разряда (10)  $(U_{ф/Ук})_{\text{опт}} = 0,72$ ; эко-

номическую плотность тока (9)  $j_0 = 0,75$  а/мм<sup>2</sup>; активное сечение проводов фазы (8)  $q_{\text{опт}} = 2160$  мм<sup>2</sup>.

Согласно рис. 1 оптимальное число составляющих расщепленного провода фазы  $n$ , отвечающее  $(U_{ф/Ук})_{\text{опт}} = 0,72$  и  $q_{\text{опт}} = 2160$  мм<sup>2</sup>, равно 7.

С учетом дискретности шкалы сечений на сталеалюминевые провода типа АСО последующему детальному рассмотрению должны быть подвергнуты следующие конструкции фазы 7×АСО — 300; 6×АСО — 400.

Результаты технико-экономического сопоставления указанных конструкций приведены в таблице. Попытка игнориро-

Показатели	Число составляющих расщепленного провода фазы и номинальное сечение составляющего, мм <sup>2</sup>	
	6×АСО-400	7×АСО-300
Радиус провода, см	1,36	1,175
Активное сечение фазы, мм <sup>2</sup>	2352	2037
Плотность тока, а/мм <sup>2</sup>	0,69	0,795
Степень ограничения коронного разряда	0,76	0,75
Стоимость 1 км ВЛ, тыс. руб/км	62,2	57,6
Приведенные затраты на 1 км ВЛ, тыс. руб/км·год	16,6	16,8
В том числе		
составляющая, пропорциональная стоимости ВЛ	9,3	8,6
стоимость потерь энергии на нагрев проводов	6,4	7,4
стоимость потерь энергии на корону	0,8	0,8

вать значение экономической плотности тока или оптимальной степени ограничения коронного разряда приводит к увеличению приведенных затрат, связанных с сооружением и эксплуатацией ВЛ.

**Выводы.** 1. Использование предложенной в обсуждаемой статье методики оптимизации конструкции проводов фазы требует задания двух экономических параметров — оптимальной степени ограничения коронного разряда и экономической плотности тока.

2. Определение этих параметров оказывается возможным при условии представления стоимости 1 км ВЛ как функции степени ограничения коронного разряда и сечения проводов фазы, причем сечение должно меняться путем одновременного изменения как радиуса, так и числа составляющих при постоянном отношении  $U_{ф/Ук}$ .

3. Существенное влияние на выбор оптимальной конструкции проводов оказывают стоимостные оценки единицы потерь электроэнергии в ВЛ, в частности, входящие в стоимость 1 кВт·ч потери энергии на корону, отношение максимальных потерь на корону к среднегодовым и коэффициент попадания этих потерь в максимум нагрузки системы, определяемый конфигурацией суточного графика нагрузки ВЛ, наименьшее значение которого равно примерно 0,5.

## ЛИТЕРАТУРА

- Александров Г. Н. и Лисочкина Т. В., Оптимизация параметров линий электропередачи переменного тока сверхвысокого напряжения, Изв. АН СССР, «Энергетика и транспорт», 1970, № 5.
- Тиходеев Н. Н., Потери на корону как фактор, влияющий на выбор проводов высоковольтных линий переменного тока, Изв. НИИПТ, сб. 8, 1961.
- Зейлигер А. Н. и Сиваков Е. Р., Оценка стоимости потерь электрической энергии, «Электрические станции», 1967, № 12.
- Некрасов А. М., К оценке перспективных графиков электрической нагрузки и их покрытия, «Электрические станции», 1969, № 11.
- Левитов В. И., Корона переменного тока, изд-во «Энергия», 1969.

## ОТВЕТ АВТОРА

Провода являются основным элементом ВЛ, определяющим в основном ее технико-экономические показатели. Создание ВЛ сверхвысокого напряжения с расщепленными проводами чрезвычайно осложнило выбор оптимальной конструкции провода из-за большого числа оптимизируемых переменных параметров: число составляющих  $n$ , их внешний радиус  $r_0$  и коэффициент заполнения сечения  $k_a$ , радиус расщепления  $r_p$ . По этой причине, используя обычный для данной задачи метод сплошного перебора вариантов и их технико-экономического сопоставления, априори нельзя быть уверенным, что поиск велся в области оптимальных значений выбираемых параметров проводов. В связи с этим чрезвычайно существенно отыскание уравнений связи между параметрами проводов, которые позволили бы заранее наметить область их изменения, соответствующую предъявляемым критериям оптимизации. Этой проблеме и посвящена обсуждаемая статья [Л. 1]. В ней получены два уравнения связи между указанными четырьмя параметрами [уравнения (11) и (12)], а также наметен путь выбора радиуса расщепления проводов. Эти уравнения показали, что число составляющих  $n$  необходимо увеличивать пропорционально классу напряжения или соответственно уменьшать значение  $k_a$ , применяя расширенные провода [Л. 2], а также увеличивая радиус расщепления практически пропорционально напряжению.

Особенностью [Л. 1] является полное отсутствие конкретных технико-экономических расчетов, поскольку они могут быть выполнены только на основе результатов проектных работ конструкций линий с учетом стоимости опор, фундаментов, арматуры, изоляции и пр. В выступлении [О. В. Ольшевского] [Л. 4], где приводится методика и конкретные результаты оптимизации параметров ВЛ, практически не обсуждаются основные теоретические предпосылки и выводы [Л. 1]. По существу в этой работе предлагается отказаться от поисков общих связей и закономерностей и оптимальные параметры каждой линии отыскивать путем исследования связей между этими параметрами через их стоимостные функции. Это предложение противоречит сложившейся практике выбора проводов при массовом проектировании линий с использованием таких параметров, как экономическая плотность тока  $j_d$ , допустимая напряженность поля на поверхности проводов  $E_d$ . Отказ от использования типовой методики в проектной практике для выбора параметров ВЛ высшего класса напряжения, осваиваемого в данный момент, объясняется, с одной стороны, желанием проектных организаций более полно исследовать все возможности электропередач, а с другой стороны, именно отсутствием общих связей между параметрами проводов ВЛ, найденными в [Л. 1]. Кстати, на основе установленных в [Л. 1] уравнений связи в [Л. 5 и 6] получены расчетные формулы для оценки числа и радиуса составляющих расщепленных проводов, их сечения и коэффициента заполнения  $k_a$ , исходя из заданных величин передаваемой мощности, экономической плотности тока и степени ограничения коронного разряда. Большие возможности применения этих соотношений наглядно иллюстрируются также дискуссией по статье В. А. Веникова и др. [Л. 7]. Именно использование этих соотношений позволит унифицировать методику выбора проводов для линий всех классов напряжения с использованием экономической плотности тока.

Следует отметить интересный результат выполненных [О. В. Ольшевским] технико-экономических расчетов о целесообразности существенного увеличения радиуса расщепления проводов ВЛ по сравнению с принимаемым в настоящее время (для ВЛ 1200 кВ — до 130 см). Аналогичный результат получен также и в Ленинградском политехническом институте. С учетом возможности сближения фаз (например, при V-образной подвеске проводов) такое увеличение радиуса расщепления соответствует увеличению натуральной мощности ВЛ 1200 кВ до 8—9 ГВт, что существенно расширяет перспективы использования таких линий. Этот результат не противоречит данным [Л. 1]. Напротив, содержащиеся в [Л. 1 и 5] формулы позволяют оценить необходимые изменения конструкции проводов при увеличении радиуса расщепления (увеличение числа составляющих  $n$  при небольшом увеличении  $r_0$ ).

В [Л. 1] практически не обсуждается проблема расширенных проводов, хотя указывается на целесообразность их ис-

пользования. В выступлении [Л. 4] недоучитываются все преимущества расширенных проводов: увеличение механической надежности вследствие увеличения сечения провода [Л. 5 и 6], возможность существенного улучшения их механических характеристик при заполнении внутренней полости не балластным наполнителем, а стеклопластиком, удельный вес которого в 4 раза меньше, чем у стали при практически тех же допустимых механических нагрузках, отнесенных к единице сечения. Это обстоятельство позволит существенно увеличить пролеты ВЛ (до 800—1000 м при стреле провеса 14—15 м) и соответственно сократить число опор на 1 км линии, что явно приведет к заметной экономии.

В [Л. 9] справедливо отмечается, что значение экономической плотности тока, используемое в расчетных формулах [Л. 1], не соответствует современным ее оценкам, выполняемым без учета потерь на корону. При решении вопроса о целесообразном распределении потерь энергии в проводах (на нагрев провода) и в газе (на нагрев атмосферы), естественно, оптимальная плотность тока снижается, что приводит к необходимости соответствующего увеличения сечения проводов. Это весьма существенное обстоятельство необходимо учитывать при практическом использовании полученных в [Л. 1 и 5] расчетных формул.

Сопоставление результатов расчетов [Л. 9] с данными экспериментальных исследований радиопомех на многорасщепленных проводах [Л. 10] убедительно показывает, что потери энергии, вызываемые коронным разрядом, определяют более жесткие требования к степени его ограничения, чем радиопомехи. Неучет этого обстоятельства при проектировании электропередач сверхвысокого напряжения приведет к неоправданному завышению потерь энергии в сетях. Их компенсация потребует увеличения установленной мощности электростанций и расхода топлива на них, т. е. экономия на линейной части ВЛ приведет к излишним затратам на электростанциях.

## ЛИТЕРАТУРА

1. Александров Г. Н., К методике выбора расщепленных проводов линий сверхвысокого напряжения, «Электричество», 1968, № 7.
2. Александров Г. Н., Техника высоких напряжений, достижения и перспективы развития, Изв. вузов СССР, «Энергетика», 1967, № 10.
3. Alexandrov G. N., Theorie of bundle conductors, IEEE Transactions on Pow. App. a. Syst., 1969, v. 88, № 6.
4. [Ольшевский О. В.], Выступление в дискуссии по [Л. 1], «Электричество», 1971, № 7.
5. Александров Г. Н., Воздушные линии ультравысокого напряжения, «Электричество», 1971, № 1.
6. Александров Г. Н., Крылов С. В., Провода для линий сверхвысокого напряжения, «Электрические станции», 1969, № 3.
7. Дискуссия по статье В. А. Веникова, Ю. Н. Астахова и В. М. Постолатия, Управляемые передачи повышенной пропускной способности, «Электричество», 1971, № 5—7.
8. Александров Г. Н. и др., О перспективах применения стеклопластиков в высоковольтной технике, «Электричество», 1969, № 5.
9. Лисочкина Т. В., Выступление в дискуссии по [Л. 1], «Электричество», 1972, № 1.
10. Александров Г. Н., Гумерова Н. И., Перельман Л. С., Экспериментальное исследование радиопомех от короны на многократно расщепленных проводах линий сверхвысокого напряжения, «Электрические станции», 1971, № 8.

## ОТ РЕДАКЦИИ

Завершая дискуссию по статье Г. Н. Александрова «К методике выбора расщепленных проводов линий сверхвысокого напряжения» («Электричество», 1968, № 7), редакция надеется, что состоявшийся обмен мнениями по затронутым вопросам будет способствовать дальнейшим исследованиям в области выбора проводов для ВЛ сверхвысоких напряжений.



## ОПТИМАЛЬНЫЕ ИСПОЛНЕНИЯ СИЛОВЫХ ДВУХОБМОТОЧНЫХ ТРАНСФОРМАТОРОВ И СХЕМЫ КРУПНЫХ ПОНИЖАЮЩИХ ПОДСТАНЦИЙ 110 кВ

(Статья А. Г. Крайза, Н. Н. Хубларова и Ю. А. Якуба,  
«Электричество», 1970, № 5)

Канд. техн. наук А. Б. КРИКУНЧИК

Москва

В [Л. 1] имеется ряд спорных положений, ставящих под сомнение ее выводы. Прежде всего необходимо уточнить некоторые положения обсуждаемой статьи. В [Л. 1] указывается, что в настоящее время в СССР при проектировании крупных понижающих подстанций максимальные значения токов короткого замыкания на стороне 6 и 10 кВ ограничиваются до 52 кА. Из содержания статьи следует, что авторы имели в виду амплитудное значение максимального значения тока короткого замыкания 52 кА, т. е. тока, определяющего динамическую устойчивость КРУ с выключателями ВМГ-133 и ВМП-10. Авторы при расчетах токов коротких замыканий приняли подпитку места замыкания на стороне 6 (10) кВ асинхронными двигателями, присоединенными только к данной секции, суммарной номинальной мощностью, равной 0,8 номинальной мощности трансформатора или ветви его расщепленной обмотки. Мощность двигателей измеряется в киловаттах и относится к мощности на валу, а мощность трансформатора измеряется в киловольт-амперах. Как авторы соотносят одну мощность к другой? Как следует из Приложения I, авторы, по-видимому, приняли, что сумма номинальных токов, присоединенных к секции электродвигателей, равна 0,8 номинального тока трансформатора. При расчетной нагрузке трансформатора 0,65—0,7 от номинальной мощности сумма номинальных токов, присоединенных к секции двигателей, может быть равна с учетом коэффициента загрузки двигателей номинальному току питающей ветви трансформатора, что увеличит подпитку двигателями места короткого замыкания. Но основной недоучет доли электродвигателей в подпитке короткого замыкания заключается в следующем.

1. Судя по Приложению I, авторы определяли участие электродвигателей в амплитуде максимального тока короткого замыкания по старым Руководящим указаниям по расчету токов короткого замыкания 1944 г., т. е. равным 6,5-кратному значению суммы номинальных токов двигателей. Между тем давно уже работами МЭИ и ВНИИЭ [Л. 2] доказано, что влияние современных крупных асинхронных двигателей на токи короткого замыкания вдвое больше.

2. Участие двигателей в токах короткого замыкания авторы учли в размере мощности только одной секции. Между тем при неявно выраженном резерве, когда при двухтрансформаторных подстанциях каждый из трансформаторов нормально загружен на 0,65—0,7, а при выходе из строя одного трансформатора оставшийся нагружается на 1,3—1,4 от номинальной мощности, именно этот режим является расчетным для токов коротких замыканий, так как он является длительным, а не только на время переключений.

В итоге авторы занизили долю электродвигателей в амплитудном значении максимального тока короткого замыкания в 4—5 раз и в рассмотренных схемах понижающих подстанций расчетные значения ударных токов короткого замыкания будут в пределах не 52 кА, а 60—70 кА.

Для выключателей с динамической устойчивостью 52 кА предельная мощность на ветвь при  $u_k$  ветви 10,5% составляет для 6 кВ 12,5 МВА и для 10 кВ 20 МВА. При дальнейшем увеличении мощности на ветвь увеличением  $u_k$  до 16—25% не удается удержаться в пределах динамической устойчивости 52 кА, так как определяющим становится влияние электродвигателей. До недавнего времени относительно малогабаритные КРУ 6 и 10 кВ выпускались только с выключателями, обладающими динамической устойчивостью 52 кА. В настоящее время освоены КРУ, практически таких же габаритов, с выключателями ВМПЭ на 6 и 10 кВ на действующее значение отключаемого тока 29,4 кА и на динамическую устойчивость 75 кА (амплитудное значение) и с выключателями ВЭМ-6 на 6 кВ на действующее значение отключаемого тока 38 и 40 кА и на динамическую устойчивость 100 и 125 кА (амплитудное значение). Это позволяет при правильном учете составляющей от двигателей в токах коротких замыканий

увеличить при  $u_k$  10,5% мощность питающих ветвей на подстанциях при 6 кВ до 16 и 20 МВА и при 10 кВ до 32 и 40 МВА.

Когда динамическая устойчивость КРУ ограничивает мощность подстанции, можно перейти от схем двухтрансформаторных с неявно выраженным резервом к схемам с явно выраженным резервом, как это принято в схемах собственных нужд крупных тепловых электростанций. Такой переход позволяет, во-первых, выбирать мощность каждого из двух рабочих трансформаторов не на 65—70% расчетной нагрузки подстанции, а на 50%; во-вторых, учитывать в цепи каждого трансформатора подпитку токов короткого замыкания не 100% мощности всех электродвигателей, а только 50%. Последнее обстоятельство позволяет при тех же КРУ на 125 кА и  $u_k$  питающей ветви 10,5% увеличить ее мощность при 6 кВ до 32 МВА и при 10 кВ до 50 МВА.

Как указано выше, повышение  $u_k$  питающих ветвей до 16—25% не оказывает существенного влияния на параметры выключателей, если правильно учесть подпитку от двигателей. Но и без этого нельзя назвать рассматриваемую статью комплексным технико-экономическим исследованием, так как совершенно обойдены такие вопросы, как влияние больших реактивных сопротивлений на условия, создаваемые пуском крупных электродвигателей, на самозапуск двигателей, на регулирование напряжения и на потери активной и реактивной мощности. Например, пуск питательного насоса котла с двигателем 8000 кВт 6 кВ с короткозамкнутым ротором прямого пуска при мощности питающей ветви трансформатора 16 000 кВА, имеющей  $u_k$  12%, длится 11—13 сек и вызывает падение напряжения на шинах 6 кВ до 75% номинального. Это должно быть учтено при выборе других электродвигателей, питающихся от той же секции 6 кВ. Резко понижается световой поток электрических ламп, а ртутные лампы высокого давления гаснут и загораются только через 5—10 мин. Для того чтобы это не произошло, приходится принимать специальные меры.

Расчеты и опыты, проведенные на собственных нуждах блоков 200 и 300 Мвт тепловых электростанций, показали, что самозапуск электродвигателей удовлетворительно обеспечивается после паузы в 2,5 сек при  $u_k$  трансформатора не более 12%. Следовательно,  $u_k$  питающей цепи 16—25% с точки зрения самозапуска неприемлемы, особенно при неявно выраженном резерве на подстанции в режиме работы одним трансформатором. Между тем обеспечить самозапуск электродвигателей все больше стремятся и на промышленных предприятиях.

При столь больших  $u_k$  не будут обеспечены необходимые условия регулирования напряжения на подстанциях, так как весь диапазон регулирования под напряжением трансформатора будет израсходован на изменения потерь напряжения в питающей цепи при изменении нагрузки и нечем будет компенсировать изменения напряжения в питающей сети.

Рассматривать схемы подстанций и делать выводы в отношении выбора аппаратов и параметров трансформаторов, исходя из принятия только асинхронных двигателей, неправильно, учитывая то, что в промышленности все большее применение находят синхронные двигатели. Синхронные же двигатели окажут большое влияние не только на требования к динамической устойчивости аппаратов, но на величину отключаемого тока при коротком замыкании, а также на многие другие условия работы подстанции.

В итоге следует отметить, что многие важные стороны вопроса в статье не рассмотрены, а то, что рассмотрено, грешит серьезными ошибками. Поэтому и выводы статьи не могут быть признаны правильными. Из двух исполнений трансформаторов — с повышенным  $u_k$  и с расщепленной обмоткой низкого напряжения — по всем эксплуатационным показателям следует отдать предпочтение расщепленной обмотке.



В ГОСТ 12965-67 необходимо внести изменения в направлении, противоположном тому, какое рекомендуют авторы статьи. Необходимо расширить область применения трансформаторов с расщепленной обмоткой низкого напряжения, разработав такие трехфазные трансформаторы 110 кВ с РПН мощностью 100 и 125 Мва и не разрабатывать такие же трансформаторы 32 и 40 Мва с  $u_k$  16%.

Электротехнической промышленности необходимо довести в ближайшее время выключатели с электромагнитным дутьем типа ВЭМ для КРУ, которые в настоящее время изготавливаются на напряжение 6 кВ, отключаемый ток (действующее значение) 40 кА и динамическую устойчивость 125 кА (амплитудное значение) до 50 кА (действующее значение) и на

напряжение 10 кВ на тот же отключаемый ток и на такую же динамическую устойчивость.

#### ЛИТЕРАТУРА

1. Крайз А. Г., Хубларов Н. Н. и Якуб Ю. А., Оптимальные исполнения силовых двухобмоточных трансформаторов и схемы крупных понижающих подстанций 110 кВ, «Электричество», 1970, № 5.

2. Ливанова О. В., Линдорф Л. С., Околович М. Н., Полевая И. В. и Помогаева С. Г., Влияние асинхронных двигателей на токи короткого замыкания в системе собственных нужд, «Электрические станции», 1965, № 11.

Инженеры М. И. ХЕСИН, Ю. А. КАРАВАЕВ

Москва

Анализ проектов электроснабжения крупных промышленных предприятий машиностроительной и нефтехимической отраслей промышленности, разработанных за последние годы, позволяет сделать следующие предварительные выводы.

1. Электрические нагрузки подобных предприятий превышают 150–200 Мвт.

2. Расход электрической энергии нередко достигает  $10^9$  кВт·ч.

3. На каждом промышленном предприятии обычно сооружается несколько подстанций 110/6–10 кВ, на которых устанавливается 1–3 трансформатора мощностью 40–80 Мва каждый.

4. 20–50% всех электроприемников предприятия (по потребляемой мощности) составляют синхронные электродвигатели напряжением 6–10 кВ с мощностью в единице до 12 Мвт.

5. Напряжение распределительной сети, как правило, составляет 10 кВ, хотя нередко, особенно при реконструкции действующих предприятий, используется напряжение 6 кВ.

6. Уровни токов короткого замыкания в распределительной сети предприятия достигают значительных величин.

Поскольку сроки строительства и ввода в эксплуатацию объектов постоянно сокращаются, поэтому к проектам электрической части таких предприятий, наряду с экономичностью и надежностью, предъявляется требование обеспечения возможности осуществления индустриального монтажа. Это приводит, с одной стороны, к необходимости унификации как схемных, так и конструктивных решений для источников питания (главные понизительные подстанции — ГПП), пунктов распределения энергии (РП и ТП) и кабельных линий, а с другой стороны, к необходимости поставки комплектного электрооборудования. Унификация и комплектная поставка позволяют проводить пуско-наладочные работы в сжатые сроки и вести строительство и эксплуатацию в начальный период, используя постоянную схему электроснабжения.

Выполнение монтажных работ на ГПП в сжатые сроки при достаточно высоком качестве возможно только при условии поставки на строительство крупных готовых монтажных блоков, изготовленных на заводах электропромышленности. За последнее десятилетие налажен выпуск оборудования достаточной заводской готовности, поставляемого комплектно. Так, силовые трансформаторы поставляются со встроенными трансформаторами тока и устройствами автоматического регулирования напряжения. Распределительное устройство 6–10 кВ поставляется полностью скомплектованным из шкафов КРУ. Щиты управления и защиты поставляются комплектно из типовых панелей, а связь трансформатора с распределительным устройством осуществляется комплектными шинпроводами.

До последнего времени лишь один элемент схемы ГПП, а именно токоограничивающий реактор, поставляется некомплектно и требует на монтаж вместе со своей ошиновкой относительно много времени. Необходимость установки реакторов определяется уровнем токов короткого замыкания от энергосистемы (через трансформатор) и подпиткой от синхронных и асинхронных электродвигателей, установленных в распределительной сети промышленного предприятия.

Время, затрачиваемое на монтаж устройств, связанных с ограничением токов короткого замыкания, можно уменьшить тремя принципиально различными путями:

изготовлением на заводах электропромышленности комплектных шкафов с реакторами;

повышением значений отключающей способности выключателей, устанавливаемых в шкафах КРУ 6–10 кВ;

выпуском силовых трансформаторов 110/6–10 кВ с повышенным значением  $u_k$ .

Повышение значения отключающей способности выключателей 6–10 кВ, устанавливаемых в шкафах КРУ, является решением прогрессивным, но не решающим проблему, поскольку такие выключатели и шкафы КРУ для них выпускаются промышленностью в малом количестве, стоимость их в 2–3 раза дороже обычных выключателей (соответственно и увеличивается стоимость КРУ), а при увеличении мощности трансформатора не всегда помогает даже повышенная отключающая способность выключателей. В ряде случаев также возникают трудности при пуске и самозапуске крупных двигателей из-за изменения соотношения сопротивлений двигателя и системы. Как правило, возможность использования этого пути не удается обосновать экономически из-за резкого удорожания стоимости шкафов КРУ и значительного увеличения сечения жил кабелей, присоединенных к РУ 6–10 кВ ГПП, и, следовательно, стоимости сети.

Хотя возможность выполнения комплектных шкафов с реакторами обсуждается уже в течение ряда лет, конструкторские проработки пока ограничиваются реакторами на небольшие токи, порядка 1000–1500 А, к тому же еще не реализованными. Создание комплектных шкафов с реакторами на большие токи еще более трудоемкая задача, поскольку для их надежной работы требуется размещение в здании ГПП громоздкой и дорогостоящей системы принудительной вентиляции. Здесь следует заметить, что удельная повреждаемость реакторов существенно выше, чем силовых трансформаторов и поэтому надежность системы трансформатор—реактор всегда будет ниже, чем надежность одного трансформатора. Кроме того, можно полагать, что надежность реактора, установленного в шкафу, должна снизиться из-за худших условий охлаждения. Выходу реакторов из строя предшествует образование каверн, обгорание проводов фаз, что приводит к дальнейшему развитию аварии, приводящей к тяжелым последствиям. Поэтому использование реакторов на подстанциях является, вообще говоря, вынужденным и крайне нежелательным явлением.

Более приемлемым решением является применение трансформаторов с повышенным значением  $u_k$ . Выпуск трансформаторов 110 кВ мощностью 32 и 40 Мва  $u_k=16\%$  был предусмотрен в соответствии с ГОСТ 12965-67 уже в 1965 г. Но к сожалению, за прошедшие годы ни одного трансформатора с повышенным значением  $u_k$  выпущено не было, хотя для выполнения схем электроснабжения современных промышленных предприятий они крайне необходимы, так как позволяют решить все проблемы, связанные с комплектной поставкой оборудования и отказом от установки реакторов.

Обычно приводится два основных возражения против использования трансформаторов с повышенным значением  $u_k$ : ухудшение условий самозапуска электродвигателей, присоединенных к ГПП, и несколько повышенные значения падения напряжения в трансформаторе в нормальном режиме. Первое возражение никак не может быть обосновано, поскольку условия самозапуска, при прочих равных условиях, зависят от уровня токов короткого замыкания, которые могут быть допущены со стороны трансформатора при заданных отключающей способности аппаратуры в распределительном устройстве 6–10 кВ ГПП и подпитке от синхронных и асинхронных дви-

гателей в сети. При этом способ (реактор или повышенное значение  $u_k$ ) ограничения токов короткого замыкания, проходящих через трансформатор, уже не имеет никакого значения. Второе возражение является справедливым, но не существенным при условии применения трансформаторов с автоматическим регулированием напряжения под нагрузкой (РПН), обеспечивающим достаточно глубокое регулирование напряжения.

Использование трансформаторов с повышенным значением  $u_k$  является благоприятным не только для схемы ГПП, но также и для самого трансформатора, так как с увеличением  $u_k$  возрастает его динамическая устойчивость к сквозным токам короткого замыкания. Отметим, что в трансформаторах с повышенным значением  $u_k$  пропорционально возрастают потери реактивной энергии (по сравнению с трансформаторами, имеющими нормальное значение  $u_k$ ), однако это увеличение существенно меньше, чем в схеме трансформатор — реактор.

Многие зарубежные фирмы выпускают трансформаторы со значениями  $u_k$ , существенно отличающимися от принятых у нас. Так, в Польской Народной Республике выпускаются трансформаторы 32 и 40 Мва с  $u_k=18\%$ , а в Великобритании изготавливаются трансформаторы с  $u_k=30\%$ . По американским данным при изменении  $u_k$  в пределах 8—20% стоимость трансформаторов меняется не более чем на 1%.

Учитывая возможность дальнейшего роста уровней токов короткого замыкания в электрических сетях промышленных

предприятий<sup>1</sup>, что следует из работ М. Н. Околович, можно полагать, что трансформаторы с повышенным значением  $u_k$  являются наиболее перспективным техническим решением.

Нами также были проведены технико-экономические расчеты по обоснованию целесообразности применения на ГПП промышленных предприятий трансформаторов с  $u_k=16\%$ , которые показали, что применение одного трансформатора с повышенным значением  $u_k$  по сравнению с трансформатором с нормальным  $u_k$  дает в зависимости от мощности трансформатора снижение приведенных затрат на 2,3—8,6 тыс. руб. в год, причем в эти значения не включена та экономия, которую может получить крупное промышленное предприятие из-за сокращения сроков строительства и монтажа.

**Выводы.** 1. Использование трансформаторов с повышенным значением  $u_k$  обеспечивает снижение сроков выполнения монтажных работ, повышение заводской готовности оборудования, повышение надежности электроснабжения промышленных предприятий и снижение приведенных затрат.

2. Отечественная промышленность должна приступить к выпуску трансформаторов с повышенным значением  $u_k$ .

<sup>1</sup> Околович М. Н., Полевая И. В., Учет влияния асинхронных двигателей при расчете токов короткого замыкания в системе собственных нужд электрических станций, «Электрические станции», 1963, № 4.

#### А. А. ЕРМИЛОВ

Москва

Решение вопроса о целесообразности увеличения  $u_k$  силовых трансформаторов теснейшим образом связано с проблемой установления оптимальных токов короткого замыкания в потребительских, в частности промышленных, электрических сетях.

При решении этой сложной проблемы приходится учитывать ряд технических и экономических факторов, причем некоторые из них являются противоречивыми. Ограничение токов короткого замыкания снижает сечение сетевых элементов: кабелей, проводов, шинопроводов и позволяет применить более легкую аппаратуру. Это уменьшает капитальные вложения в сети и подстанции. Но мероприятия по ограничению токов короткого замыкания: реактирование, применение трансформаторов с расщепленными обмотками и повышенным  $u_k$  в свою очередь требуют затрат и, следовательно, уменьшают общую экономию от снижения токов короткого замыкания. Однако самым существенным является то обстоятельство, что увеличение реактивности сетей ухудшает качество электроэнергии. Увеличиваются отклонения напряжения и затрудняется поддержание необходимых уровней напряжения при разных режимах работы.

Особые трудности возникают при пуске и самозапуске электродвигателей и при работе электроприемников с резкопеременной ударной нагрузкой. Число и мощность таких электроприемников возрастает. К ним относятся электрические печи, электродвигатели преобразовательных агрегатов прокатных станов, сварочные аппараты и др. Мощности этих электроприемников растут и становятся соизмеримыми с мощностями таких крупных трансформаторов ГПП, как 40 и 63 Мва. При работе этих электроприемников толчки электрических нагрузок достигают 2—3,5-кратных и часто повторяются; например, при работе станов горячей прокатки примерно через каждые 2 мин, а при работе слябинга через каждые 3,5—4 сек.

Вызываемые этими толчками колебания напряжения недопустимы для работы всех остальных электроприемников, особенно для осветительных, и с этими толчками очень трудно бороться. Предложен и прорабатывается ряд мероприятий для локализации или, по крайней мере, существенного ограничения колебаний напряжения, вызванных резко переменными нагрузками. Эти мероприятия предусматриваются при проектировании как электропривода, так и электроснабжения. Однако радикального решения пока еще не найдено. К этим мероприятиям относятся уменьшение реактивного сопротивле-

ния сетей, к которым приключены электроприемники с резкопеременной ударной нагрузкой: уменьшение реактивности реактора, снижение  $u_k$  трансформаторов, а иногда и параллельное включение трансформаторов.

Мы рассмотрели одну сторону этой сложной проблемы, из которой вытекает нецелесообразность увеличения  $u_k$  трансформаторов, работающих в электрических сетях с беспокойными колеблющимися нагрузками. В таких электроустановках более выгодно идти на увеличение токов короткого замыкания в сетях 6—10 кВ и на применение выключателей с большей отключаемой мощностью. Такими выключателями в настоящее время являются горшковые выключатели по типу ВМП, поставляемому в КРУ типа КР-10/500, которые имеют отключаемую мощность 500 Мва. Необходимо поставить вопрос об изготовлении компактных горшковых сетевых выключателей по типу ВМП с отключаемой мощностью короткого замыкания не менее 750 Мва.

Другое положение имеет место в электроустановках с относительно спокойными электрическими нагрузками. Здесь применение силовых трансформаторов с повышенным  $u_k$  может оказаться выгодным. При этом кроме упомянутой выше экономии в электроаппаратуре и сети упрощается компоновка подстанции и удешевляется ее строительная часть, уменьшается объем закрытой части и, следовательно, облегчаются тлупе вводы, полностью индустриализируются все элементы и этапы электромонтажных работ, так как отпадает индивидуальная установка реакторов. Благодаря отсутствию реакторов повышается общая надежность электроснабжения. Таковы факторы, говорящие в пользу выпуска трансформаторов с повышенным  $u_k$ .

Из изложенного вытекает, что при внедрении силовых трансформаторов с повышенным  $u_k$  необходимо сохранить также трансформаторы с нормальным  $u_k$ , т. е. иметь два исполнения. Следовательно, вопрос о целесообразности разработки новой серии трансформаторов с повышенным  $u_k$  должен решаться на основе комплексного технико-экономического исследования с учетом всех упомянутых факторов, включая необходимость выпуска двух параллельных серий трансформаторов. При этих исследованиях кроме вариантов с реакторами в цепи трансформаторов с нормальным  $u_k$  нужно рассматривать также варианты с групповыми реакторами на отходящих линиях и учитывать случаи и схемы, при которых можно избежать реактирования также и при трансформаторах с нормальным  $u_k$ .

Инж. Ю. М. ЗАХАРОВ

Харьков

Существенным недостатком обсуждаемой статьи является полное отсутствие характеристики потребителей, которые должны получать электроэнергию от подстанций, сооружаемых по рекомендованным в статье схемам. Правда, на стр. 5 авторы сообщают, что имеется подпитка места короткого замыкания на стороне 6(10) кВ асинхронными двигателями, присоединенными только к данной секции, суммарной номинальной мощностью, равной 0,8 номинальной мощности трансформатора или его расщепленной обмотки. Однако контрольный расчет токов короткого замыкания показывает, что никакая подпитка со стороны сети 6(10) кВ авторами вообще не учтена, а указание о том, что 80% нагрузки трансформаторов составляют асинхронные двигатели, решительно ничего не поясняет, так как если это мелкомоторная нагрузка, то об этом нужно более четко сказать, чтобы иметь представление о потребителях электроэнергии.

Следует отметить, что потребитель не должен пристраиваться к подстанции, а наоборот, подстанции должны проектироваться с учетом характера потребителей. Если потребитель располагает мощными синхронными двигателями, преобразовательными агрегатами с переменной нагрузкой и характеризуется частыми набросами на сеть больших реактивных мощностей, то рекомендованные схемы с реакторами на вводах становятся абсолютно непригодными. Они имеют три крупнейших недостатка.

## ОТВЕТ АВТОРОВ

Актуальность проблемы, выдвинутой в [Л. 1], подтверждается полученными на нее откликами [Л. 2—5]. В них обсуждаются поднятые в [Л. 1] вопросы о целесообразности применения трансформаторов с повышенным напряжением короткого замыкания ( $u_k = 16\%$ ) и с расщепленной обмоткой низкого напряжения, а также рассматривается ряд вопросов, связанных с принципами проектирования понижающих подстанций и питаемых ими электрических сетей. Все замечания относятся к проблемам, не затрагивающим влияния  $u_k$  и расщепления обмоток на характеристики и стоимость самого трансформатора. По некоторым вопросам высказываются противоположные мнения. Это подтверждает правильность принятого в [Л. 1] положения, согласно которому в основу рассмотрения положены только действующие нормативные материалы.

Рассмотрим основные замечания, выдвинутые в [Л. 2—5].

**Выбор уровня ограничения тока короткого замыкания на шинах 6—10 кВ.** Как указано в [Л. 1], в настоящее время в СССР при проектировании крупных понижающих подстанций максимальные значения токов короткого замыкания на стороне 6 и 10 кВ ограничиваются до 52 кА (амплитудное значение), а мощностью — до 200 и 350 МВА соответственно, что регламентировано для городских электрических сетей и отражено в типовых проектах подстанций елиной серии.

Естественно, что в специальных случаях, когда от подстанции промышленных предприятий питаются мощные электропечи, сварочные агрегаты, электродвигатели прокатных станов и другие потребители с резко переменным характером нагрузки [Л. 4 и 5], вопрос о степени ограничения тока короткого замыкания должен решаться в каждом конкретном проекте в увязке с характеристиками этих электроприемников. Однако для понижающих подстанций энергосистем и преобладающего числа подстанций промышленных предприятий указанные ограничения токов короткого замыкания являются технически и экономически обоснованными, что подтверждается также и зарубежным опытом [Л. 6].

Неэкономичность для таких подстанций повышения токов короткого замыкания на шинах 6—10 кВ подтверждается, в частности, тем, что ячейка КРУ 6(10) с выключателем серии ВМП на 200(350) МВА стоит около 2 000 руб., 10 кВ с выключателем серии ВМП на 500 МВА — 7 000 руб., а 6 кВ с выключателем серии ВЭМ на 400 МВА — 4 000 руб. При сопоставлении условий работы сетей 6—10 кВ понижающих подстанций с таковыми систем собственных нужд тепловых электростанций [Л. 2] следовало бы учитывать, что значительное ограничение токов короткого замыкания в первом случае позволяет применять более легкую аппаратуру не только на данной подстанции, но и на питающихся от нее вторичных подстанциях и распределительных пунктах, а также кабели меньшего сечения, в то время как в сети собственных нужд имеют место

1. Нет возможности стабилизировать напряжение на шинах 6(10) кВ в связи с частыми изменениями реактивной мощности потребителей.

2. Подстанция на стороне 6(10) кВ не может быть защищена от увеличения токов короткого замыкания со стороны сети, так как любое увеличение подпитки со стороны сети может увеличить токи короткого замыкания до недопустимых значений.

3. Любое короткое замыкание в сети 6(10) кВ является коротким замыканием на шинах подстанциями со всеми вытекающими отсюда последствиями.

Следует также отметить, что действующий ГОСТ 13109-67 предъявляет определенные требования к качеству электроэнергии, в частности, к ограничению несинусоидальности кривой напряжения и стабильности напряжения. В связи с этим требуется увеличивать мощность короткого замыкания на шинах понизительных подстанций. Особенно это необходимо при наличии у потребителя приемников электроэнергии с резко переменным характером нагрузки. Установка реакторов после сборных шин в этом случае обязательна, с этой точки зрения  $u_k$  трансформаторов до 16% допустимо только в том случае, если в ГОСТ на трансформаторы будут сохранены также трансформаторы с  $u_k = 10,5\%$ .

короткие радиальные фидеры, питающие относительно малое число крупных электродвигателей, сечение кабелей которых определяется в ряде случаев номинальным током последних.

**Учет характеристик электроприемников при выборе уровня ограничения тока короткого замыкания.** Некоторые электроприемники (электропечи, сварочные агрегаты, электродвигатели прокатных станов и др.) предъявляют особые требования к условиям электроснабжения, в частности, обусловленные их частыми пусками или резко переменной ударной нагрузкой, что, учитывая большую мощность этих электроприемников, приводит к толчкам напряжения на шинах 6—10 кВ, недопустимым для остальных потребителей. В таких случаях значительное ограничение токов короткого замыкания за счет увеличения реактивности цепи питания путем повышения  $u_k$  трансформаторов или включения в их цепь токоограничивающих реакторов нецелесообразно. Все остальные электроприемники как силовые, так и осветительные вполне удовлетворительно работают при нормированном ограничении токов короткого замыкания.

**Методика учета подпитки короткого замыкания на шинах 6—10 кВ питающимися от них электродвигателями.** Величина подпитки зависит от мощности, типа и напряжения электродвигателей, питающихся от шин 6—10 кВ. Исследования влияния мощных асинхронных двигателей 6 кВ на токи короткого замыкания в системе собственных нужд [Л. 7] показали, что с увеличением мощности двигателей влияние их возрастает и требует учета его по новой методике, отличной от рекомендованной действующими «Руководящими указаниями по расчету токов коротких замыканий». Эти же выводы можно распространить на подстанции тех промышленных предприятий, от шин 6—10 кВ которых питаются мощные асинхронные или синхронные двигатели.

Наряду с этим на преобладающее число промышленных, а также городских подстанций, питающих, как правило, низковольтные асинхронные электродвигатели или маломощные двигатели, присоединенные к шинам 6—10 кВ подстанций через значительные реактансы, эти выводы распространять нельзя и следует пользоваться действующими «Руководящими указаниями». В [Л. 1], рассматривающей подстанции наиболее распространенного типа, при расчетах токов коротких замыканий принята подпитка асинхронными электродвигателями, присоединенная мощность которых (в кВА) равна 0,8 номинальной мощности трансформатора подстанции.

Учитывая, что согласно «Правилам устройства электроустановок» и [Л. 8] мощность трансформаторов понижающих подстанций выбирается равной 0,65—0,7 максимальной нагрузки при нормальном режиме, когда работают оба трансформатора, принятое в [Л. 1] значение подпитки превышает загрузку трансформатора, что увеличивает запас расчета. При

питании всей нагрузки подстанции одним трансформатором подпитка составляет около 0,6 суммарной нагрузки, что для этого режима, длительность которого не превышает 90—100 мин, является вполне реальной. По истечении этого времени часть нагрузки отключается.

**Выбор числа и мощности трансформаторов 110/6—10 кВ, устанавливаемых на понижающих подстанциях.** В соответствии с [Л. 8] на подстанциях 110 кВ должны устанавливаться по два трансформатора, что обеспечивает, в подавляющем числе случаев, применение на стороне 110 кВ упрощенной схемы электрических соединений, в том числе и без выключателей. В свете этого предложение [Л. 2] о переходе к схеме с явно выраженным резервом (т. е. с тремя трансформаторами) является неприемлемым, поскольку оно связано, как правило, с усложнением схемы и удорожанием РУ 110 кВ. Распространять решения, применяемые в схемах собственных нужд крупных тепловых электростанций, на схемы подстанций энергосистем и промышленных предприятий нет никаких оснований.

**Выбор схемы реактирования на стороне 6—10 кВ понижающих подстанций.** При необходимости ограничения токов коротких замыканий при помощи реакторов последнее может быть осуществлено как групповыми реакторами, включаемыми последовательно с трансформаторами, так и индивидуальными реакторами в цепях, отходящих от РУ линий 6—10 кВ.

Первое решение является более экономичным, поскольку позволяет применять легкие и дешевые ячейки КРУ 6(10) кВ, ограниченное до двух число токоограничивающих реакторов и меньшие по объему и более простые по конструкции здания распределительных устройств. Учитывая вышеизложенное, такое решение применяется на абсолютном большинстве подстанций 110/6(10) кВ, требующих реактирования.

Естественно, что в специальных случаях [Л. 4 и 5] может применяться и индивидуальное реактирование, но этот вопрос выходит за пределы темы [Л. 1].

**Условия регулирования напряжения в сети 6—10 кВ при различных способах ограничения токов коротких замыканий на понижающей подстанции.** В [Л. 2—5] справедливо отмечается, что увеличение реактивности цепи питания шин 6—10 кВ (трансформатора или последнего и включенного последовательно с ним реактора) утяжеляет условия регулирования напряжения. В связи с этим понижающие трансформаторы 110/6(10) кВ по ГОСТ 12965-67 мощностью от 6,3 до 80 МВА должны иметь устройства в нейтрали обмотки высокого напряжения для регулирования напряжения в пределах  $\pm 16\%$  под нагрузкой, что, как правило, является достаточным для обеспечения требований ГОСТ 13109-67 в части допустимых отклонений напряжения на шинах 6—10 кВ.

В откликах целесообразность расщепления обмотки низкого напряжения или повышения  $u_k$  рассматривается без дифференциации по мощностям и номинальным напряжениям обмотки низкого напряжения, с чем в принципе нельзя согласиться.

В [Л. 3] сделана попытка обосновать целесообразность, а в [Л. 2] — нецелесообразность повышения  $u_k$  для всей серии двухобмоточных трансформаторов 110 кВ. По-видимому, изменение ряда исходных условий (большие токи подпитки

и т. п.) не изменит того обстоятельства, что оптимальные решения различны для разных мощностей и низших напряжений, что видно из табл. 4 [Л. 1]. Сравнение этой табл. 4 с ГОСТ 12965-67 дано ниже. Буквой «Р» обозначено расщепление обмотки НН, а буквой «С» (в соответствии с обозначением в ГОСТ 12965-67) — повышенное  $u_k$ .

Подводя итоги обсуждения [Л. 1], можно сделать следующие основные выводы.

1. Предложения [Л. 1] об изменении ГОСТ 12965-67 в отношении исполнений двухобмоточных трансформаторов 110 кВ с повышенным  $u_k$  и расщеплением обмотки низкого напряжения являются достаточно обоснованными и обеспечат упрощение и удешевление подстанций, которые не предназначены для электроснабжения специальных потребителей.

Выбор параметров трансформаторов для электроснабжения электродвигателей собственных нужд мощных тепловых электростанций должен быть предметом специального рассмотрения и здесь решения могут быть отличные от обычных потребительских подстанций.

2. Освоение трансформаторов 110/6(10) кВ с повышенным  $u_k$  не исключает сохранения аналогичных трансформаторов с нормальным  $u_k$ .

3. При конкретном проектировании подстанций, выборе их схем электрических соединений и стандартизации исполнений трансформаторов необходимо учитывать характеристики потребителей и, в частности, величину подпитки ими мест коротких замыканий в сети 6—10 кВ.

4. В разрабатываемых «Руководящих указаниях по расчету токов коротких замыканий» необходимо уточнить методику учета подпитки места короткого замыкания электродвигателями различных типов.

## ЛИТЕРАТУРА

1. Крайз А. Г., Хубларов Н. Н., Якуб Ю. А. Оптимальные исполнения силовых двухобмоточных трансформаторов и схемы крупных понижающих подстанций 110 кВ, «Электричество», 1970, № 5.
2. Крикунчик А. Б., Выступление в дискуссии по [Л. 1], «Электричество», 1972, № 1.
3. Хесин М. И., Караваев Ю. А., Выступление в дискуссии по [Л. 1], «Электричество», 1972, № 1.
4. Ермаков А. А., Выступление в дискуссии по [Л. 1], «Электричество», 1972, № 1.
5. Захаров Ю. М., Выступление в дискуссии по [Л. 1], «Электричество», 1972, № 1.
6. Kaufmann W., Fortschritte in Bau von Mittelspannungsschaltanlagen bei den TWS, Energiewirtschaftliche Tagesfragen, 1970, № 7.
7. Ливанова О. В., Линдорф Л. С., Околович М. Н., Полевая И. В., Помогаева С. Г., Влияние асинхронных двигателей на токи короткого замыкания в системе собственных нужд, «Электрические станции», 1965, № 11.
8. Нормы технологического проектирования понижающих подстанций, Минэнерго СССР, БТИ ОРГРЭС, Москва, 1967.

## ОТ РЕДАКЦИИ

Помещая в настоящем номере выступления в дискуссии по статье А. Г. Крайза, Н. Н. Хубларова и Ю. А. Якуба «Оптимальные исполнения силовых двухобмоточных трансформаторов и схемы крупных понижающих подстанций 110 кВ» («Электричество», 1970, № 5), редакция отмечает, что в уточнениях и доработке, по-видимому, нуждаются как отдельные нормативные материалы, используемые при проектировании подстанций, так и перечень исполнений трансформаторов. Это, в частности, относится к предлагаемой в обсуждаемой статье таблице модификаций двухобмоточных трансформаторов с повышенным  $u_k$  для внесения в ГОСТ 12965-67. Корректировка этой таблицы должна быть произведена с учетом высказываний участников дискуссии. На этом редакция закрывает обсуждение статьи А. Г. Крайза, Н. Н. Хубларова и Ю. А. Якуба.



## ИСТОРИЯ ЭЛЕКТРОТЕХНИКИ НА XIII МЕЖДУНАРОДНОМ КОНГРЕССЕ ПО ИСТОРИИ НАУК

Как уже сообщалось («Электричество», 1971, № 8) в августе минувшего года в Москве состоялся XIII Международный конгресс по истории наук. Более двух тысяч ученых из 41 страны — математиков, естествоиспытателей и техников всех направлений, не только историографов естествознания, но и самих творцов науки — съехались в столицу нашей Родины, чтобы своим участием в Конгрессе еще более авторитетно, чем когда либо ранее, подтвердить высказанную акад. Б. М. Кедровым мысль о том, что «прошлое науки перестает быть далеким» («Правда», 1971, № 230).

На пленарных заседаниях, коллоквиумах и секциях было заслушано около 800 докладов. История учения об электричестве и магнетизме вошла в программу секции истории физики и астрономии. На эту тему выступили ученые СССР, США, Великобритании, Австралии (5 сообщений). Вопросы истории электротехники, электроники и электросвязи рассматривались в электротехнической подсекции (руководитель — чл.-корр. АН СССР В. И. Сифоров) и частично на общих заседаниях секции истории техники (руководители — акад. И. И. Артоболевский, А. А. Чеканов).

В докладе акад. **И. И. Артоболевского, Б. А. Розентрете-ра, А. А. Чеканова** (зачитан Розентретером), посвященном основным тенденциям развития техники в СССР, подчеркивалось фундаментальное значение плановой электрификации в период индустриализации страны и отмечалось, что полное техническое перевооружение всех отраслей нашего народного хозяйства, начавшееся в 50-х годах, оказалось возможным благодаря существенному расширению сферы применения электричества, внедрению автоматизации и электроники, созданию средств дальней радиосвязи; все это наряду с другими прогрессивными сдвигами способствовало возникновению атомной энергетики и космической электротехники.

В электротехнической подсекции большинство выступавших отдало дань электротехнике слабых токов.

**И. В. Бренев** (Ленинград), излагая начальную стадию эволюции радиотехники и указывая на немеркнущий вклад в цивилизацию первооткрывателя радио **А. С. Попова**, вместе с тем отметил подлинно интернациональный характер становления радиотехники — участие в этом процессе француза **Э. Бранли**, англичанина **О. Лоджа**, индийца **Ч. Боса**, итальянца **Г. Маркони**, югослава **Н. Теслы** и ряда других ученых из многих стран. Докладчик подчеркнул, что основные элементы радиотехники на заре ее существования вытекали из ранее установленных законов распространения энергии вдоль электропроводящих линий и инструментария, применяемого в технике проводной электросвязи.

**В. М. Родионов** (Москва) в своем сообщении коснулся основных тенденций в развитии радиопередающих устройств и подчеркнул, что использование электронных ламп имело революционизирующее значение в технике генерирования радиоклебаний; с внедрением твердотельных приборов наступил новый этап в развитии радиопередатчиков.

**Н. И. Чистяков** (Москва) свой доклад посвятил истории радиоприемной техники; он остановился, в частности, на том, что пути развития современной радиотехники отличаются цикличностью — ценные наблюдения и предложения, сделанные в прошлом, возобновляются и на их основе реализуются новые системы и аппараты.

**Б. Финн** (США) осветил начальный период истории телеграфа, подтвердив при этом приоритет **П. Л. Шиллинга** как изобретателя первого работоспособного электромагнитного телеграфного аппарата.

О русских пионерах техники проводной электросвязи говорилось в докладе **А. В. Яроцкого** (Москва), назвавшего ряд незаслуженно забытых имен, работы которых существенно повлияли на прогресс средств связи.

**А. И. Штейнгауз** (Москва) доложил о становлении и классификации новой области техники — оптоэлектроники, которая зародилась на стыке оптики, радиоэлектроники и кибернетики; функцией оптоэлектроники является передача, преобразование и хранение информации.

Некоторые аспекты истории электротехники сильных токов нашли отражение в трех докладах.

**Л. Г. Давыдова** (Москва) на примере эволюции грозо-защитных устройств изложила принцип периодизации технических средств, в основу которой приняты качественные отличия в методах изучения физических процессов.

**Г. К. Цварава** (Бокситогорск) свое выступление посвятил творцам электротехники из социалистических стран. Он коснулся, в частности, деятельности чешского естествоиспытателя XVIII в. **П. Дивиша**, соорудившего первый в мире заземленный молниеотвод, привлек внимание к изобретениям триады венгерских инженеров (**К. Циперновски, М. Дери, О. Блати**) в области техники однофазных токов и трансформаторостроения, уточнил место и значение в истории электротехники югослава **Н. Теслы** как автора системы многофазных токов, основоположника техники высоких частот и пионера радиотехники. Темой доклада **М. Лориа** (Италия) была история начального периода электрификации итальянских железных дорог, когда под руководством венгерского изобретателя **К. Кандо** была освоена оригинальная система электрической тяги на переменном токе.

На подсекции были заслушаны также выступления: **Т. Юза** (США) о совместных исследованиях американского изобретателя **Э. А. Сперри** и знаменитого физика **А. Майкельсона** по определению скорости света, **Ж. Пайена** (Франция) об источниках энергии во Франции в первой половине XIX в., **П. Суинбэнк** (Великобритания) об одном примере творческого содружества профессионального ученого **Дж. Робисона**, развившего, в частности, воззрения **Ф. У. Т. Эпинуса** на природу электричества, с изобретателем паровой машины **Дж. Уаттом** в Глазго.

**Г. К. Цварава,**  
Участник XIII Международного  
конгресса по истории наук

## ПРОФЕССОР Н. Н. ЩЕДРИН

(К 80-летию со дня рождения)

Заслуженный деятель науки и техники РСФСР и Узбекской ССР, член-корреспондент Академии наук УзССР, доктор технических наук, профессор Щедрин Николай Николаевич хорошо известен широкому кругу научно-технической общности как крупный советский ученый-электроэнергетик.

В 1924 г. Н. Н. Щедрина пригласили на работу в Ленинградский политехнический институт, и здесь в течение многих лет (до 1947 г.) в основном протекала и развивалась его плодотворная педагогическая и научная деятельность. Одновременно в течение ряда лет он работал в Ленэнерго (тогда «Электроток»), читал лекции в ЛЭТИ им. В. И. Ульянова (Ленина) и на Всесоюзных курсах по повышению квалификации инженерно-технических работников, проводил исследования в лаборатории проф. А. А. Смурова (ЛЭТИ). В 1940 г. после защиты диссертации Н. Н. Щедрину были присвоены ученая степень доктора технических наук и звание профессора.

В 1947 г. Н. Н. Щедрин был избран членом-корреспондентом Академии наук УзССР и заведующим кафедрой электрических станций Среднеазиатского политехнического института. Переехав в Ташкент, он отдает много сил и энергии организации и развитию научных исследований, воспитанию инженерных и научных кадров, решению актуальных проблем энергетики Узбекистана. Верховный Совет Узбекской ССР высоко оценил заслуги профессора Н. Н. Щедрина, присвоив ему звание Заслуженного деятеля



науки и техники УзССР и наградив почетными грамотами.

В 1954 г. Н. Н. Щедрин возвращается в Ленинград и, начиная с этого времени, проводит в НИИ постоянного тока большую научно-методическую работу как научный консультант, член научно-технического совета и председатель одной его секции. Под его руководством организуется регулярный выпуск сборников научных трудов НИИПТ.

Н. Н. Щедрину принадлежит ряд фундаментальных теоретических исследований по основным электроэнергетиче-

ским проблемам, в которых строгий математический анализ, ясность и четкость физической трактовки сложных явлений всегда тесно связаны с решением конкретных инженерных задач, с насущными запросами развивающихся энергетических систем. Всеобщее признание получили его работы по расчету токов короткого замыкания, переходным процессам в компенсированных ВЛ и синхронных машинах, по устойчивости энергосистем и дальним электропередачам.

Многие теоретические работы Н. Н. Щедрина приобрели основополагающее значение, завоевали приоритет советской науке, своевременно вооружили инженеров новыми расчетными методами.

Наряду с большой научной и педагогической работой Н. Н. Щедрин принимает деятельное участие в общественной жизни. В 30-х годах он избирался депутатом Петроградского районного Совета Ленинграда, в настоящее время является членом объединенного Ученого совета электромеханического факультета ЛПИ им. М. И. Калинина и научно-технического совета НИИПТ.

За достижения в развитии науки и техники Н. Н. Щедрин награжден орденом Трудового Красного Знамени и в 1961 г. ему присвоено звание Заслуженного деятеля науки и техники РСФСР.

Можно выразить уверенность в том, что Николай Николаевич Щедрин и в дальнейшем своими глубокими знаниями и научными работами будет способствовать развитию советской энергетики.

*Группа товарищей*

## АЛЕКСАНДР ЕМЕЛЬЯНОВИЧ АЛЕКСЕЕВ

(К 80-летию со дня рождения)

Имя Александра Емельяновича Алексеева, члена-корреспондента АН СССР, Заслуженного деятеля науки и техники РСФСР и лауреата Государственных премий широко известно в кругах советских и зарубежных инженеров-электриков.

Начав свою трудовую деятельность на заводе «Электрик» и получив известность как талантливый конструктор, в 20-х годах А. Е. Алексеев переходит на завод «Электросила», где возглавляет отдел новых конструкций. Здесь под его руководством разрабатываются первые советские турбо- и гидрогенераторы. Труды А. Е. Алексеева и Р. А. Лютера во многом способствовали тому, что завод «Электросила» за короткий срок достиг уровня передовых фирм мира по турбо- и гидрогенераторостроению. За годы работы главным конструктором и главным инженером завода А. Е. Алексеев вложил исключительно много труда и энергии в организацию конструкторской службы, внедрение в практику новейших методов проектирования машин, разработку новых конструкций и воспитал плеяду талантливых советских инженеров.

При участии А. Е. Алексеева в 20—30 годы были приняты принципиальные решения, определившие на много лет вперед развитие и прогрессивные направ-



ления отечественного электромашиностроения.

С 1933 г. А. Е. Алексеев заведует кафедрой электрических машин ЛПИИЖТ, совмещая преподавательскую деятельность с инженерной. Он продолжает участвовать в работах завода «Электросила», а позднее Новочеркасского элек-

тровоостроительного завода и харьковского завода «Электротяжмаш» им. В. И. Ленина.

А. Е. Алексеев — автор более 50 научных трудов, в том числе таких учебников, как «Турбогенераторы» (совместно с М. П. Костенко) и «Конструкция электрических машин».

Александра Емельяновича отличают редкое трудолюбие, умение организовать научную работу и создать в коллективе настроение творческого энтузиазма, высокая принципиальность и доброжелательность. Эти качества наряду с высокой эрудицией и творческим талантом инженера-ученого помогают А. Е. Алексееву всю его долгую трудовую жизнь находиться в ряду борцов за технический прогресс.

Инженерная, научная и педагогическая деятельность Александра Емельяновича Алексеева высоко оценена Советским правительством: он награжден орденами Ленина, Трудового Красного Знамени, «Знак Почета» и медалями; ему дважды присуждена Государственная премия СССР.

От всей души поздравляем Александра Емельяновича с 80-летием, желаем ему здоровья и долгих лет жизни, наполненных радостью творческого труда.

*Группа товарищей*



**ПРОФЕССОР А. И. МОСКВИТИН**

(К 70-летию со дня рождения)

Анатолий Иванович Москвитин является известным специалистом в области электрических машин. Сын сельского учителя, он прошел славный трудовой путь от помощника заводского механика до профессора, доктора технических наук.

Научная деятельность А. И. Москвитина началась в 1927 г., когда он, еще будучи студентом Московского высшего технического училища, совмещал учебу с работой в качестве научного сотрудника Всесоюзного электротехнического института им. В. И. Ленина. За глубокие теоретические и экспериментальные исследования А. И. Москвитину было присуждено (без защиты диссертации) звание кандидата технических наук.

С 1944 г. А. И. Москвитин работает в Энергетическом институте им. Г. М. Кржижановского. Здесь в 1947 г. он успешно защитил докторскую диссертацию. Одновременно он ведет большую педагогическую работу и в 1948 г. ему присуждается звание профессора.

В 1950 г. А. И. Москвитин назначается заведующим лабораторией электромеханики имени академика Шенфера (ныне лаборатория промышленной электроэнергетики) Энергетического института им. Г. М. Кржижановского.

А. И. Москвитин известен своими работами по общим вопросам электриче-



ских машин. Его исследования в области динамики электромагнитных механизмов нашли отражение в монографии «Электрические машины возвратно-поступательного движения», изданной в СССР и за рубежом.

А. И. Москвитин провел большие работы по физике скользящего контакта, коммутации и круговому огню, опубликовав по этим вопросам несколько ста-

тей и монографию «Вращающиеся преобразователи».

В период 1952—1960 гг. А. И. Москвитин руководил работами по непосредственному охлаждению электрических машин и опубликовал ряд статей и монографию «Непосредственное охлаждение электрических машин». Результаты этих работ используются на заводах «Электросила», «Электротяжмаш», в вузах и в других организациях.

С 1960 г. под руководством А. И. Москвитина проводятся большие исследования по применению полупроводниковых устройств для создания бесконтактных машин, имеющих целью повышение надежности и простоты эксплуатации. В последние годы в лаборатории, руководимой А. И. Москвитиным, успешно ведутся работы по применению сверхпроводимости в электроэнергетике.

Он является автором более 60 трудов и 34 изобретений.

А. И. Москвитин подготовил 16 кандидатов и 8 докторов технических наук, работающих в различных областях энергетики.

За свою плодотворную деятельность А. И. Москвитин награжден орденом Трудового Красного Знамени и медалями.

*Группа товарищей***ВАСИЛИЙ ВЛАДИМИРОВИЧ АФАНАСЬЕВ**

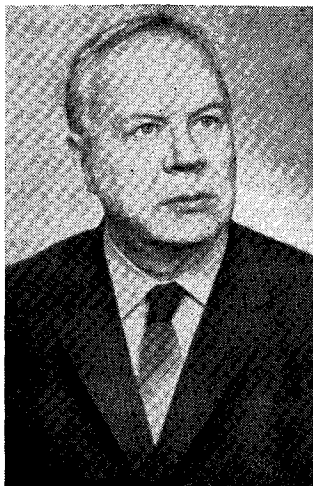
(К 60-летию со дня рождения)

30 января 1972 г. исполняется 60 лет со дня рождения и 40 лет инженерной и научно-педагогической деятельности профессору Василию Владимировичу Афанасьеву, лауреату Ленинской премии, одному из крупнейших советских специалистов в области высоковольтного электроаппаратостроения.

Свою трудовую деятельность Василий Владимирович начал в 1930 г. конструктором на ленинградском заводе «Электроаппарат», где проработал 28 лет, занимая последовательно должности конструктора, инженера-конструктора, начальника СКБ и главного инженера завода. Работу на заводе Василий Владимирович совмещал с учебой во Всесоюзном заочном индустриальном институте, который окончил в 1938 г.

С 1957 по 1965 г. Василий Владимирович работал начальником управления электротехнической промышленности Ленинградского Совнархоза.

Свою педагогическую деятельность Василий Владимирович начал в 1946 г. сначала в Ленинградском электромеханическом техникуме, а затем в Ленинградском политехническом институте, где читал курс «Электрические аппараты высокого напряжения». В 1965 г. Василий Владимирович полностью переходит на научно-педагогическую деятельность в Ленинградский политехнический институт им. М. И. Калинина, где работает и сейчас заведующим кафедрой «Электрические аппараты».



За время трудовой деятельности Василием Владимировичем разработан целый ряд новых аппаратов высокого напряжения, получивших большое распространение в наших энергосистемах. За разработку и освоение серийного производства высоковольтной аппаратуры на 400 кВ для линии электропередачи Куйбышев—Москва Василию Владимировичу в 1962 г. была присуждена Ленинская премия.

Василий Владимирович всегда уделял много внимания расширению экспериментальной и исследовательской базы высоковольтного электроаппаратостроения, а также развитию производственных возможностей электроаппаратостроительных заводов.

Василий Владимирович всегда стремится передать свои знания товарищам по работе и проявляет внимание и заботу по отношению к окружающим, за что пользуется заслуженным уважением и любовью.

В. В. Афанасьеву принадлежит свыше 50 опубликованных печатных работ, в том числе ряд больших монографий, а также 8 изобретений. Работы Василия Владимировича пользуются большой популярностью у специалистов в области аппаратостроения.

Василий Владимирович является членом редколлегии журналов «Электричество», «Электротехническая промышленность» и председателем секции «Электрические аппараты» Научно-технического общества энергетики и электротехнической промышленности.

В. В. Афанасьев награжден Орденом Ленина, орденом Отечественной войны, двумя орденами Красной Звезды и рядом боевых и трудовых медалей.

Поздравляя Василия Владимировича с днем рождения, желаем ему хорошего здоровья и дальнейших творческих успехов.

*Группа товарищей*

## АЛЕКСАНДР ВАСИЛЬЕВИЧ ФАТЕЕВ

На 74-м году жизни скоропостижно скончался Александр Васильевич Фатеев, доктор технических наук, профессор, Заслуженный деятель науки и техники РСФСР, председатель Головного совета по приборостроению МВ и ССО РСФСР, заведующий кафедрой автоматики и телемеханики Ленинградского ордена Ленина электротехнического института им. В. И. Ульянова (Ленина).

А. В. Фатеев родился в 1897 г. в Петербурге. После окончания реального училища в 1916 г. он поступил в электротехнический институт. В годы гражданской войны А. В. Фатеев был в рядах Красной Армии. После окончания института в 1924 г. он был оставлен для преподавательской работы в ЛЭТИ и с тех пор не прерывал здесь педагогической и научной деятельности.

В 1938 г. за научные работы, результаты которых были опубликованы в печати, А. В. Фатееву были присвоены ученая степень кандидата технических наук и ученое звание доцента.

В годы Великой Отечественной войны А. В. Фатеев оставался в осажденном Ленинграде и руководил работами по электрооборудованию военных кораблей Балтийского флота. В этот же период он исполнял обязанности заведующего кафедрой электрооборудования промышленных предприятий.

С 1945 г. А. В. Фатеев возглавлял кафедру автоматики и телемеханики, которая под его руководством выросла в крупный коллектив, широко известный как в нашей стране, так и за ее пределами.

Научные исследования А. В. Фатеева охватывают две области, в каждую из которых он внес свой существенный вклад, — электропривод и автоматику.

Отечественным и зарубежным специалистам А. В. Фатеев известен как крупный ученый в области теории и практики электропривода, своими трудами способствовавший становлению и разви-



тию отечественной школы электропривода.

В конце 40-х годов научные интересы А. В. Фатеева сосредоточиваются на проблемах новой, развивающейся науки — автоматике, на одном из ее важных разделов — теории автоматического регулирования. В 1953 г. он защитил докторскую диссертацию, в которой получил существенное развитие один из наиболее перспективных методов анализа и синтеза систем автоматического регулирования — частотный метод. В своих последующих работах А. В. Фатеев применил частотные методы к проектированию автоматических систем различного назначения, внедрению этих методов в инженерную практику. Одновременно А. В. Фатеев проводит научно-исследовательскую работу, связанную с практическими запросами различных промышленных предприятий, НИИ и КБ. Он был научным руководителем и непосредственным участником многочисленных работ, имеющих важное народно-хозяйственное значение

Особенно велики заслуги А. В. Фатеева в организации высшего электротехнического образования в стране, в деле подготовки специалистов-электротехников по электроприводу и автоматике. Под его руководством воспитано несколько поколений инженеров, которые ныне развивают созданные им научные направления. Прекрасный педагог и хороший методист, А. В. Фатеев является автором многих учебников и учебных пособий по теории электропривода, одного из первых учебных пособий по теории автоматического регулирования и первого отечественного сборника примеров и задач по теории автоматического регулирования.

На протяжении многих лет А. В. Фатеев проводил большую научно-организационную работу. Он был членом Пленума Высшей Аттестационной Комиссии МВ и ССО СССР, членом ряда методических комиссий МВ и ССО РСФСР, председателем Головного совета по приборостроению МВ и ССО РСФСР, членом Ученых советов ЛЭТИ, а также ряда НИИ и КБ.

А. В. Фатеев неоднократно избирался депутатом Ленинградского городского Совета депутатов трудящихся.

Большая и плодотворная деятельность профессора А. В. Фатеева была высоко оценена правительством. Он был награжден орденами Ленина, Трудового Красного Знамени, медалями.

Александр Васильевич Фатеев отличался исключительной скромностью и деликатностью во взаимоотношениях с людьми, щедрой отзывчивостью и душевной теплотой, готовностью всегда прийти на помощь своим товарищам. Это снискало ему уважение и большую любовь всех, кому довелось с ним общаться.

Светлая память об Александре Васильевиче Фатееве навсегда сохранится в сердцах всех знавших его.

*Группа товарищей*

## ГЕННАДИЙ ВИКТОРОВИЧ МИХНЕВИЧ

21 сентября 1971 г. скоропостижно скончался директор Энергетического института им. Г. М. Кржижановского, доктор технических наук Геннадий Викторович Михневич.

Советская наука потеряла видного ученого, крупного специалиста в области электроэнергетики.

Необычайное трудолюбие, высокая принципиальность, целеустремленность, глубокое чувство ответственности и высокие человеческие качества — вот что характеризовало Г. В. Михневича на всех этапах его жизненного пути.

Г. В. Михневич родился 9 сентября 1917 г. в г. Калинин. В 1941 г. после окончания электромеханического факультета Московского горного института Г. В. Михневич был призван в Советскую армию. Участвовал в боях на Украинском и Белорусском фронтах.



В 1944 г. вступил в ряды Коммунистической партии.

С 1945 г. и до последнего дня своей жизни Г. В. Михневич работал в Энергетическом институте им. Г. М. Кржижановского. Свою научно-техническую деятельность Г. В. Михневич начал младшим научным сотрудником. В 1952 г. после защиты кандидатской диссертации он был назначен ученым секретарем института. В 1954—1961 гг. Г. В. Михневич работал старшим научным сотрудником, с 1962 г. — заместителем директора, а в 1971 г. — директором Энергетического института им. Г. М. Кржижановского.

Успешно совмещая большую научную работу и организаторскую деятельность, Г. В. Михневич в 1964 г. защитил докторскую диссертацию.

Он был одним из ведущих ученых в



области теории автоматического регулирования энергетических систем. Г. В. Михневич впервые выполнен анализ структурных свойств систем автоматического регулирования синхронных машин, работающих в сложных энергосистемах, предложена новая структурная схема, позволяющая проводить исследование при регулировании возбуждения синхронных машин в функции любых режимных параметров и их производных.

Г. В. Михневичем был предложен и разработан метод синтеза рациональной структуры систем автоматического регулирования. Он показал, что в сложных энергосистемах автономное регулирование возбуждения в функции производных для каждой синхронной машины позволяет достигнуть оптимального результата. Вышедшая в 1964 г. монография «Синтез структуры системы автоматиче-

ского регулирования возбуждения синхронных машин» является одной из основополагающих работ не только в СССР, но и за рубежом.

Большое значение имеют работы Г. В. Михневича в области автоматического регулирования новых статических компенсирующих устройств с управляемыми реакторами. Предложенные им принципы регулирования управляемых реакторов позволяют обеспечить существенное повышение устойчивости дальних электропередач.

В последние годы жизни Г. В. Михневич много сил и труда отдал новой актуальной проблеме — созданию сверхпроводящих линий электропередач. Под руководством Г. В. Михневича при его непосредственном участии впервые в Советском Союзе создана физическая модель сверхпроводящей линии.

Г. В. Михневич сочетал большую научно-исследовательскую работу с организаторской. В течение 9 лет он руководил электроэнергетическим отделом Энергетического института им. Г. М. Кржижановского и вложил много сил и энергии в решение важнейших проблем электроэнергетики.

Г. В. Михневич был стойким и принципиальным коммунистом. Он избирался секретарем и членом партийного бюро института, членом пленума РК КПСС.

За трудовые и боевые заслуги Г. В. Михневич награжден Орденом Ленина и медалями.

Все, знавшие Геннадия Викторовича Михневича, навсегда сохраняют светлую память об этом талантливом, трудолюбивом и принципиальном ученом, чутком товарище и замечательном человеке.

*Группа товарищей*

## Библиография

УДК 621.3(03)

### ЭНЕРГЕТИЧЕСКИЙ ТЕРМИНОЛОГИЧЕСКИЙ СЛОВАРЬ НА СЕМИ ЯЗЫКАХ

(Основные понятия энергетики)

Постоянной комиссией СЭВ по электроэнергетике разработан Энергетический терминологический словарь, который рекомендован к применению в странах, являющихся членами СЭВ.

В словаре систематизированы основные термины, употребляемые в энергетике, и даны их определения. Использование словаря при составлении документации и разработке научных материалов в области энергетики будет способствовать установлению единства и четкости в системе применяемых научно-технических терминов.

Словарь в составе первой очереди имеет 16 нижеследующих разделов.

#### I. ЭЛЕКТРОЭНЕРГЕТИКА

Раздел I/1 — Энергетические системы

- » I/2 — Электрическая часть станций и подстанций
- » I/3 — Электрические сети
- » I/4 — Релейная защита
- » I/5 — Телемеханизация и связь в энергосистемах
- » I/6 — Автоматизация в энергетических системах

#### II. ТЕПЛОЭНЕРГЕТИКА

Раздел II/1 — Топливо, применяемое на тепловых электростанциях

Раздел II/2 — Топливное хозяйство и приготовление топлива на тепловых электростанциях

- » II/3 — Котельные установки тепловых электростанций
- » II/4 — Паротурбинные установки тепловых электростанций
- » II/5 — Системы централизованного теплоснабжения
- » II/6 — Золоулавливание и золоудаление на тепловых электростанциях
- » II/7 — Системы водоснабжения тепловых электростанций
- » II/8 — Водоподготовка и водный режим тепловых электростанций.

#### III. ГИДРОЭНЕРГЕТИКА

Раздел III/1 — Гидроэнергетика

- » III/2 — Гидротехника.

В составлении словаря принимали участие основные энергетические организации и ведущие специалисты энергетики участвующих стран.

Словарь издается в ГДР на русском, болгарском, венгерском, немецком, польском, румынском и чешском языках, а разделы теплоэнергетики — также на сербо-хорватском языке.

Словарь будет полезен всем специалистам по проектированию, строительству и эксплуатации энергетических установок.

#### РЕДАКЦИОННАЯ КОЛЛЕГИЯ:

В. В. Афанасьев, А. И. Бертинов, В. Г. Бирюков, В. А. Веников, И. С. Ефремов, Л. А. Жекулин,  
Д. Г. Жимерин, А. М. Залесский, П. М. Ипатов, М. П. Костенко, Л. Г. Мамиконянц (зам. главного редактора), Л. Р. Нейман,  
И. И. Петров, С. И. Рабинович, Д. В. Разевиг (главный редактор), А. М. Федосеев, М. Г. Чиликин, А. С. Шаталов.

Адрес редакции: Москва, Б. Черкасский пер., 2/10. Телефон 294-24-80

Почтовый адрес: Москва, Главный почтамт, абонентный ящик № 648.

Адрес для телеграмм: МОСКВА, ЭЛЕКТРИЧЕСТВО

Сдано в набор 18/XI 1971 г.

Формат бумаги 60×90<sup>1</sup>/<sub>8</sub>

Тираж 10 271 экз.

Подписано к печати 5/1 1972 г.

Усл. печ. л. 12

Цена 80 коп.

T-01505

Уч.-изд. л. 14,96

Зак. 451

Московская типография № 10 Главполиграфпрома Комитета по печати при Совете Министров СССР, Шлязовая наб., 10.

## Уважаемый читатель

Публикуем перечень книг из плана издательства «Энергия» на 1972 г., которые рекомендуются читателям (начало на стр. 72).

Розбери Ф. Справочник по вакуумной технике и технологии. Пер. с англ. 60 л.

Справочник по полупроводниковым диодам и транзисторам. Изд. 3-е, перераб. 47 л. — Авт.: Горюнов Н. Н., Клейман А. Ю., Комков Н. Н. и др.

Электротехнический справочник. В 2-х томах. Том 2. Под общ. ред. профессоров МЭИ. Изд. 4-е. 100 л.

### ОБЩИЕ ВОПРОСЫ

Барсуков Ф. И. Элементы и устройства радиотелеметрических систем. 14 л.

Батраков А. С. Квантовые приборы. 13 л.

Веников В. А., Зуев Э. Н., Околотин В. С. Сверхпроводники в энергетике. 6 л.

Воробьев Л. М., Воробьева Т. М. Нелинейные преобразования в прокладных вариационных задачах. 16 л.

Говорков В. А. Ускоренные числовые расчеты сложных электрических цепей. 6 л.

Джакония В. Е. Запись телевизионных изображений. 11 л.

Зевиг Р. Новые технологические процессы в точном приборостроении. Пер. с нем. 27 л.

Зи С. М. Физика полупроводниковых приборов. Пер. с англ. 58 л.

Казанский Е. В., Фин В. А. Чувствительность по запуску функциональных элементов на транзисторах. 12 л.

Кияницяна М. С., Попова В. Ф. Потери в ферромагнитных конструкциях мощных токопроводов. 11 л.

Крупинин И. Т., Белкин А. И. Радиоприемники на транзисторах. 15 л.

Левинштейн М. Л. Операционное исчисление в электротехнике. Изд. 2-е. 24 л.

Лукес Ю. Х. Схемы на полупроводниковых диодах. Пер. с нем. 22 л.

Мановцев А. П. Основы теории радиотелеметрии. 30 л.

Мирский Г. Я. Аппаратурное определение характеристик случайных процессов. Изд. 2-е, перераб. 23 л.

Мэддок Р. Эквивалентные схемы в электронике. Пер. с англ. 25 л.

Николаенко Н. С. Синтез конверторных RC-фильтров. 11 л.

Перцов С. В., Шуцкой К. А. Входные цепи радиоприемников. 15 л.

Полковский И. М. Стабилизация параметров транзисторных усилителей аналоговых сигналов. Изд. 2-е. 17 л.

Пролыгин А. П., Рабинович А. А. Электрооборудование подвижного состава городского электрифицированного транспорта. 22 л.

Пьезополупроводниковые преобразователи и их применение. 9 л. — Авт.: Морозов А. И., Проклов В. В., Станковский Б. А., Гинкис А. Д.

Цукерман И. И. Преобразование электронных изображений. 16 л.

Эпштейн С. Л. Измерение характеристик конденсаторов. Изд. 2-е. 16 л.

### ЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ МАШИНЫ И ТРАНСФОРМАТОРЫ

Глебов И. А., Логинов С. И. Системы возбуждения и регулирования синхронных двигателей. 16 л.

Каасик П. Б., Несговорова Е. Д., Борисов А. П. Расчет управляемых короткозамкнутых микродвигателей. 13 л.

Копылов И. П. Электромеханические преобразователи энергии. 28 л.

Лазерою Ф. и Бикар Н. Шум в электрических машинах и трансформаторах. Пер. с рум. 20 л.

Магнитопроводы силовых трансформаторов. 15 л. (Серия «Трансформаторы») — Авт.: Майорец А. И., Пшеничный Г. И., Чечелюк Я. З. и др.

Маршак Е. Л., Уманцев Р. Б. Ремонт электрических машин общепромышленного применения. 19 л.

Михайленко З. П. и Плетнев А. И. Нагрузочная способность шахтных взрывобезопасных трансформаторов. 6 л. (Серия «Трансформаторы»).

Паластин Л. М. Электрические машины автономных источников питания. 28 л.

Производство литых чугунных деталей электродвигателей. 9 л. (серия «Технология электромашиностроения»). — Авт.: Комиссаров В. А., Смородина Э. С., Любарский М. А. и др.

### ЭЛЕКТРОПРИВОД

Автоматизированные электроприводы с широтно-импульсными преобразователями. 6 л. — Авт.: Гольц М. Е., Гудзенко А. Б., Остреров В. М., Шпиглер Л. А.

Барский В. А. Раздельное управление реверсивными тиристорными преобразователями. 6,5 л.

Динамические свойства релейных и импульсных следящих электроприводов. 13 л. — Авт.: Бальбух В. В., Панкратьев Л. Д., Полковников В. А. и др.

Загорский А. В., Золотов М. Б. Электрический привод переменного тока повышенной частоты с автономным электроснабжением. 11 л.

Климов В. П. Тиристорный электропривод с исполнительным двигателем последовательного возбуждения. 6 л.

Ключев В. И. Организация динамических нагрузок электропривода. 17 л.

Морговский Н. Я., Рубашкин И. Б., Гольдин Я. Г. Взаимосвязанные системы электропривода. 12 л.

Онищенко Г. Б., Юньков М. Г. Электропривод турбомеханизмов. 16 л.

Соколов М. М., Аракелян А. К. Асинхронный электропривод с электрогидравлическим толкателем. 9 л.

Соколов М. М., Данилов П. Е. Асинхронный электропривод с импульсным управлением в цепи выпрямленного тока ротора. 6 л.

Тиристорный следящий привод. 7,5 л. — Авт.: Лебедев А. М., Найдис В. А., Орлова Р. Т. и др.

Тун А. Я. Наладка и эксплуатация контактно-релейной аппаратуры электроприводов. 9 л.

Шибанов В. А., Павлов А. И., Чернышов В. М. Электропривод с глубоким регулированием скорости. 6 л.

Шикуть Э. В., Крайцберг М. И., Фукс П. А. Импульсный регулируемый электропривод с фазными электродвигателями. 9 л.

Шубенко В. А., Браславский И. Я. Асинхронный тиристорный электропривод. 12 л.

Фишбеин В. Г. Расчет систем подчиненного регулирования электропривода постоянного тока. 7 л.

### АВТОМАТИКА И ТЕЛЕМЕХАНИКА

Агрегатное построение дискретных струйно-мембранных систем. 6,5 л. — Авт.: Берендс Т. К., Ефремова Т. К., Искра И. Р. и др.

Александровский Н. М., Егоров С. В., Кузин Р. Е. Адаптивные системы автоматического управления сложными технологическими процессами. 17 л.

Бутковский А. Г., Черкашин А. Ю. Оптимальное управление электромеханическими устройствами постоянного тока. 7 л.

Дубровский А. Х. Устройства электрической части систем автоматизации. 16 л.

Дудников Е. Г., Левин А. А. Автоматизированные системы управления непрерывными технологическими процессами и производствами. 11 л.

Захаров В. Н., Поспелов Д. А., Хазанский В. Е. Системы управления задания. Проектирование. Реализация. 30 л.

Литвинов А. П., Федоров С. М. Основы динамики дискретных систем управления. Изд. 2-е. 25 л.

Метод оптимизации автоматических систем. Под ред. Я. З. Цыпкина. 22 л.

Митюшкин К. Г. Расчет и анализ магнитных гистерезисных элементов телемеханических устройств. 12 л.

Новоселов Б. В. Проектирование квазиоптимальных следящих систем комбинированного регулирования. 11 л.

Растрегин Л. А., Сытенко Л. В. Многоканальные статистические оптимизаторы. 11 л.

Смельников Л. П., Бычков Ю. А. Расчет куочно-линейных систем. 9 л.

Топфер Г., Шрепель Д., Шварц А. Система пневматических элементов релейной защиты. Пер. с нем. 5 л.



# СОДЕРЖАНИЕ

А. И. Бертинов и М. С. Колосков — Волновой электродвигатель с «расщепленным» магнитным потоком фазы	1	Г. С. Белкин — Методика расчета величины эрозии силовых контактов при воздействии электрической дуги	61
П. Ф. Гогичайшвили, А. В. Мясников и М. В. Преображенская — Надежность коммутационной аппаратуры упрощенных подстанций 110 кВ	5	В. С. Попов и Э. И. Шутеев — Отрицательные сопротивления	65
В. В. Домбровский и С. В. Смоловик — Приближенный учет насыщения магнитной цепи генератора при расчетах устойчивости параллельной работы	9	В. В. Михайлов и Б. А. Коробейников — Импульсный фезочувствительный орган с угловой коррекцией характеристик	69
В. М. Кискачи — Схемы подключения защиты и сигнализации однофазных замыканий при параллельных кабелях	13	СООБЩЕНИЯ	
Э. В. Подгорный и А. В. Богдан — Токовые интегральные характеристики трансформаторов тока в переходных режимах	18	В. Н. Шоффа и Ю. С. Коробков — Электромагнитные силы взаимодействия магнитных контактов ферридов с внутренней памятью при отпуске	73
А. И. Ступель, Ю. Н. Львов и Л. С. Левина — Моделирование на ЦВМ частотных характеристик линии при расчете переходных процессов волновым методом	25	В. В. Дружинин и Л. К. Куренных — О зависимости удельных потерь электротехнической стали от амплитуды магнитной индукции	75
Лай Тхэ Хуэн — Способ повышения помехоустойчивости высокочастотных каналов по линиям электропередачи	28	О. В. Бабак и В. Е. Филиппов — Расчетные соотношения для магнитного модулятора при одновременном намагничивании сердечников двумя полями, отличающимися по частоте	77
С. В. Страхов и В. Т. Трубачев — Динамика автономной электроэнергетической системы с гидромеханическим приводом постоянной скорости	34	М. И. Михайлов и Л. Д. Разумов — Статистические данные об условиях сближения междугородных кабелей с линиями электропередачи	79
Е. Г. Александров, С. Б. Клейбанов, О. Б. Суслова, Ф. А. Мамедов и В. Ю. Резниченко — Оптимальное по нагреву управление асинхронным короткозамкнутым двигателем при частотном пуске	37	ДИСКУССИИ	
М. А. Аблаев, М. А. Дубровин и А. В. Севрюгов — Анализ режимов мостового преобразователя с насыщающимися дросселями	40	К методике выбора расщепленных проводов линий сверхвысокого напряжения — Т. В. Лисочкина. Ответ автора. Оптимальные исполнения силовых двухобмоточных трансформаторов и схемы крупных понижающих подстанций 110 кВ — А. Б. Крикунчик; М. И. Хесин, Ю. А. Караваев; А. А. Ермилов; Ю. М. Захаров. Ответ авторов	80
В. Н. Остапенко и В. В. Лукович — О методе расчета электрохимической защиты от коррозии трубопроводов конечной длины	45	ХРОНИКА	
Г. А. Сипайлов и А. В. Лоос — О применении ударных генераторов для физических исследований	52	История электротехники на XIII Международном конгрессе по истории наук. Профессор Н. Н. Щедрин. Александр Емельянович Алексеев. Профессор А. И. Москвитин. Василий Владимирович Афанасьев. [Александр Васильевич Фатеев].	
В. Н. Большаков — Разряд индуктивного накопителя энергии для получения импульса с коротким фронтом	56	[Геппадий Викторович Михневич]	89



## CONTENTS

A Wave Motor with Split Phase Magnetic Flux — A. I. Bertinov, M. S. Koloskov	1	A Method for Designing Electrochemical Anticorrosive Protection of Finite Length Pipes — V. N. Ostapenko, V. V. Lukovich	45
The Reliability of Switchgear for Simplified 110 kV Substations — P. F. Gogichaishvili, A. V. Miasnikov, M. V. Preobradjenskaya	5	Application of Surge Generators for Physical Research — G. A. Sipailov, A. V. Loos	52
Approximate Account of Saturation in the Generator Magnetic Circuit for Stability Calculations — V. V. Dombrovski, S. V. Smolovik	9	Discharge of an Inductive Energy Store for Obtaining a Short Front Pulse — V. N. Bolshakov	56
Circuits for Single-Line-to-Ground Fault Protection and Signalling for Parallel Cables — V. M. Kiskatchi	13	A Method of Calculating the Erosion of Power Contacts for Arcing Conditions — G. S. Belkin	61
Integral Current Transformer Characteristics for Transient Conditions — E. V. Podgorny, A. V. Bogdan	18	Negative Resistances — V. S. Popov, E. I. Shuteyev	65
Digital Computer Simulation of Transmission Line Frequency Characteristics for Calculating Transients by a Travelling Wave Method — A. I. Stupel, U. N. Lvov, L. S. Levina	25	A Phase-Sensitive Impulse Element with Angular Correction of Characteristics — V. V. Michailov, B. A. Korobeinikov	69
A Method for Improving the Noiseproofness of Transmission Line Carrier Channels — Lai Tkhey Huen	28	REPORTS	
The Dynamic of an Independent Power System with a Constant Speed Hydromechanical Drive — S. V. Strakhov, V. T. Trubachev	34	Electromagnetic Forces of Interaction Between the Magnetic Contacts of Ferrites and Internal Memory During Release — V. N. Shoffa, U. S. Korobkov	73
Optimum Control From the Heating Standpoint of a Squirrel-cage Induction Motor with Frequency Starting — E. G. Alexandrov, S. B. Kleibanov, O. B. Suslova, F. A. Mamedov, V. U. Resnichenko	37	How the Specific Losses of Electrical Steel Depend on the Amplitude of the Magnetic Induction — V. V. Drudjinin, L. K. Kurennikh	75
Analysis of the Performance of a Bridge Type Converter with Saturable Reactors — M. A. Ablaeu, M. A. Dubrovinn, A. V. Sevriugov	40	Formulas for a Magnetic Modulator with Simultaneous Magnetization of its Cores by Two Fields of Different Frequency — O. V. Babak, V. E. Philippov	77
		Statistical Data on How Near Trunk Line Cables Can be Laid From Transmission Lines — M. I. Michailov, L. D. Razumov	79
		DISCUSSION	80
		CHRONICLE	89



УДК 621.313.17

**Волновой электродвигатель с «расщепленным» магнитным потоком фазы**

Бертинов А. И., Колосков М. С.  
«Электричество», 1972, № 1

На основе классической теории электрических машин рассматриваются рабочие процессы волнового электродвигателя с «расщепленным» магнитным потоком фазы, который отличается повышенным быстродействием.

Определена индукция магнитного поля в рабочем зазоре при общепринятых допущениях, получено выражение электромагнитного момента с учетом высших гармоник н. с. Илл. 3. Библ. 4.

УДК 621.311.4-621.3.019.3

**Надежность коммутационной аппаратуры упрощенных подстанций 110 кВ**

Гогичайшвили П. Ф., Мясников А. В.,  
Преображенская М. В.  
«Электричество», 1972, № 1

Получены зависимости параметра потока отказов от длительности эксплуатации, что позволяет объективно оценить надежность работы отделителей и короткозамыкателей 110 кВ. Показано, что период приработки аппаратов составляет 4—5 лет. Установлено, что распределение времени безотказной работы может быть описано законом Релея. Распределение времени восстановления может быть описано гамма-распределением. Показаны основные причины повреждений и отказов, определены доли различных исходов и средние длительности ликвидации повреждений. Табл. 6. Илл. 2. Библ. 4.

УДК 621.313.322:538.26+621.3.016.32

**Приближенный учет насыщения магнитной цепи генератора при расчетах устойчивости параллельной работы**

Домбровский В. В., Смоловик С. В.  
«Электричество», 1972, № 1

Изложен упрощенный метод учета насыщения магнитной цепи синхронных явнополюсных машин при расчетах различных режимов в рамках линеаризованной теории. Приводится описание алгоритма и блок-схема программы для расчета переходных процессов при коротких замыканиях. Сопоставлены результаты расчетов электромеханических переходных процессов при учете насыщения стали и пренебрежении таковым. Оценивается влияние насыщения стали на предел динамической устойчивости параллельной работы капсульного гидрогенератора. Табл. 2. Илл. 4. Библ. 3.

УДК 621.316.925.2:621.3.064.1

**Схемы подключения защиты и сигнализации однофазных замыканий при параллельных кабелях**

Кискачи В. М.  
«Электричество», 1972, № 1

Рассматриваются схемы соединения вторичных обмоток трансформаторов тока нулевой последовательности ТТНП и подключения к ним устройства защиты или сигнализации однофазных замыканий в компенсированных сетях и в сетях с изолированной нейтралью при нескольких параллельных кабелях защищаемого присоединения. Приводятся выражения, с помощью которых определяются оптимальные схемы соединения ТТНП и производится выбор уставок устройств защиты и сигнализации. Приводятся расчетные и экспериментальные данные по определению оптимальных схем соединения ТТНП и выбору уставок указанных устройств на присоединениях, имеющих до двенадцати параллельных кабелей, для двух случаев: входное сопротивление устройства равно сопротивлению ветви намагничивания одного ТТНП; входные сопротивления устройства на различных частотах (устройство УСЗ-2/2) не превышают сопротивления ветви намагничивания одного ТТНП. Табл. 1. Илл. 3.

УДК 621.314.224:621.3.018.782.3

**Токовые интегральные характеристики трансформаторов тока в переходных режимах**

Подгорный Э. В., Богдан А. В.  
«Электричество», 1972, № 1

Рассчитываются интегральные характеристики (апериодическая составляющая, среднее по модулю значение, действующее значение,  $i_{\Sigma}$ -гармоническая) вторичного тока трансформаторов тока с учетом возможного насыщения их магнитопроводов апериодическими составляющими переходных токов. На аналоговых вычислительных машинах проанализирована зависимость минимального действующего значения вторичного тока от параметров переходного процесса и по результатам расчета построены типовые кривые для расчета наибольших токовых погрешностей. Показано, что изменение интегральных характеристик вторичного тока трансформатора тока во времени можно описать формулами, включающими экспоненциальные функции.

Рассчитаны минимальные коэффициенты смещения вторичного тока, при которых еще допустимо торможение дифференциальных реле апериодическими составляющими, а на основании сравнения токов и потоков идеального трансформатора тока обоснована целесообразность торможения реле апериодической составляющей тока включения силового трансформатора. Приводится пример расчета интегральных характеристик. Табл. 6. Илл. 8. Библ. 5.

УДК 621.315.1.018.782.3

**Моделирование на ЦВМ частотных характеристик линии при расчете переходных процессов волновым методом**

Ступель А. И., Львов Ю. Н., Левина Л. С.  
«Электричество», 1972, № 1

Предлагается метод эквивалентирования частотных характеристик каналов линии: передаточной функции и волнового сопротивления. Получена модель линии передач, которая может быть использована для расчета переходных электромагнитных процессов волновым методом. Табл. 1. Илл. 4. Библ. 11.

УДК 62-57:621.343.333

**Оптимальное по нагреву управление асинхронным короткозамкнутым двигателем при частотном пуске**

Александров Е. Г., Клейбанов С. Б.,  
Суслова О. Б., Мамедов Ф. А.,  
Резниченко В. Ю.  
«Электричество», 1972, № 1

Рассматриваются вопросы оптимизации пуска асинхронного короткозамкнутого двигателя при частотном управлении. Представлены блок-схемы узлов устройства оптимизации КАС-2. Приведены осциллограммы управляющих воздействий, скорости и тока ротора до и после оптимизации. Илл. 2. Библ. 4.

УДК 621.391.82:621.315.1

**Способ повышения помехоустойчивости высокочастотных каналов по линиям электропередачи**

Лай Тхэ Хуэн  
«Электричество», 1972, № 1

Рассматривается способ повышения помехоустойчивости высокочастотных каналов по линиям электропередачи. Идея повышения помехоустойчивости заключается в том, что кодированные импульсы, передаваемые в моменты минимальной интенсивности помех и после кодирования всплеска помех, не совпадают с фронтом посылки. При этом во всех системах передачи применяется метод синхронизации между кодированным синхронизационным импульсом и всплеском помех.

Для оценки различных видов сигналов в отношении уменьшения вероятности ошибки необходимо исходить из равенств средних энергий сигналов в сравниваемых системах. На основе этого осуществлено исследование помехоустойчивости различных видов манипуляции и приема. Илл. 6. Библ. 8.

**О методе расчета электрохимической защиты от коррозии трубопроводов конечной длины**

Остапенко В. Н., Луконич В. В.  
«Электричество», 1972, № 1

Рассматриваются методы расчета электродренажной защиты от коррозии трубопроводов конечной длины.

Статья делится на шесть разделов. В первых трех строятся функции влияния для одиночного трубопровода, расположенного в неограниченном слое грунта. Решение этой задачи сводится к системе алгебраических уравнений, которую предлагается решить методом последовательных приближений.

Затем составляются интегральные уравнения относительно функций влияния для трубопровода, находящегося на глубине под поверхностью грунта. Решение этих интегральных уравнений сведено к системе линейных алгебраических уравнений.

Строится система интегральных уравнений для нахождения функций влияния в случае, когда трубопровод конечной длины параллелен электрифицированной железной дороге. Показывается, каким образом, решается задача дренажной защиты с использованием функций влияния.

В последнем разделе рассматривается трубопровод, состоящий из двух соединенных под углом отрезков. Составляются интегральные уравнения для определения функций влияния для такого трубопровода.

Методы, изложенные в статье, могут быть применены к расчету катодной и дренажной защиты для сети трубопроводов сложной конфигурации, однако это возможно только с использованием современной вычислительной техники.

Приводятся примеры решения некоторых задач изложенным методом на ЦВМ. Илл. 4. Библ. 12.

УДК 621.313.322:620.91

**О применении ударных генераторов для физических исследований**

Силайлов Г. А., Лоос А. В.  
«Электричество», 1972, № 1

Дано сравнение различных способов накопления энергии и передачи ее в нагрузку. Показано, что наиболее выгодными в отношении возможностей накопления и работы в импульсном режиме при длительностях импульсов, измеряемых миллисекундами, являются синхронные ударные генераторы.

При сравнении энергетических показателей ударного генератора, работающего на индуктивную и активную нагрузку, показано, что при активной нагрузке доля кинетической энергии ротора, преобразуемой в энергию нагрузки, за время одного импульса тока в зависимости от параметров генератора может быть в 2—3 раза больше, чем энергии, накапливаемая в индуктивной нагрузке в момент максимума тока.

Дан анализ характеристик существующих ударных генераторов. Илл. 3. Библ. 6.

УДК 621.373

**Разряд индуктивного накопителя энергии для получения импульса с коротким фронтом**

Большаков В. Н.  
«Электричество», 1972, № 1

Исследуется процесс разряда индуктивного накопителя энергии по прямой и трансформаторной схематике передачи для получения импульса с относительно коротким фронтом при относительно большой мощности разряда. Выведены формулы для выбора параметров накопителя и выключателя при разряде на линейную нагрузку с тепловым к. п. д., близким к единице, или магнитным — к 25%. Получена схема для расчета процесса отключения зарядного тока и формирования фронта импульса. Рассмотрено влияние шунтирования выключателя линейным и нелинейным сопротивлениями и емкостью на процесс формирования фронта, параметры выключателя и к. п. д. разряда. Илл. 6. Библ. 5.

УДК 621.3.066.6:620.193.1.001.24

**Методика расчета величины эрозии силовых контактов при воздействии электрической дуги**

Белкин Г. С.  
«Электричество», 1972, № 1

Предлагается методика приближенного расчета величины электрической эрозии силовых контактов. Получены расчетные выражения для массы расплавленного металла и коэффициента выброса при образовании на контакте единой макровыброс расплавленного металла. Показано, что при токах в единицы килоампер и более промышленной частоты коэффициент выброса может быть близок к единице за счет действия электромагнитных и газодинамических сил. Расчеты величины эрозии и удельного износа по предложенным уравнениям дают согласующиеся с экспериментальными результатами. Табл. 3. Илл. 2. Библ. 18.

УДК 621.372.011.2.001.24

**Отрицательное сопротивление**

Погов В. С., Шутев Э. И.  
«Электричество», 1972, № 1

Дана общая характеристика отрицательных сопротивлений. Показано, что генераторы электрических колебаний можно представить в виде эквивалентной цепи, содержащей отрицательные сопротивления (проводимости).

Приведен расчет величины отрицательного сопротивления, выполненного на основе генератора с мостовой цепью, представлены результаты экспериментального исследования отрицательного сопротивления. Даны рекомендации по анализу электрических цепей, содержащих отрицательные сопротивления.

Рассмотрены некоторые примеры применения отрицательных сопротивлений в электроизмерительной технике. Илл. 3. Библ. 2.

Цена 80 коп.

Индекс  
71106

Электричество, 1972, № 1, 1—96