

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

УДК 621.31.001.57

## Условия несимметрии в системе осей $d$ , $q$ , 0 для смешанной статической нагрузки с отстающим коэффициентом мощности

Канд. техн. наук, доц. В. М. СЕНДЮРЕВ  
Ленинград

Математическое моделирование электроэнергетических систем переменного тока в настоящее время чаще всего производится по уравнениям Горева — Парка, записываемым в осях  $d$ ,  $q$ , 0, жестко связанных с роторами синхронных машин. Современная вычислительная техника дает возможность исследовать динамические режимы сложных установок, состоящих из многих синхронных генераторов с разнородными первичными двигателями и асинхронной нагрузки. Такие модели широко используются для исследования автономных электроэнергетических систем, в частности, при анализе аварийных режимов судовых установок [Л. 1 и 2]. Однако полная математическая модель системы в осях  $d$ ,  $q$ , 0, которая позволяла бы исследовать и несимметричные режимы, как частный случай, не может быть построена, так как существующие в настоящее время условия несимметрии, приводимые в наиболее полном виде в [Л. 3], являются отражением лишь следственных, а не причинных связей в системе. Например, для двухфазного короткого замыкания условия формулируются в предположении, что ток одной из фаз ( $A$ ) равен нулю, а токи двух других фаз равны между собой и ограничиваются сопротивлением короткого замыкания между фазами  $B$ ,  $C$ .

При этом уравнения напряжений и токов в месте повреждения имеют вид:

$$i_d \cos \theta - i_q \sin \theta = 0; \quad (1a)$$

$$\sqrt{3}(u_d \sin \theta + u_q \cos \theta) = r [i_d \cos(\theta - 120^\circ) - i_q \sin(\theta - 120^\circ)]. \quad (1b)$$

После элементарных упрощений (1b) получим:

$$u_d \sin \theta + u_q \cos \theta = \frac{r}{2} (i_d \sin \theta + i_q \cos \theta), \quad (1b')$$

откуда следует:

$$u_d = \frac{1}{2} r i_d; \quad u_q = \frac{1}{2} r i_q,$$

что справедливо для симметричной нагрузки. (Коэффициент 1/2 учитывает, что в исходном равенстве берется сумма двух последовательно включенных фаз нагрузки.)

Таким образом, уравнения (1) в действительности условия несимметрии не формулируют. Первое из них определяет лишь то обстоятельство, что фаза  $A$  разомкнута, а второе — что линейное напряжение равно разности соответствующих фазных напряжений. Следует заметить, что соблюдение первого из условий вовсе не обязательно при рассмотрении двухфазного короткого замыкания, второе же выражает одно из свойств трехфазных систем.

Отметим, кроме того, что зависимости, приводимые в [Л. 3], мы назвали выше следственными, поскольку они отражают вторичные явления в энергосистеме при несимметричных повреждениях — неравенства фазных токов или напряжений. Причиной же несимметричного режима является различие в значениях фазных сопротивлений нагрузки генераторов. При анализе по уравнениям Парка — Гордева даже простейшей задачи — работы генератора на статическую нагрузку — изменение режима задается варьированием значения сопротивления нагрузки. Изменение тока машины при этом, естественно, оказывается следствием, ответной реакцией на возмущающую причину — изменение сопротивления.

Отмеченные выше недостатки в равной степени присущи и остальным выражениям [Л. 3], так как они получены математическим формулированием в системе осей  $d$ ,  $q$ , 0 следственных явлений, сопровождающих несимметричные повреждения энергосистем. Поэтому далее ставится задача получения условий несимметрии в осях  $d$ ,  $q$ , 0 через значения фазных сопротивлений нагрузки или фидеров. При этом применяется метод матричного преобразования, изложенный в [Л. 3].

Запишем уравнения напряжений для статической смешанной нагрузки, которая является наиболее распространенной в автономных энергосистемах:

$$\begin{vmatrix} u_a \\ u_b \\ u_c \end{vmatrix} = \begin{vmatrix} r_a & 0 & 0 \\ 0 & r_b & 0 \\ 0 & 0 & r_c \end{vmatrix} \begin{vmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{vmatrix} + \begin{vmatrix} L_a & 0 & 0 \\ 0 & L_b & 0 \\ 0 & 0 & L_c \end{vmatrix} \frac{d}{dt} \begin{vmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{vmatrix}, \quad (2)$$

где  $u$ ,  $i$  — фазные напряжения и токи;  $r$ ,  $L$  — активные сопротивления и коэффициенты самоиндукции нагрузки. Индексы « $a$ », « $b$ », « $c$ » обозначают соответствующие фазы. В (2) предполагается, что магнитная связь между фазами нагрузки отсутствует, как это имеет место в большинстве случаев.

Матрицы прямого и обратного преобразований Парка имеют вид:

$$[C] = \frac{2}{3} \begin{vmatrix} \cos \theta & \cos(\theta - 120^\circ) & \cos(\theta + 120^\circ) \\ -\sin \theta & -\sin(\theta - 120^\circ) & -\sin(\theta + 120^\circ) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{vmatrix};$$

$$[C^{-1}] = \begin{vmatrix} \cos \theta & -\sin \theta & 1 \\ \cos(\theta - 120^\circ) & -\sin(\theta - 120^\circ) & 1 \\ \cos(\theta + 120^\circ) & -\sin(\theta + 120^\circ) & 1 \end{vmatrix},$$

Тогда уравнения нагрузки запишутся так:

$$\begin{vmatrix} u_a \\ u_b \\ u_c \end{vmatrix} = [R] \begin{vmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{vmatrix} + [L] \frac{d}{dt} \begin{vmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{vmatrix} + [X] \begin{vmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{vmatrix}. \quad (3)$$

В общем случае несимметрии при  $r_a \neq r_b \neq r_c$ ,  $L_a \neq L_b \neq L_c$  матрицы  $[R]$ ,  $[L]$ ,  $[X]$  имеют весьма сложный вид. Первые две одинаковы по форме и различаются только присутствием активных сопротивлений фаз или коэффициентов самоиндукции. Каждый член матрицы состоит из трех слагаемых, содержащих (за исключением нижнего диагонального) в качестве сомножителя тригонометрические функции угла поворота координатной системы  $\theta$ . Матрица  $[X]$  проще лишь в том отношении, что члены ее последнего столбца равны нулю. В силу этого, по нашему мнению, здесь нецелесообразно приводить их выражения, тем более что при расчетах наибольший интерес представляют короткие замыкания одной фазы (сопротивления двух других равны) и двух фаз (сопротивления короткозамкнутых фаз равны между собой). В этих случаях матрицы  $[R]$ ,  $[L]$ ,  $[X]$  существенно упрощаются. Если считать, что  $r_b = r_c = r$ ,  $L_b = L_c = L$ , то  $[R]$  и  $[X]$  имеют следующий вид:

$$[R] = \frac{2}{3} \begin{vmatrix} \frac{3}{2} r + (r_a - r) \cos^2 \theta & -\frac{1}{2} (r_a - r) \sin 2\theta & (r_a - r) \cos \theta \\ -\frac{1}{2} (r_a - r) \sin 2\theta & \frac{3}{2} r + (r_a - r) \sin^2 \theta & -(r_a - r) \sin \theta \\ \frac{1}{2} (r_a - r) \cos \theta & -\frac{1}{2} (r_a - r) \sin \theta & \frac{3}{2} r + \frac{1}{2} (r_a - r) \end{vmatrix}$$

Домножая почленно слева выражение (2) на матрицу прямого преобразования  $[C]$ , получим:

$$\begin{vmatrix} u_a \\ u_b \\ u_c \end{vmatrix} = [C] \begin{vmatrix} r_a & 0 & 0 \\ 0 & r_b & 0 \\ 0 & 0 & r_c \end{vmatrix} [C^{-1}] \begin{vmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{vmatrix} +$$

$$+ [C] \begin{vmatrix} L_a & 0 & 0 \\ 0 & L_b & 0 \\ 0 & 0 & L_c \end{vmatrix} \frac{d}{dt} \left( [C^{-1}] \begin{vmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{vmatrix} \right), \quad (2')$$

где

$$\begin{vmatrix} u_a \\ u_b \\ u_c \end{vmatrix} = [C] \begin{vmatrix} u_a \\ u_b \\ u_c \end{vmatrix}; \quad \begin{vmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{vmatrix} = [C] \begin{vmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{vmatrix}$$

матрицы напряжений и токов в системе координат  $d$ ,  $q$ ,  $0$ .

$$X = -\frac{2}{3} \times$$

$$\times \begin{vmatrix} \frac{1}{2} (L_a - L) \sin 2\theta & \frac{3}{2} L + (L_a - L) \cos^2 \theta & 0 \\ -\frac{3}{2} L - (L_a - L) \sin^2 \theta & -\frac{1}{2} (L_a - L) \sin 2\theta & 0 \\ \frac{1}{2} (L_a - L) \cos \theta & \frac{1}{2} (L_a - L) \cos \theta & 0 \end{vmatrix} \frac{d\theta}{dt}.$$

Как упомянуто выше, матрица  $[L]$  получается из  $[R]$  заменой  $r_a$  и  $r$  на соответствующие коэффициенты самоиндукции. Если  $r_a = r_b = r_c = r$  и  $L_a = L_b = L_c = L$ , получим обычные выражения:

$$[R] = \begin{vmatrix} r & 0 & 0 \\ 0 & r & 0 \\ 0 & 0 & r \end{vmatrix}; \quad [X] = \begin{vmatrix} 0 & -L & 0 \\ L & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{vmatrix}.$$

При решении задач на ЦВМ, как правило, необходимо разрешать дифференциальные уравнения относительно производных:

$$\frac{d}{dt} \begin{vmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{vmatrix} = [L^{-1}] \left( \begin{vmatrix} u_a \\ u_b \\ u_c \end{vmatrix} - ([R] + [X]) \begin{vmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{vmatrix} \right). \quad (4)$$

$$[R] = [C] \begin{vmatrix} r_a & 0 & 0 \\ 0 & r_b & 0 \\ 0 & 0 & r_c \end{vmatrix} [C^{-1}]; \quad [L] = [C] \begin{vmatrix} L_a & 0 & 0 \\ 0 & L_b & 0 \\ 0 & 0 & L_c \end{vmatrix} [C^{-1}];$$

$$[X] = [C] \begin{vmatrix} L_a & 0 & 0 \\ 0 & L_b & 0 \\ 0 & 0 & L_c \end{vmatrix} \frac{d [C^{-1}]}{dt}.$$

Здесь  $[L^{-1}]$  — матрица, обратная  $[L]$ :

$$[L^{-1}] = \frac{2}{3L_a L} \begin{vmatrix} \frac{3}{2} L_a - (L_a - L) \cos^2 \theta & \frac{1}{2} (L_a - L) \sin 2\theta & -(L_a - L) \cos \theta \\ \frac{1}{2} (L_a - L) \sin 2\theta & \frac{3}{2} L_a - (L_a - L) \sin^2 \theta & (L_a - L) \sin \theta \\ -\frac{1}{2} (L_a - L) \cos \theta & \frac{1}{2} (L_a - L) \sin \theta & \frac{3}{2} L_a - \frac{1}{2} (L_a - L) \end{vmatrix}.$$

В режимах глухого однофазного или двухфазного короткого замыкания матрица  $[L]$  становится вырожденной и, следовательно, выражение (4) теряет смысл, поскольку  $[L^{-1}]$  отсутствует. В этих случаях индуктивную нагрузку неповрежденных фаз можно учесть лишь косвенно как симметричную цепь, присоединенную параллельно месту повреждения. Условия же несимметрии записываются в алгебраической форме:

$$\begin{vmatrix} u_d \\ u_q \\ u_0 \end{vmatrix} = [R] \begin{vmatrix} i_d \\ i_q \\ i_0 \end{vmatrix} \quad (5)$$

или в развернутом виде

$$\left. \begin{array}{l} u_d = r_i d + \frac{2}{3} (r_a - r) (i_d \cos \theta - i_q \sin \theta + i_0) \cos \theta; \\ u_q = r_i q - \frac{2}{3} (r_a - r) (i_d \cos \theta - i_q \sin \theta + i_0) \sin \theta; \\ u_0 = r_i 0 + \frac{1}{3} (r_a - r) (i_d \cos \theta - i_q \sin \theta + i_0). \end{array} \right\} \quad (5')$$

В частном случае при изолированной нейтрали для глухого двухфазного короткого замыкания  $r = 0$  и находим:

$$\left. \begin{array}{l} u_d = \frac{2}{3} r_a (i_d \cos \theta - i_q \sin \theta) \cos \theta; \\ u_q = -\frac{2}{3} r_a (i_d \cos \theta - i_q \sin \theta) \sin \theta; \\ u_0 = \frac{1}{3} r_a (i_d \cos \theta - i_q \sin \theta). \end{array} \right\} \quad (6)$$

Как следует из (6), уравнения (1) не учитывают составляющую нулевой последовательности в нагрузке.

Полученный результат на первый взгляд парадоксален, так как в соответствии с (1) при разомкнутой фазе  $A$  все составляющие напряжения равны нулю. Следует, однако, учесть, что сопротивление  $r_a \rightarrow \infty$ . Применив обратное преобразование для напряжения  $u_a$  и подставляя  $u_d$ ,  $u_q$ ,  $u_0$  из (6), получим:

$$\begin{aligned} u_a &= u_d \cos \theta - u_q \sin \theta + u_0 = \\ &= r_a (i_d \cos \theta - i_q \sin \theta) = r_a i_a. \end{aligned}$$

С другой стороны, очевидно выполнение требования:

$$u_d \sin \theta + u_q \cos \theta = 0,$$

что соответствует (1) при  $r = 0$ .

Сопоставим теперь полученные выражения с условиями однофазного короткого замыкания

[Л. 3] при наличии заземленной нейтрали:

$$\begin{aligned} u_a &= u_d \cos \theta - u_q \sin \theta + u_0 = r_a i_a = \\ &= (i_d \cos \theta - i_q \sin \theta + i_0) r_a; \end{aligned} \quad (7a)$$

$$i_b = i_d \cos(\theta - 120^\circ) - i_q \sin(\theta - 120^\circ) + i_0 = 0; \quad (7b)$$

$$i_c = i_d \cos(\theta + 120^\circ) - i_q \sin(\theta + 120^\circ) + i_0 = 0. \quad (7b)$$

После несложных преобразований двух последних равенств соответственно найдем:

$$\begin{aligned} &-\frac{1}{2} (i_d \cos \theta - i_q \sin \theta) + \\ &+ \frac{\sqrt{3}}{2} (i_d \sin \theta + i_q \cos \theta) + i_0 = 0; \quad (7b') \\ &-\frac{1}{2} (i_d \cos \theta - i_q \sin \theta) - \\ &- \frac{\sqrt{3}}{2} (i_d \sin \theta + i_q \cos \theta) + i_0 = 0. \quad (7b'') \end{aligned}$$

Поскольку в рассматриваемом примере фазы  $B$  и  $C$  разомкнуты, провести непосредственное сравнение условий (7) и (5) не представляется возможным ( $r \rightarrow \infty$ ). Найдем из (5) составляющие токов в осьях  $d$ ,  $q$ ,  $0$ :

$$\begin{vmatrix} i_d \\ i_q \\ i_0 \end{vmatrix} = [R^{-1}] \begin{vmatrix} u_d \\ u_q \\ u_0 \end{vmatrix}.$$

Матрица  $[R^{-1}]$  имеет тот же вид, что и  $[L^{-1}]$  при условии замены коэффициентов самоиндукции на соответствующие сопротивления фаз:  $L_a$  на  $r_a$ ,  $L$  на  $r$ . После несложных преобразований при  $r \rightarrow \infty$  получим:

$$\left. \begin{array}{l} i_d = \frac{2}{3r_a} (u_d \cos \theta - u_q \sin \theta + u_0) \cos \theta; \\ i_q = -\frac{2}{3r_a} (u_d \cos \theta - u_q \sin \theta + u_0) \sin \theta; \\ i_0 = \frac{1}{3r_a} (u_d \cos \theta - u_q \sin \theta + u_0). \end{array} \right\} \quad (8)$$

Легко убедиться, что подстановка (8) в уравнения (7) обращает последние в тождество. Заметим, что уравнения (8) являются полным решением установившегося несимметричного режима в осьях  $d$ ,  $q$ ,  $0$ , если генератор рассматривать как источник бесконечной мощности.

**Вывод.** Выражения (4), (5) и (5') дают возможность разработать полную математическую модель энергосистемы для исследования как симметричных, так и несимметричных режимов работы. При этом,

# Остаточная индукция в трансформаторах тока релейной защиты<sup>1</sup>

Инж. А. В. БАЕВ

Новочеркасск

Остаточная индукция трансформаторов тока оказывает существенное влияние на их работу в переходном режиме, что необходимо учитывать при разработке и проектировании быстродействующих защит.

В настоящее время в качестве расчетной обычно принимают максимальную остаточную индукцию для данного сердечника  $B_r$  пред, соответствующую предельной петле гистерезиса. Часто конкретных значений предельной остаточной индукции не имеется и она согласно [Л. 1 и 2] принимается равной  $0,6 \div 0,7T$  для горячекатаной стали и  $1,0T$  для холоднокатаной.

При таком выборе расчетного значения остаточной индукции не учитывается размагничивающее воздействие симметричного периодического тока, протекающего по первичной обмотке после возникновения остаточной индукции [Л. 1, 3—5]. Сложность количественного учета размагничивания обусловлена рядом причин и неоднократно отмечалась [Л. 2 и 4].

Приводимые в данной статье результаты позволяют количественно оценить степень размагничивания и с приемлемой точностью определить расчетную, т. е. наибольшую из вероятных остаточных индукций. При этом предполагается, что до протекания размагничивающего периодического симметричного тока существовала предельная остаточная индукция. Кроме того, в статье приводятся результаты измерений остаточных индукций  $B_r$  факт в реальных трансформаторах тока, обусловленных всей предысторией их эксплуатации, а также уточняются предельные значения остаточной индукции.

**Периодическая и апериодическая составляющие индукции.** При протекании по первичной обмотке периодического симметричного тока в частном случае гистерезисные циклы могут быть симметричными (рис. 1). Симметричный цикл является вполне определенным, если известна его амплитуда  $B_{r\text{пп}}$  (индекс «пп» обозначает периодическую слагающую). После отключения этого периодического режима значение остаточной индукции  $B_{r\text{т}}$  зависит от фазы отключения и ограничено значением  $B_{r\text{пп}}$ , определяемым точкой пересечения цикла с осью ординат.

<sup>1</sup> Работа выполнена под руководством проф. А. Д. Дроздова.

если нас интересуют только процессы в источнике, то уравнения (4), например, можно записывать как эквивалентную статическую нагрузку. Если же помимо источника требуется исследовать поведение асинхронных двигателей, те же зависимости следует представить как нагрузку, включенную непосредственно в рассматриваемой точке короткого замыкания на фидере. В этом случае они будут имитировать несимметричное повреждение.

При синусоидальном вторичном токе индукция синусоидальна [Л. 6], т. е.

$$B_{\text{пп}} = B_{r\text{пп}} \sin(\omega t + \psi). \quad (1)$$

Как следует из векторной диаграммы трансформатора тока [Л. 6], вектор индукции отстает от вектора первичного тока на угол

$$\beta = \frac{\pi}{2} - \alpha - \delta,$$

где  $\alpha$  — фазовый угол вторичной цепи;  $\delta$  — угловая погрешность трансформатора тока.

При обычной активно-индуктивной нагрузке трансформатора тока значения  $\beta$  заключены в пределах от  $30$  до  $85^\circ$ .

Если фаза отключения случайна и принимает любые значения с равной вероятностью, то, воспользовавшись геометрическим определением вероятности, нетрудно показать, что вероятность появления максимального для данного цикла значения остаточной индукции определяется формулой:

$$P(B_{r\text{пп}}) = \frac{1}{\pi} \arccos K_{\text{пп}},$$

где  $K_{\text{пп}}$  — коэффициент прямоугольности цикла.

При  $K_{\text{пп}}=0,7$  (усредненное значение этого коэффициента для электротехнических сталей)  $P(B_{r\text{пп}})=0,253$ , т. е. это событие вполне вероятно.

Как правило, при отключении выключателей высокого напряжения цепь разрывается при переходе первичного тока через нуль. При этом значение остаточной индукции  $B_{r\text{пп}}$  будет вполне определенным. Его нетрудно найти путем геометрических построений с учетом правил Маделунга, определив предварительно угол  $\beta$ . При обычных параметрах трансформатора и его нагрузки значение  $B_{r\text{пп}}$  равно  $B_{r\text{пп}}$  или близко к нему. Таким образом, и в этом случае значение  $B_{r\text{пп}}$  вполне вероятно. Его и принимаем в дальнейшем в качестве расчетного, т. е. полагаем, что

$$B_{r\text{пп}} = B_{r\text{пп}}. \quad (2)$$

Значение  $B_{r\text{пп}}$  можно определить по однозначной функции  $B_{r\text{пп}}(B_{r\text{т}})$ , полученной экспериментально. Эта функция полезна также для определения остаточной индукции по известной максимальной индукции, которая достигается при переходном процессе [Л. 1 и 7] и при графо-аналитических расчетах [Л. 8].

## ЛИТЕРАТУРА

1. Веретеников Л. П. и Яковлев В. П., Вопросы алгоритмизации переходных процессов в автономных электроэнергетических системах, «Электричество», 1967, № 12.
2. Норневский Б. И. и Сендуров В. М., Алгоритмизация переходных режимов в судовых ЭЭС с применением ЦВМ, «Судостроение», 1969, № 8.
3. Стражов С. В., Переходные процессы в электрических цепях, содержащих машины переменного тока, Госэнергоиздат, 1960.

[16.10.1970]



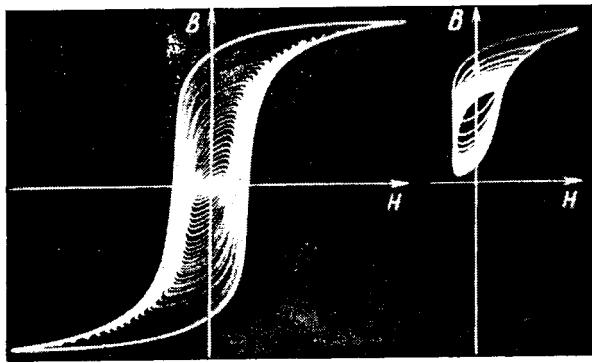


Рис. 1. Траектории рабочей точки трансформатора тока в координатах  $B$ — $H$  при симметричных режимах ( $B_a=0$ ) и в общем случае.

В общем случае частный цикл может быть несимметричным и в переходном режиме перемещаться в осях  $B$ ,  $H$  и изменяться по форме (рис. 1). При этом мгновенное значение индукции в сердечнике можно представить в виде апериодической и периодической составляющих:

$$B = B_a + B_{\text{п.}}$$

Составляющая  $B_a$  изменяется сравнительно медленно в соответствии с параметрами вторичного контура трансформатора тока. В установившемся режиме ее значение постоянно и равно среднему за период значению индукции. Случай при  $B_a \neq 0$  особенно важен. Он по существу является основным режимом, характерным для трансформатора тока в процессе эксплуатации, так как в их сердечниках сохраняется намагниченность одного знака [Л. 4, 7 и 9].

Перед появлением периодического симметричного тока в наихудшем случае остаточная индукция сердечника равна  $B_{\text{р.пред}}$ . Периодический ток вызывает в сердечнике периодическую составляющую индукции, которую можно считать практически синусоидальной (1). При этом, как показывают опыты<sup>2</sup> (рис. 2), апериодическая слагающая начинает уменьшаться и через некоторый промежуток времени, продолжительность которого существенно зависит от нагрузки, достигает своего установившегося значения  $B_{\text{а.уст}}$ , характерного для данной амплитуды  $B_{\text{п.т}}$ . Индукция  $B_{\text{а.уст}}$  в дальнейшем сохраняется неопределенного долго и может уменьшиться лишь при увеличении  $B_{\text{п.т}}$  [Л. 1 и 3].

При синусоидальной индукции зависимость  $B_{\text{а.уст}}(B_{\text{п.т}})$  однозначна и может быть определена экспериментально. Используя эту зависимость, можно находить наибольшую апериодическую составляющую индукции при длительном существовании переменной составляющей известной амплитуды.

Если же время существования переменной слагающей невелико, то нужно учитывать переходный процесс в сердечнике и  $B_a$  определять по функции  $B_a(t)$ .

<sup>2</sup> Опыты проводились на физической модели трансформатора тока. Для исключения влияния периодической составляющей индукции использовались два сердечника.

Функцию  $B_a(t)$  можно найти из следующих соображений. При изменении  $B_a$  во вторичной обмотке трансформатора индуцируется э. д. с., пропорциональная производной  $\frac{dB_a}{dt}$ . Эта э. д. с. вызывает во вторичном контуре ток, который препятствует изменению  $B_a$ . Тогда без учета вихревых токов в сердечнике и магнитной вязкости [Л. 2] можно считать, что изменение  $B_a$  во времени происходит в соответствии с временем релаксации вторичного контура

$$T' = \frac{L_0 + L_2}{R_2},$$

где  $L_2$ ,  $R_2$  — индуктивность и активное сопротивление нагрузочной ветви;  $L_0$  — индуктивность ветви намагничивания схемы замещения трансформатора тока.

Графически зависимость  $B_a(t)$  исходит из точки  $B_a = B_{\text{р.пред}}$  и асимптотически приближается к  $B_a = B_{\text{а.уст}}$ .

Перечисленным условиям удовлетворяет функция

$$B_a(t) = B_{\text{а.уст}} + (B_{\text{р.пред}} - B_{\text{а.уст}}) e^{-\frac{t}{T'}}. \quad (3)$$

Время  $T'$  в процессе размагничивания не остается постоянным, так как  $L_0$  определяется дифференциальной проницаемостью и изменяется по сложному закону. Для получения расчетной формулы аппроксимируем область размагничивания прямой, проходящей через точки, соответствующие  $B_{\text{р.пред}}$  и квазициклической силе  $H_c$  предельной петли гистерезиса. Учитывая, что в рассматриваемых режимах размагничивания  $L_0 \gg L_2$ , так как сердечник ненасыщен, получим:

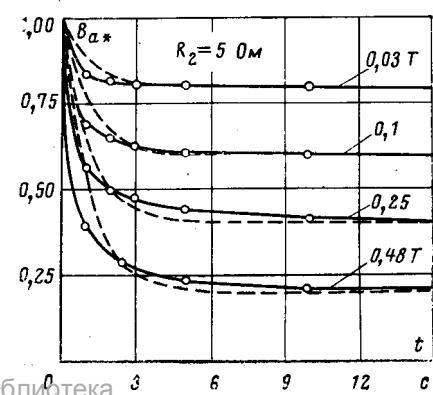
$$T' = \frac{B_{\text{р.пред}} Q \omega_2^2}{H_c l_{\text{ср}} R_2}. \quad (4)$$

Сравнение кривых, построенных по (3) и (4) с экспериментальными (рис. 2), показывает, что вначале расчетные значения  $B_a$  несколько завышены, что обеспечивает некоторый запас. Затем кривые пересекаются, но разница между ними уже незначительна. При  $t \geq 3T'$  процесс можно считать практически установившимся. Дальнейшее уточнение расчетной формулы ведет к ее усложнению и вряд ли оправдано.

Если при некотором значении  $B_a$  плавно уменьшить значение  $B_{\text{п.т}}$  до нуля, то цикл стягивается в точ-

Рис. 2. Изменение апериодической составляющей индукции при наложении переменной составляющей.

Параметры модели:  $Q=6+6 \cdot 12 \text{ см}^2$ ;  $l_{\text{ср}}=34,1 \text{ см}$ ;  $w_2=170 \text{ витков}$ ; ленточные витые сердечники из стали ЭЗ10;  $B_{\text{р.пред}}=1,1 \text{ Т}$ ;  $H_c=20 \text{ а/м}$ .



ку и остаточная индукция в сердечнике станет равной  $B_{ra}$ .

При отключении без предварительного уменьшения амплитуды  $B_{pm}$  остаточная индукция может в зависимости от фазы отключения принимать значения, ограниченные нижней и верхней точками пересечения цикла с осью ординат. В этом случае остаточную индукцию в сердечнике можно представить как

$$B_r = B_{ra} + B_{rp}, \quad (5)$$

где  $B_{rp}$  — та часть остаточной индукции, которая обусловлена периодической составляющей индукции и зависит от фазы отключения.

Слагающая  $B_{ra}$ , как показывают опыты, при отключении рассматриваемых режимов размагничивания практически равна (незначительно больше)  $B_a$ , имевшейся в сердечнике к моменту отключения. Поэтому ее можно определить из равенства

$$B_{ra} = B_a(t_p), \quad (6)$$

где  $t_p$  — время размагничивания, т. е. время между появлением симметричного тока и его отключением.

Слагающую  $B_{rp}$  можно определить, воспользовавшись результатами, полученными выше при рассмотрении симметричных циклов. Возможность использования этих результатов обусловлена тем, что при не очень малых  $t_p$  ( $t_p > 3-10$  периодов), как показывает проверка, отношение  $\frac{B_{rp}}{B_{pm}}$  почти не зависит от величины  $B_a$ . Погрешность, вносимая этим допущением, невелика и окупается существенным уменьшением количества экспериментальных данных, необходимых для расчета остаточной индукции.

**Результирующая формула для расчетной остаточной индукции.** Для наглядности результатов расчета выразим магнитную индукцию в относительных единицах, приняв за базисное значение  $B_{r\text{пред}}$ . Тогда, учитывая (2), (3), (5) и (6), получим результирующую формулу для определения расчетного значения остаточной индукции с учетом размагничивающего воздействия:

$$B_{r*} = \frac{B_r}{B_{r\text{пред}}} = B_{a\text{уст}*} + (1 - B_{a\text{уст}*}) e^{-\frac{t_p}{T'}} + B_{rp*}, \quad (7)$$

где  $B_{a\text{уст}*} = B_{a\text{уст}}(B_{pm*})$  и  $B_{rp*} = B_{rp}(B_{pm*})$  — однозначные функции, определяемые экспериментально.

При  $t_p \geq 3T'$  вторым слагаемым можно пренебречь и (7) упрощается:

$$B_{r*} = B_{a\text{уст}*} + B_{rp*}. \quad (8)$$

При слишком малых  $t_p$  расчет по (7) может дать  $B_{r*} > 1$ , что лишено физического смысла. Это говорит о том, что в самом начале процесса размагничивания принятые допущения перестают быть справедливыми. Так как эти допущения увеличивают значение остаточной индукции, то никакой предварительной проверки их справедливости можно не проводить. Результат  $B_{r*} > 1$  означает, что расчет при данном  $t_p$  не дает оснований для уменьшения

остаточной индукции и ее расчетным значением остается  $B_{r\text{пред}}$ .

Из изложенного следует, что для определения остаточной индукции в трансформаторе тока необходимы следующие экспериментальные данные:  $B_{r\text{пред}}$ ,  $B_{rp*}(B_{pm*})$  и  $B_{a\text{уст}*}(B_{pm*})$ .

В ответственных случаях они могут быть сняты непосредственно для конкретного трансформатора тока по описанной ниже методике. Однако чаще всего снять эти характеристики невозможно и погрешность, обусловленная разбросом этих характеристик, при использовании данных, полученных на других трансформаторах тока, неизбежна.

Данные, имеющиеся в [Л. 1, 4, 5 и 10], малопригодны для этой цели, так как получены в основном на физических моделях и не имеют статистического обоснования, а некоторые из них устарели.

Поэтому нами были предприняты измерения этих характеристик на трансформаторах тока, находящихся в эксплуатации.

В программе измерений, кроме того, было предусмотрено определение значений  $B_{r\text{факт}}$ , что необходимо, в частности, для формирования представления о реальных значениях остаточной индукции в трансформаторах тока.

**Программа, методика и результаты испытаний.** Магнитные измерения осуществлялись милливеберметром М-119. В качестве измерительной использовалась первичная обмотка трансформатора тока. При необходимости пределы измерения милливеберметра расширялись включением его через делитель напряжения [Л. 11].

Программа испытаний каждого трансформатора состояла из четырех пунктов.

1. Измерение остаточной индукции  $B_{r\text{факт}}$ , имеющейся в трансформаторе тока перед испытаниями. Для этого регистрировалось отклонение  $a_1$  стрелки милливеберметра при первой подаче во вторичную обмотку постоянного тока. Значение этого тока устанавливалось до подключения трансформатора к испытательной схеме и выбиралось так, чтобы создаваемое им в сердечнике магнитное поле имело напряженность  $H = 2500 \div 10000 \text{ а/м}$ . При такой напряженности восходящая и нисходящая ветви предельной петли гистерезиса сливаются и намагнченность становится однозначной.

Далее регистрировалось отклонение  $a_m$ , получающееся при изменении направления этого тока, и определялась остаточная индукция:

$$B_{r\text{факт}} = K \frac{a_m - 2a_1}{2},$$

где  $K = \frac{M}{\omega Q}$  — коэффициент пересчета, учитывающий ослабление  $M$ , вносимое делителем, первичные витки и площадь активного сечения сердечника.

2. Измерение максимально возможной остаточной индукции  $B_{r\text{пред}}$ , соответствующей предельной петле гистерезиса. Учитывая воспроизводимость этой величины, методика измерений была несколько изменена с целью уменьшения объема вычислений, а именно: намагнченный до  $-B_{r\text{пред}}$  сердечник подвергался при подключенном милливеберметре воздействию положительного перемагничивающего импульса. После импульса индукция в сердечнике

составляла  $+B_r$  пред, а на шкале оставалось отклонение  $a_r = \frac{2B_r}{K}$  пред. Замеры повторялись 5 раз.

3. Снятие зависимости  $B_{r\text{пм}}(B_{\text{пм}})$  производилось после полного размагничивания сердечника с помощью лабораторных автотрансформаторов (ЛАТР). Во вторичную обмотку подавался постоянный ток, который постепенно увеличивался. При каждом его значении многократным перемагничиванием проводилась магнитная подготовка. Далее регистрировалось отклонение  $a_m$ , получающееся при изменении направления тока, и отклонение  $a_r$  по методике п. 2. Снимались показания для 8—10 точек этой зависимости.

4. Снятие зависимости  $B_{a\text{уст}}(B_{\text{пм}})$ . Перед каждым замером трансформатор намагничивался постоянным током до  $B_r$  пред. Затем во вторичную обмотку с помощью ЛАТР подавалось синусоидальное напряжение, значение которого увеличивалось от нуля до  $U_{\text{пм}}$  — необходимого для обеспечения желаемого значения  $B_{\text{пм}}$ . Как показали предварительные опыты, при воздействии на вторичную обмотку  $U_{\text{пм}}$  в течение 1—2 мин происходит полное затухание  $B_a$ . Кроме того, для ускорения затухания последовательно со вторичной обмоткой включалось балластное сопротивление 50—100 ом, которое, как показало осциллографирование, практически не искажает синусоидальности переменной составляющей индукции.

По истечении упомянутой выдержки времени ЛАТР плавно выводились, цепь размагничивания отключалась и производился замер  $B_{a\text{уст}}$  по методике, примененной в п. 1. Включение ЛАТР в два каскада позволяло свести к минимуму напряжение в момент отключения и таким образом исключить влияние переменной составляющей индукции.

Для каждого трансформатора снимались показания для 7—8 точек этой зависимости. Анализ показал, что погрешность измерений при испытаниях не превышала 3÷4%.

По приведенной программе было испытано более 100 трансформаторов тока, находящихся в эксплуатации (см. таблицу). Как видно из таблицы, были испытаны самые разнообразные трансформаторы как наружной, так и внутренней установки, а также встроенные в масляные выключатели и комплектные шинопроводы.

Предварительный анализ результатов измерений показал, что магнитные характеристики транс-

форматора зависят от марки стали и конструктивных особенностей сердечника. Поэтому испытанные трансформаторы тока были разделены на три группы:

с торOIDальными ленточными сердечниками из стали Э310;

с сердечниками из стали Э42;

типа ТПШЛ-10 с сердечниками из стали Э310 (по-видимому, с небольшим зазором, так как  $B_r$  пред у них оказалась примерно втрое меньше, чем у трансформаторов первой группы).

Обработка результатов измерений производилась на ЦВМ.

Зарегистрированные значения остаточной индукции  $B_r$  факт\* представлены на рис. 3. Из этого рисунка видно, что в среднем  $B_r$  факт\* оказалась у трансформатора тока первой группы, равной 16,2%, второй группы — 30,0% и третьей группы — 36,4%. Это в 2÷4 раза меньше, чем ориентировочные данные, приведенные в [Л. 7, 9 и др.]. Значения, близкие к  $B_r$  пред, не были зарегистрированы ни разу.

Сравнение эмпирических функций распределения значений  $B_r$  пред с теоретическими (рис. 4) и проверка по критерию согласия Колмогорова позволяют считать, что как для холоднокатаной, так и для горячекатаной сталей распределения этой величины подчиняются нормальному закону. Выборочные параметры этих распределений приведены на том же рисунке.

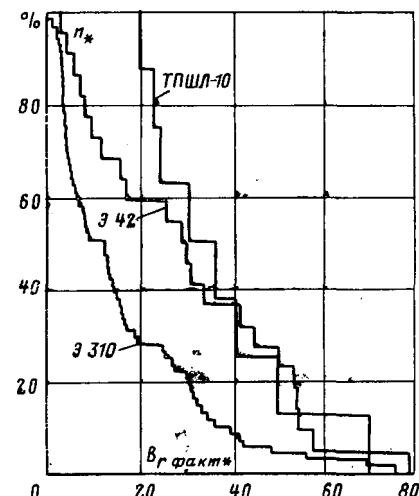
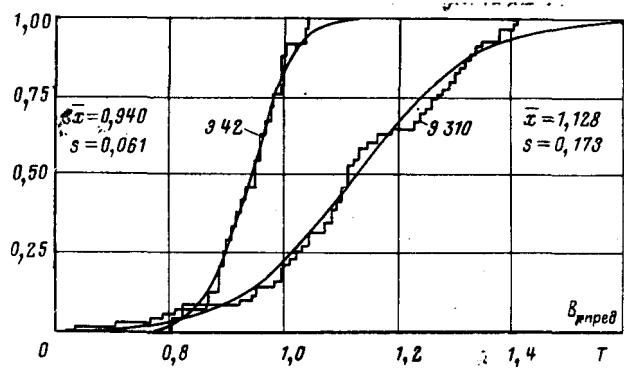


Рис. 4. Эмпирические и теоретические функции распределения значений остаточных индукций соответствующих предельной петле гистерезиса.

Тип трансформатора тока	Номинальное напряжение, кВ	Коэффициент трансформации	Материал сердечника	Год выпуска	Количество испытанных трансформаторов
ТПШЛ	10	2000/5	Э310	1965	8
ТШЛ	20	12000/5	Э310	1967	10
ТФН	35	30/5	Э42	1951	4
ТФН	35	200/5	Э42	1949	2
ТФНД	35	200/5	Э42	1949	2
ТФНД	110	150/5	Э42	1953	1
ТНДМ	110	300/5	Э42	1959	3
ТВ	160	600/5	Э42	1951	12
ТФНД	220	1200/1	Э310	1963—1969	48
ТФКН	330	2000/1	Э310	1966—1967	12



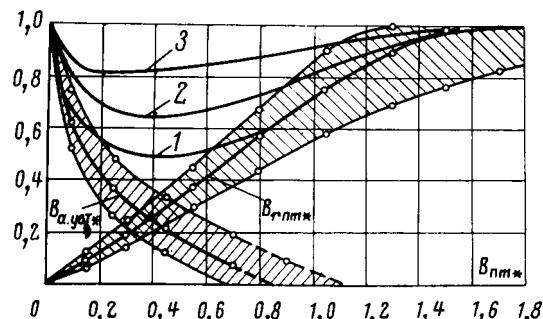


Рис. 5. Статистически усредненные экспериментальные данные, необходимые для расчетов по предлагаемой методике.

$B_{а.уст*}$  и  $B_{пм*}$  — усредненные функции  $B_{а.уст*}(B_{пм*})$  и  $B_{пм*}(B_{пм*})$  для трансформаторов 1-й группы и области их разброса. 1 — наибольшая остаточная индукция  $B_{пм*}$ , возможная в сердечниках трансформаторов тока 1-й группы после отключения установившегося режима с амплитудой  $B_{пм*}$ ; 2 — то же для 2-й группы; 3 — то же для 3-й группы.

Статистически усредненные кривые для трансформаторов I группы  $B_{пм*}(B_{пм*})$  и  $B_{а.уст*}(B_{пм*})$  представлены на рис. 5. Там же показаны границы областей, занимаемых снятыми кривыми, по которым виден их разброс. Полученные средние кривые  $B_{пм*}(B_{пм*})$  для трансформаторов из стали Э310 и Э42 (I и II группы) почти совпадают друг с другом и при  $B_{пм*} < 1,4$  хорошо аппроксимируются одной и той же прямой  $B_{пм*} = 0,7B_{пм*}$ .

При  $B_{пм*} \geq 1,4$  можно считать, что  $B_{пм*} = 1$ .

На рис. 5 построены также результирующие кривые остаточной индукции, соответствующие формуле (8). Они имеют минимум при тех значениях  $B_{пм*}$ , когда составляющие остаточной индукции, обусловленные апериодической и переменной слагающими индукции, примерно одинаковы. Эти кривые, а также результаты измерений  $B_r$  факт показывают, что с повышением абсолютного значения  $B_{r\text{пред}}$  растет степень размагничивания сердечника.

При использовании полученных усредненных кривых за базисное значение индукции следует принимать среднюю  $B_{r\text{пред}}$  соответствующей группы или конкретную величину  $B_{r\text{пред}}$  для рассматриваемого сердечника, если она известна. В последнем случае значительно снижается погрешность, обусловленная разбросом магнитных характеристик.

Выбор предшествующего режима, определяющего расчетное значение остаточной индукции. Анализируя предшествующие режимы, необходимо учитывать не только принципиальную возможность того или иного режима в заданных конкретных условиях применения трансформатора тока, но и вероятность его появления непосредственно перед рассчитываемым переходным процессом. В тех сетях, где короткие замыкания и другие переходные процессы (в том числе и рассчитываемый) возникают независимо друг от друга, можно не считаться с вероятностью случайного совпадения этих процессов во времени, т. е. принимать, что рассчитываемому процессу всегда предшествует режим, близкий к номинальному. Как показывают расчеты, эта вероятность имеет тот же порядок, что и вероятность одновременного повреждения на двух линиях, отходящих от сборных шин, которая, как правило, не учитывается [Л. 12].

Вологодская областная универсальная научная библиотека

Положение резко меняется при наличии в сети устройств АПВ, так как условие независимости для повторного переходного процесса не выполнено и при неуспешном АПВ он возникает закономерно и всякий раз. В этом случае номинальный режим предшествует лишь первому переходному процессу. Первый переходный процесс может содержать апериодическую составляющую и в пределе оставлять после себя остаточную индукцию  $B_{r\text{пред}}$ . Поэтому в качестве расчетного значения остаточной индукции при наличии АПВ можно принимать  $B_{r\text{пред}}$ . Лишь удачное стечеие обстоятельств (небольшая постоянная времени первичной цепи, значительное время отключения первого короткого замыкания, его небольшая кратность и др.) позволяет принимать меньшие значения. Иногда в этом случае может помочь учет фазы отключения.

**Пример 1.** Трансформатор тока ТФНД: 600/5;  $Q=8,3 \text{ см}^2$ ;  $l_{\text{ср}}=93,5 \text{ см}$ ; сталь Э310;  $B_{r\text{пред}}=1,13 \text{ Тл}$ ;  $H_c=20 \text{ а/м}$ ; вторичная обмотка  $w_2=359$  витков;  $r_2=0,38 \text{ ом}$ ;  $x_2=0,4 \text{ ом}$ ; нагрузка  $r_n=3,7 \text{ ом}$ ;  $x_n=0$ ; номинальный первичный ток 400 а; АПВ отсутствует.

Определяющим предшествующим режимом принимаем длительно ( $t_p > 3T'$ ) существовавший номинальный.

Полное сопротивление вторичной цепи

$$Z_2 = \sqrt{(0,38 + 3,7)^2 + 0,4^2} = 4,1 \text{ ом.}$$

Вторичная э. д. с.

$$E_2 = \frac{400 \cdot 5}{4,13} \cdot 4,1 = 13,7 \text{ в.}$$

Амплитудное значение индукции

$$B_{пм} = \frac{E_2}{4,44f\omega_2 Q} = 0,207 \text{ Тл.}$$

$$B_{пм*} = \frac{0,207}{1,13} = 0,184.$$

Так как  $t_p > 3T'$ , то можно воспользоваться формулой (8) и кривой 1 на рис. 5, откуда  $B_{r*}=0,54$ . И тогда

$$B_r = 0,54 \cdot 1,13 = 0,61 \text{ Тл.}$$

**Пример 2.** Исходные данные те же, что и в первом примере, но имеется АПВ на параллельной линии (вне зоны) с  $t_{\text{АПВ}} = 2,5 \text{ сек}$ . Первичная схема такова, что в паузу перед повторным включением через рассматриваемый трансформатор тока течет ток, близкий к номинальному.

Определяющим предшествующим режимом принимаем размагничивание номинальным током в течение 2,5 сек.

Активное сопротивление вторичной цепи

$$R_2 = 0,38 + 3,7 = 4,08 \text{ ом.}$$

Из формулы (4)

$$T' = 1,57 \text{ сек.}$$

Так как  $3T' = 4,7 \text{ сек} > t_p = 2,5 \text{ сек}$ , расчет ведем по формуле (7).

Согласно рис. 5 при  $B_{пм*} = 0,184$ ,  $B_{а.уст*} = 0,44$ ,  $B_{r\text{пред}} = 0,1$  и тогда  $B_{r*} = 0,654$ .

Расчетное значение остаточной индукции  $B_r = 0,654 \cdot 1,13 = 0,74 \text{ Тл}$ .

**Выводы.** 1. Для количественных расчетов и исследований целесообразно мгновенное значение магнитной индукции в сердечнике трансформатора тока представлять в виде суммы апериодической и периодической составляющих. Каждая из этих составляющих обуславливает при отключении свою часть остаточной индукции.

2. Расчетное значение остаточной индукции в трансформаторе тока зависит от определяющего предшествующего режима. Это значение является функцией амплитуды периодической составляющей индукции, времени действия этой составляющей, времени размагничения вторичного контура трансформатора тока.

матора, качества стали и конструктивных особенностей сердечника. При активном характере вторичной нагрузки оно не зависит от фазы отключения.

3. При выборе предшествующего режима, определяющего расчетную остаточную индукцию, решающим фактором является наличие или отсутствие в сети устройств АПВ.

4. При отсутствии АПВ трансформаторы тока перед рассчитываемым переходным процессом практически всегда оказываются в значительной степени размагничеными.

5. При наличии АПВ расчетное значение остаточной индукции зачастую остается близким к  $B_r$  пред.

6. Абсолютные значения остаточной индукции, соответствующей предельной петле гистерезиса, оказались больше, чем рекомендованные в [Л. 1 и 2]. С вероятностью 0,95 эти значения лежат в пределах  $1,13 \pm 0,34$  Т для сердечников из стали Э310;  $0,94 \pm 0,12$  Т для сердечников из стали Э42;  $0,37 \pm 0,08$  Т для сердечников трансформаторов тока типа ТПШЛ-10.

7. Трансформаторы тока с сердечниками из стали лучшего качества сильнее подвержены размагничиванию, но размагничиваются медленнее, чем трансформаторы с худшей сталью. С улучшением качества стали наблюдается тенденция к повышению  $B_r$  пред.

8. Использование в расчетах уменьшенных значений остаточной индукции, полученных по изложенной методике, приводит к снижению расчетных намагничивающих токов, ликвидируя неоправданный запас. Этот положительный результат в ряде случаев может иметь решающее значение.

В заключение автор выражает искреннюю признательность Б. Ф. Махрову, А. Д. Лесняку и другим сотрудникам Новочеркасской ГРЭС и Новочеркасских электрических сетей за организационное и техническое содействие, оказанное при проведении натурных испытаний.

## ЛИТЕРАТУРА

- Поташев Н. П., Остаточная индукция в трансформаторах тока, «Вестник электропромышленности», 1937, № 3.
- Сирота И. М., Переходные режимы работы трансформаторов тока, Изд-во АН УССР, Киев, 1961.
- Seeley H. T., The effect of current — transformer residual magnetism on balanced — current of differential relays, «Trans. AIEE», 1943, vol. 62, p. 164, 384.
- Wright A., Residual flux in current — transformer cores, «Instrument Practice», vol. 17, № 2, february 1963, p. 160—163.
- Вицес R. G., Wright A., Remanent flux in current — transformer cores, «Proceedings IEE», 1966, vol. 113, № 5, p. 915—920.
- Дроzdov A. D., Электрические цепи с ферромагнитными сердечниками в релейной защите, изд-во «Энергия», 1965.
- Поташев Н. П., Работа трансформаторов тока при переходных процессах, «Электрические станции», 1935, № 10.
- Атабеков Г. И., Релейная защита высоковольтных сетей, Госэнергоиздат, 1949.
- Стогний Б. С., О характере влияния остаточной индукции на работу трансформаторов тока, Труды Института электротехники АН УССР, вып. 20, 1963.
- Dzierżek H., Strumień magnetyzmu szczałkowego w transformatorach prądowych po zwarzciach, «Acta Technica gdańska», 1965, № 3.
- Баев А. В., Расширение пределов измерения веберметра, Изв. вузов, «Электромеханика», 1971, № 4.
- Федосеев А. М., Основы релейной защиты, Госэнергоиздат, 1961.

[15.3.1971]



# Информационно-экономические характеристики и их применение для оценки эффективности автоматизации проектирования электрических сетей<sup>1</sup>

Доктор техн. наук М. С. ЛЕВИН, канд. техн. наук А. Е. МУРАДЯН  
и инж. В. Н. МАМОНТОВ

Всесоюзный научно-исследовательский институт  
электрификации сельского хозяйства

Цель проектирования электрических сетей, как и проектирования любых других технических систем, заключается в обеспечении наименьших затрат денежных средств, оборудования и материалов при соблюдении определенных технических требований (ограничений). Обычно число вариантов, подлежащих рассмотрению для отыскания оптимального решения, достаточно велико и, как правило, проектные организации вынуждены ограничиваться рассмотрением одного-двух вариантов. Несмотря на обычно принимаемые упрощения, в процессе проектирования приходится иметь дело с многочислен-

ными повторяющимися расчетами, с большим количеством однотипных операций. В этих условиях важное значение приобретает использование в проектировании ЭЦВМ, т. е. автоматизация проектирования [Л. 1]. Существуют две отличительные особенности автоматизированного проектирования по сравнению с «ручным» способом:

— существенное приближение к оптимальным решениям;

— повышение производительности труда.

Эффективность автоматизации проектирования следует оценивать с учетом обоих факторов. Условие целесообразности автоматизации проектирования заключается в том, что суммарные приведенные затраты на проектирование сети автоматизирован-

<sup>1</sup> В порядке обсуждения. Вологодская областная универсальная научная библиотека  
www.booksite.ru

ным способом, реализацию проекта и эксплуатации сети должны быть меньше аналогичных затрат при проектировании той же сети «вручную».

Проектирование — это принятие решений на основе информации, полученной обработкой соответствующих исходных данных. Затраты на получение информации (включая сбор исходных данных и их обработку) определяют ее стоимость, а польза или выгода, которые можно получить в результате использования этой информации, определяют ее полезность. Эти две характеристики информации тесно связаны с третьим показателем — количеством информации. Величина этого показателя пропорциональна уменьшению неопределенности рассматриваемой системы, имеющейся из-за недостатка информации и которая может быть полностью устранена при соответствующих затратах на получение этой информации.

Эффективность автоматизации проектирования может быть определена сравнением количества, стоимости и полезности информации соответственно при «ручном» и автоматизированном способах проектирования. Допустим, что существует  $n_1$  решений конкретной задачи (составленной проектируемой системы) и предполагается, что при проектировании системы может быть выбрано одно из  $n_1$  решений. При этом (например, по данным опытов) вероятность принятия каждого из этих решений различна и равна  $p_{ii}$  для  $i$ -го решения. Так как выбор того или другого варианта зависит от опыта и интуиции инженера, принимающего решение, то вероятность  $p_{ii}$  определяется этими факторами. Неопределенность проектируемой системы или ее энтропия

$$H_1 = - \sum_{i=1}^{n_1} p_{ii} \log_2 p_{ii}, \text{ бит.} \quad (1)$$

Предположим, что на основе некоторых соображений и вычислений ряд решений был отброшен, и количество подлежащих дальнейшему рассмотрению вариантов уменьшено до значения  $n_2$ . Тогда количество, стоимость и полезность информации можно определить следующим образом.

В процессе решения задачи происходит уменьшение энтропии и, следовательно, возрастание получаемой о системе информации  $I$ , количество которой численно равно разности начальной  $H_1$  и конечной  $H_2$  энтропий:

$$I = H_1 - H_2, \text{ бит.} \quad (2)$$

При неопределенности  $H_1$  из количества вариантов  $n_1$  с вероятностью  $p_{ii}$  может быть выбран вариант  $n_{12}$  со стоимостью проектирования  $C_{12}$ . Математическое ожидание стоимости проектирования или стоимость информации, без учета затрат на сбор исходных данных

$$C_{11} = M(C_{11}) = \sum_{i=1}^{n_1} C_{ii} p_{ii}. \quad (3)$$

Для случая с  $n_2$  вариантами при неопределенности  $H_2$  и вероятности выбора каждого из них  $p_{12}$  при стоимости проектирования  $C_{12}$

$$M(C_{12}) = \sum_{i=1}^{n_2} C_{12} p_{12}.$$

Вологодская областная универсальная научная библиотека

Если уменьшение неопределенности от  $H_1$  до  $H_2$  потребовало затрат  $C_1$ , то стоимость информации во втором случае

$$C_{12} = \sum_{i=1}^{n_2} C_{ii} p_{ii} + C_1. \quad (4)$$

Способ определения полезности информации следующий. При начальной энтропии  $H_1$  с вероятностью  $p_{ii}$  может быть реализован один из  $n_1$  вариантов с затратами на реализацию каждого варианта  $Z_{ii}$ . Следовательно, математическое ожидание этих затрат

$$M(Z_{ii}) = \sum_{i=1}^{n_1} Z_{ii} p_{ii}. \quad (5)$$

При энтропии  $H_2$  соответственно

$$M(Z_{12}) = \sum_{i=1}^{n_2} Z_{12} p_{12}. \quad (6)$$

Полезность информации, полученной при переходе от  $H_1$  до  $H_2$

$$P = M(Z_{ii}) - M(Z_{12}). \quad (7)$$

Знание количества, стоимости и полезности информации при ручном и автоматизированном проектировании является необходимым и достаточным условием для решения вопроса о целесообразности автоматизации рассматриваемого этапа проектирования. Допустим, с целью определения экономической целесообразности автоматизации проектирования анализируется система электроснабжения, проект которой может быть выполнен одним из  $n_h$  вариантов с вероятностью выбора каждого варианта  $p_{ih}$ . Начальная энтропия системы определяется по (1). Пусть стоимость проектирования для каждого варианта  $n_{ih}$  при ручном проектировании равна  $C_{ih,p}$ , а при автоматизированном —  $C_{ih,a}$ . Затраты на реализацию проекта при ручном и автоматизированном проектировании соответственно равны  $Z_{ih,p}$  и  $Z_{ih,a}$ . Предположим, что при ручном проектировании неопределенность системы может быть доведена до значения  $H_1$ , соответствующего числу вариантов  $n_1$  с вероятностью выбора каждого из вариантов  $p_{ii}$ , стоимостью проектирования  $C_{ii}$  и затратами на реализацию  $Z_{ii}$ . Затраты на переход от  $H_h$  к  $H_1$  составляют  $C_1$ . Допустим далее, что при автоматизированном проектировании неопределенность системы может быть доведена до значения  $H_2$  с соответствующими обозначениями аналогичных величин:  $n_{12}$ ;  $p_{12}$ ;  $C_{12}$ ;  $Z_{12}$  и  $C_2$ .

Выражения, определяющие значения показателей способов приведены в табл. 1.

Очевидно, что автоматизация рассматриваемого этапа проектирования будет экономически целесообразной, если полные затраты на проектирование и реализацию проекта при автоматизированном проектировании будут меньше аналогичных затрат при ручном проектировании:

$$Z_{12} < Z_{11}, \quad (18)$$

или

$$M(Z_{12}) + M(C_{12}) + C_2 < M(Z_{11}) + M(C_{11}) + C_1. \quad (19)$$

Таблица 1

Показатели способов проектирования	Способ проектирования	
	ручной	автоматизированный
Энтропия	$H_1 = - \sum_{i_1=1}^{n_1} p_{i_1} \log_2 p_{i_1}$ (8)	$H_2 = - \sum_{i_2=1}^{n_2} p_{i_2} \times \log_2 p_{i_2}$ (9)
Количество информации	$I_1 = H_B - H_1$ (10)	$I_2 = H_B - H_2$ (11)
Стоимость информации	$C_{11} = \sum_{i_1=1}^{n_1} C_{i_1} p_{i_1} + C_1$ (12)	$C_{12} = \sum_{i_2=1}^{n_2} C_{i_2} p_{i_2} + C_2$ (13)
Полезность информации	$\Pi_1 = M(Z_{i_{1B}}) - M(Z_{i_1})$ (14)	$\Pi_2 = M(Z_{i_{2B}}) - M(Z_{i_2})$ (15)
Полные затраты на проектирование и реализацию проекта	$Z_1 = M(Z_{i_1}) + M(C_{i_1}) + C_1$ (16)	$Z_2 = M(Z_{i_2}) + M(C_{i_2}) + C_2$ (17)

Подставив (14), (15) и (12), (13) (табл. 1) в выражение (19), после преобразований получим:

$$\Pi_1 - M(Z_{i_{1B}}) - C_{11} < \Pi_2 - M(Z_{i_{2B}}) - C_{12}. \quad (20)$$

Теперь предположим, что  $M(Z_{i_{1B}}) = M(Z_{i_{2B}})$ . Такое предположение правомерно, поскольку для проектирования как машиной, так и вручную может быть использован один и тот же алгоритм. Тогда условие экономической целесообразности автоматизации:

$$\Pi_1 - C_{11} < \Pi_2 - C_{12}. \quad (21)$$

На каждом конкретном этапе проектирования решение о целесообразности его автоматизации может быть разным и зависит от соотношения стоимости и полезности информации при ручном и автоматизированном способах проектирования. Для практического использования предлагаемой методики оценки автоматизации проектирования, включая анализ целесообразности автоматизации промежуточных этапов, следует указать на возможные пути определения исходных величин:  $p_i$ ;  $C_i$ ;  $Z_i$ . Значения вероятностей  $p_i$  могут быть получены: путем статистического анализа частоты выбора решений, практически принимаемых для рассматриваемого типа задач; путем принятия гипотезы о законе распределения, которому подчинен выбор решений; путем применения леммы [Л. 2], согласно которой  $p_i = \frac{1}{n}$  (когда параметры распределения не известны).

Стоимость проектирования  $i$ -го варианта  $C_i$  можно определить по нормативным расценкам на проектные работы, а при отсутствии таких данных — по стоимости времени, фактически затрачиваемого на выполнение операций, связанных с разработкой проектного решения. Затраты  $Z_i$  на реализацию  $i$ -го проектного решения определяются расчетным путем. В случае, когда  $n$  велико (многовариантная за-

дача) значения затрат можно вычислять не для всей совокупности решений, а только для выборки, объем которой определяется по известным методам теории вероятностей. Целесообразность автоматизации промежуточных этапов проектирования может быть определена на основе статистического анализа разностей полных затрат на реализацию проекта до и после автоматизации рассматриваемых этапов.

Анализ полученного неравенства (21) необходим для решения важного вопроса — определения оптимальной доли участия человека и машины в процессе проектирования.

С переходом к автоматизированному проектированию в ряде случаев становится возможным рассмотрение всех  $n_B$  вариантов и, следовательно, нахождение оптимального решения с затратами на реализацию  $Z_{min}$  и стоимостью информации —  $\sum_{i_B=1}^{n_B} C_{i_B}$ . В этом случае эффективность автоматизации проектирования  $\mathcal{E}$  может быть определена как:

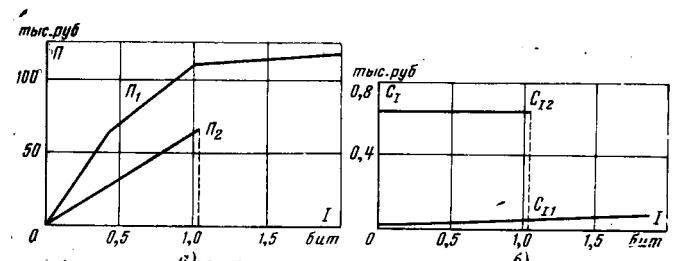
$$\mathcal{E} = M(Z_{i_B}) + M(C_{i_B}) - Z_{min} - \sum_{i_B=1}^{n_B} C_{i_B}. \quad (22)$$

Изложенная методика была применена для оценки эффективности автоматизации проектирования электроснабжения с помощью алгоритма и программы оценки вариантов развития сетей напряжением 6—110 кВ [Л. 3]. Алгоритм позволяет определить основные показатели вариантов развития сетей. При этом рассматриваются следующие способы реконструкции: замена проводов, если токи нагрузки, протекающие через них, отличаются от экономических; строительство дополнительных районных трансформаторных подстанций (РТП), т. е. разукрупнение; перевод существующих сетей на напряжение 110/20 кВ; перевод существующих сетей 35/(6)10 кВ на напряжение 110/10 кВ.

По программе [Л. 3] с помощью ЦВМ были рассчитаны 5 схем электроснабжения некоторых районов. Эти схемы включают 15 РТП и имеют общую протяженность сетей 2 268 км.

По результатам расчетов одной из схем, включающей 4 РТП и 554 км распределительных линий, построены характеристики (рисунок *a*, *b*), иллюстрирующие зависимости показателей эффективности от количества полученной информации.

Начальная неопределенность системы при «ручном» и автоматизированном проектировании одинакова и определяется четырьмя возможными способами реконструкции сетей и равными вероятностями выбора каждого из них. Значения количества и полезности информации для автоматизированного проектирования определялись последовательно каждый раз после уменьшения количества рассматриваемых



вариантов на единицу (кривая  $P_1$  рисунка). При этом варианты реконструкции исключались из рассмотрения в порядке убывания затрат, а вероятности каждого из оставшихся в рассмотрении вариантов принимались равными. Энтропия при «ручном» проектировании определялась количеством и вероятностями выбора вариантов реконструкции, полученными на основе статистического анализа ряда проектов:

замена провода — 0,4; разукрупнение — 0,6; перевод сетей 35/(6)10 кв на напряжение 110—20 кв — 0; перевод сетей 35/(6)10 кв на напряжение 110/10 кв — 0. Полезность информации при «ручном» проектировании характеризуется точкой  $P_2$  (рисунок).

Затраты на уменьшение энтропии, т. е. стоимость информации, обусловлены только временем выполнения расчетов (исходные данные считаются известными). Стоимости информации при автоматизированном проектировании определены исходя из фактических затрат времени на подготовку и проведение расчетов на ЦВМ «Минск-22» (при стоимости машинного времени 30 руб/ч). Зависимость стоимости информации для автоматизированного проектирования характеризуется кривой  $C_{11}$  (рисунок). Для «ручного» проектирования стоимость выполнения электрических расчетов при проектировании одного километра линии (6)10 кв по данным Поволжского отделения Сельэнергопроекта принята 1,18 руб. Стоимость информации при «ручном» проектировании определяется суммарной длиной линий рассматриваемой схемы (точка  $C_{12}$ , рисунок б).

Построенные зависимости характеризуют взаимосвязь между основными показателями эффективности: количеством, стоимостью и полезностью информации. Такие зависимости можно назвать информационно-экономическими характеристиками способа проектирования. Каждый способ имеет свои информационно-экономические характеристики. Их сравнение позволяет количественно оценить эффективность лучшего из них. Значения полезности, стоимости и количества информации, характеризующие показатели проектирования других схем электроснабжения, приведены в табл. 2.

Полезность информации (рисунок и табл. 2) при автоматизированном проектировании значительно больше полезности информации при «ручном» проектировании. Стоимость информации при автоматизированном проектировании меньше стоимости информации при «ручном» проектировании. Таким образом, для типа проектных задач, реализуемых по программе [Л. 3], автоматизация проектирования целесообразна и позволяет получить значительный экономический эффект.

Выше эффективность автоматизации проектирования определялась для случая использования готовых программ при проведении расчетов на ЦВМ. Между тем целесообразность автоматизации проектирования часто необходимо оценить и при отсутствии уже разработанных программ, например, пе-

ред разработкой алгоритма и программы для автоматизации определенного этапа проектирования.

Можно наметить следующую схему решения этой задачи с применением информационно-экономических характеристик. Пусть требуется установить целесообразность автоматизации некоторого этапа проектирования. Как и ранее, предположим, что по проектной задаче, реализуемой на рассматриваемом этапе, инженером может быть принято  $n$  решений, т. е. предполагается, что система может иметь одно из  $n$  соответствующих состояний. Неопределенность совокупности решений задачи определяется в соответствии с (1).

При решении многовариантной задачи вручную инженер принимает одно из  $n$  возможных решений, т. е. с вероятностью  $p_i$  выбирается некоторый вариант  $n_i$ . Тогда для «ручного» способа проектирования получим следующие значения соответственно стоимости информации и математического ожидания затрат на реализацию проекта:

$$M_p(C_{ip}) = \sum_{i=1}^n C_{ip} p_i; \quad (23)$$

$$M_p(Z_{ip}) = \sum_{i=1}^n Z_{ip} p_i. \quad (24)$$

Полные затраты по одному реализуемому варианту, с учетом стоимости информации, при «ручном» проектировании

$$Z_p = M(Z_{ip}) + M(C_{ip}). \quad (25)$$

Предположим, что при «ручном» и при автоматизированном проектировании будет применен один и тот же алгоритм и что при переходе от «ручного» проектирования к автоматизированному количество возможных проектных решений одинаково:

$$n_p = n_a = n.$$

В отличие от «ручного» проектирования, при котором принимается для реализации какой-либо один вариант, при автоматизации можно рассмотреть все  $n$  возможных вариантов и из них выбрать вариант с наименьшими затратами. При этом энтропия, имевшаяся при «ручном» проектировании, устраняется, а количество полученной информации численно равно первоначальной неопределенности:

$$I = - \sum_{i=1}^n p_i \log_2 p_i, \text{ бит.} \quad (26)$$

Обозначим затраты на реализацию наиболее экономичного решения через  $Z_0$ , а стоимость проектирования для каждого варианта при автоматизированном счете —  $C_{ia}$ . Стоимость информации при автоматизации будет пропорциональна количеству рассчитываемых вариантов. Полные затраты на проектирование и реализацию проекта при автоматизированном проектировании

$$Z_a = Z_0 + \sum_{i=1}^n C_{ia}. \quad (27)$$

Примем далее, что стоимость проектирования для всех вариантов при автоматизированных расчетах одинакова. С запасом примем, что эта стои-

Таблица 2

Код задачи	Способ проектирования					
	Ручной			Автоматизированный		
	Количество информации, бит	Стоимость информации, тыс. руб.	Полезность информации, тыс. руб.	Количество информации, бит	Стоимость информации, тыс. руб.	Полезность информации, тыс. руб.
ВО-4	1,029	0,643	29,8	2,0	0,081	117,0
ВПЛ-2	1,029	0,244	41,4	2,0	0,027	43,4
ВБ-4	1,029	0,798	72,6	2,0	0,094	110,0
ВПС-2	1,029	0,419	-80,1	2,0	0,057	165,9
ВД-3	1,029	0,514	42,6	2,0	0,077	94,6

мость для одного варианта равна математическому ожиданию стоимости «ручного» проектирования, т. е.

$$C_{ia} = M_p(C_{ip}) = M(C_i). \quad (28)$$

Тогда стоимость информации при автоматизированном проектировании будет в  $n$  раз больше. Полные затраты

$$Z_a = Z_0 + nM(C_i). \quad (29)$$

Очевидно, что автоматизация рассматриваемого этапа проектирования будет целесообразна, если

$$Z_0 + nM(C_i) < M(Z_i) + M(C_i). \quad (30)$$

После преобразования получим:

$$Z_0 < M(Z_i) - (n - 1)M(C_i). \quad (31)$$

Ожидаемый эффект от автоматизации проектирования

$$\mathcal{E} = M(Z_i) - Z_0 - (n - 1)M(C_i). \quad (32)$$

Полученное условие целесообразности автоматизации может быть использовано для обоснования требований к стоимости информации, которые должны быть учтены при разработке программ для ЦВМ. Максимально допустимая стоимость информации при автоматизированном проектировании определяется из условия:

$$\sum_{i=1}^{n-1} C_i \leq M(Z_i) - Z_0. \quad (33)$$

При оценке эффективности, ожидаемой от автоматизации какого-либо этапа проектирования, в общем случае следует учитывать также стоимость разработки программ для ЦВМ. Такой учет необходим при оценке программ для решения индивидуальных проектных задач однократного применения. В других случаях, когда программа предназначена для автоматизации массовых, многократно повторяющихся процессов проектирования, например при реальном проектировании электрических сетей, затраты на ее разработку можно не учитывать, так как в общей стоимости проектных работ эти затраты составляют незначительную величину и практически не влияют на оценку эффективности.

Следует отметить, что предложенный метод позволяет оценить лишь минимально возможный эффект от автоматизации проектирования. Как показывает опыт практического применения ЦВМ, при автоматизированном проектировании можно рассматривать существенно большее количество возможных состояний системы по сравнению с «ручным» проектированием. Кроме того, автоматизация проектирования, как правило, позволяет широко использовать методы математического программирования, благодаря которым часто можно находить оптимальное решение непосредственно, минуя последовательный перебор вариантов. В этих условиях эффект от автоматизации может быть еще большим. Важная особенность автоматизации проектирования состоит еще и в том, что она позволяет

находить оптимальные решения весьма сложных задач, которые при традиционных «ручных» способах проектирования вообще не могут быть решены.

**Пример.** Определим целесообразность автоматизации этапа проектирования по определению способов развития реконструкции электрических сетей напряжением 6—110 кв. Алгоритм «ручного» проектирования предусматривает полный электрический расчет сети с учетом ограничений по качеству напряжения и определение суммарных приведенных затрат за расчетный период. На основе анализа проектных решений установлено, что при проектировании сетей 6—110 кв проектировщиком принимается два способа реконструкции: замена проводов и разукрупнение подстанций. Для простоты примем вероятности принятия этих способов одинаковыми. Энтропия рассматриваемой задачи

$$H = 0,5 \log_2 0,5 + 0,5 \log_2 0,5 = 0,1 \text{ бит.}$$

Расчеты, выполненные для сети, включающей три районные трансформаторные подстанции напряжением 35/10 кв и распределительные сети 10 кв протяженностью 469 км, показали, что затраты на реализацию проектного решения реконструкции сети при замене проводов составляют 1396,2 тыс. руб.; при разукрупнении — 1448,5 тыс. руб.

Математическое ожидание затрат на реализацию проекта при «ручном» проектировании  $M(Z_i) = 1422,35$  тыс. руб.

Стоимость информации является величиной постоянной и определяется протяженностью сети 10 кв и стоимостью проектирования одного километра линии:

$$C_i = 0,55 \text{ тыс. руб.}$$

Автоматизация проектирования позволит рассмотреть оба возможных способа реконструкции, т. е. устранить неопределенность задачи, выбрав вариант с затратами 1396,2 тыс. руб. При этом полученная информация равна одному биту, а ее стоимость — 1,1 тыс. руб. Эффективность автоматизации проектирования в данном примере

$$\mathcal{E} = 25,6 \text{ тыс. руб.}$$

**Выводы.** 1. В предложенной методике реализован новый подход к оценке эффективности автоматизации проектирования, основанный на построении и анализе информационно-экономических характеристик. Процесс проектирования рассматривается как процесс принятия решений на основе информации, полученной обработкой соответствующих исходных данных. Основными показателями эффективности при сравнении различных способов проектирования служат количество, стоимость и полезность информации.

2. Выполненные расчеты подтвердили возможность практического использования рассмотренного метода для объективной оценки эффективности автоматизации проектирования электрических сетей. Анализ полученных информационно-экономических характеристик показал целесообразность автоматизации расчетов при проектировании сетей 6—110 кв.

## ЛИТЕРАТУРА

1. Веников В. А. и Шнель Р. В., Моделирование и автоматизация процесса проектирования электроэнергетических объектов, «Электричество», 1970, № 8.
2. Бонгард М. М., Проблема узнавания, изд-во «Наука», 1967.
3. Конечный В. П., Левин М. С. и Эббин Л. Е., Программа оценки вариантов развития сетей напряжением 6—110 кв, «Электричество» 1968, № 3.



# О движении ротора асинхронного двигателя

Канд. техн. наук П. Г. ГУЗЮКИН

Ленинград

Движение ротора асинхронного двигателя характеризуется наличием сложного колебательного процесса. Ниже рассмотрены экспериментальные данные о движении ротора в режиме циклической и постоянной нагрузок двигателя.

Циклический режим нагрузки является общим случаем, из которого режим постоянной нагрузки получается как частный случай. Метод Фурье позволяет любую циклическую нагрузку разложить на составляющие гармоники. В связи с этим общую качественную картину движения ротора можно получить из анализа режима синусоидальной нагрузки, когда в моменте сопротивления  $M_c$  имеются постоянная составляющая  $M_{cp}$  и синусоидальная составляющая с амплитудой  $M_a$  и частотой  $\Omega$ :

$$M_c = M_{cp} + M_a \sin \Omega t, \quad (1)$$

где  $t$  — время.

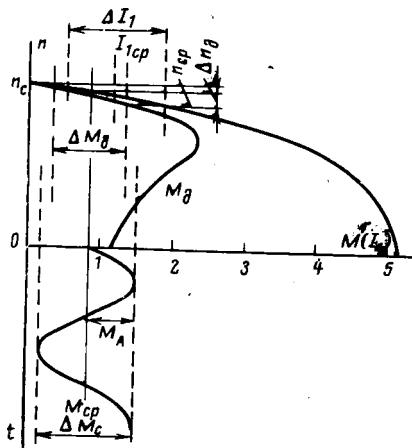


Рис. 1. Статическая диаграмма работы асинхронного двигателя в режиме циклической нагрузки.  
 $n_d$ ,  $I_{cp}$  — средняя скорость двигателя и соответствующий ей ток;  $M_d$  — момент двигателя.

Для случая  $\Omega = \text{const}$  и линейной<sup>1</sup> механической характеристики двигателя решение уравнения движения с рассматриваемым моментом сопротивления имеет вид [Л. 1]:

$$M_d = M_{cp} + \frac{M_a}{\sqrt{1 + (\Omega T_{\pi})^2}} \sin(\Omega t - \varphi), \quad (2)$$

где  $T_{\pi}$  — электромеханическая постоянная привода;  $\varphi$  — угол запаздывания синусоидальной составляющей в моменте двигателя.

Из уравнения (2) следует, что при постоянной нагрузке ( $M_a = 0$ ) момент двигателя, его ток и скорость также являются постоянными. При наложении на  $M_{cp}$  синусоидальной составляющей такая же составляющая, но с меньшей амплитудой, появляется в моменте двигателя. Вследствие колебаний момента сопротивлений  $\Delta M_c$  возникают колебания скорости  $\Delta n_d$ , тока  $\Delta I_{cp}$  и момента двигателя  $\Delta M_d$ . При этом в установившемся режиме величины этих колебаний должны быть однозначными функциями времени (рис. 1).

Уравнение (2) и сделанные выше выводы основываются на статической характеристике асинхрон-

ного двигателя. Эксперименты, проведенные в Ленинградском горном институте и ЛЕННИИХиммаш, показали, что режим движения ротора асинхронного двигателя определяется более сложными зависимостями. Поэтому выводы, вытекающие из выражения (2), следует рассматривать лишь как первое приближение.

При исследовании движения химического реактора, приводимого в движение герметическим асинхронным короткозамкнутым двигателем, было обнаружено, что ротор совершает сложное колебательное движение, хотя нагрузка привода являлась практически постоянной<sup>2</sup>. Ранее аналогичные явления были обнаружены при исследовании асинхронного двигателя с фазным ротором в приводе щековой дробилки<sup>3</sup>.

В этих опытах скорость двигателя фиксировалась тахогенератором, который позволял по осциллограмме вычислить среднюю скорость ротора двигателя за половину его оборота; такие вычисления проводились через каждую четверть оборота. Путь вала дробилки фиксировался специальными контактами, установленными через  $60^\circ$ , что позволяло затем вычислять его скорость в шести точках за каждый оборот.

По вычисленным значениям для каждого цикла дробилки были построены графики изменения параметров работы электропривода. Все графики (обработано более 50 циклов), имея один и тот же качественный характер, количественно резко различаются. График с наиболее ярко выраженнымами параметрами приведен на рис. 2.

Для каждого цикла планиметрированием определялись средние значения параметров  $a_{cp}$ , а затем вычислялись их наибольшие отклонения вверх  $+a_{\max}$  и вниз  $-a_{\min}$  от среднего значения (табл. 1). Назовем средние значения величин статическими параметрами, а неравномерность их изменения  $\delta$  — динамическим параметром:

$$\delta = \frac{a_{\max} - a_{\min}}{a_{cp}} 100\%.$$

Средние экспериментальные значения статических и динамических параметров, полученные на основании табл. 1, сопоставлялись с их расчетными значениями (табл. 2). Анализ этих данных приводит к двум выводам:

1. Расчет статических параметров установившегося режима работы асинхронного двигателя на циклическую нагрузку может производиться на основании статической характеристики двигателя и без учета упругих свойств передачи.

2. Расчет динамических параметров установившегося режима по статической характеристике двигателя ведет к значительным погрешностям. При этом расчетная неравномерность движения бу-

<sup>1</sup> Расчет на вычислительной машине показал, что учет кривизны характеристики  $s=f(M)$  меняет лишь количественные показатели процесса.

<sup>2</sup> Опыты проводились Э. А. Васильевым; привод работал в режиме холостого хода.

<sup>3</sup> Двигатель типа ФАМСО-147-8; передача двигатель — дробилка клиновременная.

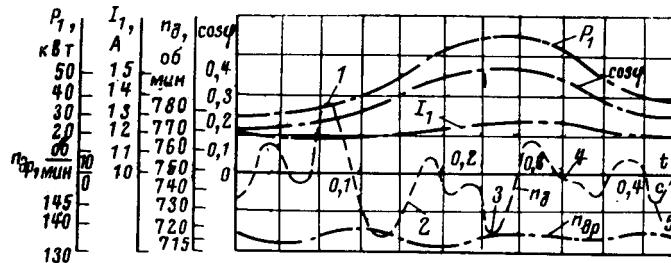


Рис. 2. Изменение параметров привода щековой дробилки за один цикл в режиме холостого хода.

$n_{dp}$  — скорость вала-эксцентрика дробилки;  $n_d$  — скорость двигателя; 1—5 — обороты ротора двигателя;  $\cos \phi$  — коэффициент мощности;  $P_1$  — мощность, потребляемая из сети;  $I_1$  — ток статора.

дет ниже фактической, а неравномерность электрических параметров (в цикле) — выше фактической.

Очевидно, что при циклическом режиме нагрузки наличие запаса кинетической энергии ведет к снижению всех динамических параметров<sup>4</sup>. Однако даже при учете динамических сил маховых масс разница между расчетными и экспериментальными значениями динамических параметров оказывается большой (см. табл. 2). Это, в свою очередь, приводит к выводу, что на движение системы существенное влияние оказывают и другие силы, обусловленные запасом в системе других видов энергии.

Одним из источников такой энергии в данном случае являются упругие свойства клиноременной передачи двигатель — дробилка.

Ф. В. Флоринский, рассматривая в общем виде движение системы двигатель — рабочая машина, показал, что при циклическом режиме нагрузки упругие силы передачи ведут к увеличению неравномерности движения; при этом неравномерность движения ведомого вала всегда превышает неравномерность движения ведущего вала<sup>5</sup> [Л. 2].

Однако, даже при учете упругих свойств передачи, разница между расчетными и экспериментальными данными остается значительной (строка 5 табл. 2). Следовательно, в системе действуют и другие силы, которые имеют своеобразный характер: они снижают колебание электрических параметров, увеличивая в одно и то же время неравномерность движения ротора. Одним из источников таких сил могут являться электромагнитные переходные процессы.

Приближенный анализ по методу В. А. Шубенко [Л. 3] показал, что при циклической нагрузке они могут оказать именно такое влияние на режим движения ротора асинхронного двигателя. Во время нарастания нагрузки электромагнитные процессы задерживают нарастание тока. Это, в свою очередь, ведет к тому, что скорость двигателя падает больше, чем следует по статической характеристике. Во время спада нагрузки имеет место обратное явление и скорость оказывается ниже определяемой статической характеристикой. Последовательное накопление этой разницы приводит к тому, что среднеклассовая скорость начинает изменяться от цикла к циклу, совершая колебания с некоторым периодом, равным длительности нескольких циклов,

Таблица 1

Средняя цикловая скорость двигателя $n_{cp}$ , об/мин	Колебание скоро- сти в цикле, %		Колебание параметров цепи статора в цикле, %			Время цикла, сек	Число оборотов ротора за цикл
	$\pm \Delta n_{dp}$	$\pm \Delta n_d$	$\pm \Delta I$	$\pm \Delta \cos \phi$	$\pm \Delta P$		
746,3	3,8	5,0	3,6	19,1	20,5	0,439	5,461
	4,0	6,0	1,7	34,6	38,7		
747,1	2,7	5,1	4,0	38,8	40,5	0,438	5,457
	3,5	3,7	3,4	38,4	41,9		
746,1	4,5	3,5	2,1	16,3	20,0	0,438	5,450
	3,8	4,7	3,1	19,5	21,2		
741,9	5,0	3,1	2,5	20,0	23,5	0,442	5,463
	6,1	3,0	3,0	17,6	20,0		
751,3	4,0	3,0	2,0	28,5	33,0	0,438	5,488
	4,0	1,6	3,3	22,8	24,9		
741,8	4,1	1,9	3,6	24,0	30,0	0,442	5,462
	6,4	2,0	5,3	26,2	20,0		
747,2	4,4	2,5	3,3	12,3	9,3	0,439	5,466
	3,7	2,6	4,1	22,4	26,9		
747,0	8,1	1,5	1,8	22,6	24,2	0,436	5,425
	4,4	2,0	2,3	30,3	31,7		
748,0	6,6	1,2	0,2	8,6	7,9	0,441	5,500
	8,1	2,0	1,7	10,0	9,9		
746,2	3,1	4,3	1,4	16,0	17,0	0,439	5,459
	2,7	3,2	2,0	16,5	16,4		
748,0	2,9	1,1	2,1	19,9	18,1	0,438	5,464
	3,9	2,0	1,2	25,4	25,9		
747,6	3,8	1,3	0,1	22,0	27,1	0,436	5,429
	4,4	0,7	1,4	12,0	43,5		
743,8	4,9	1,1	0,1	13,3	25,2	0,441	5,469
	3,2	1,3	1,5	13,5	41,7		
751,7	3,9	1,6	0,9	8,7	23,2	0,439	5,499
	3,7	2,7	0,9	17,5	39,6		

Таблица 2

Параметр	Значение		$\frac{A_p - A_e}{A_e} \cdot 100\%$	$\frac{A_p}{A_p}$	Примечание
	Расчет- ное $A_p$	Опыт- ное $A_e$			
$n_{cp}$ , об/мин	748,4	746,5	+0,25	0,997	
$I_{cp}$ , а	12,36	11,96	+3,24	0,967	
$\cos \phi_{cp}$	0,392	0,370	+5,94	0,944	
$\delta n$ , %	0,1575	5,14	-97,0	33,3	Расчет при учете упругих сил
$\delta n$ , %	0,665	5,24	-87,3	7,89	
$\delta n'$ , %	1,42	8,44	-83,2	5,94	
$\delta I_1$ , %	14,5	4,72	+207	0,325	
$\delta \cos \phi$ , %	61,0	37,2	+64	0,609	
$\delta n$ , %	0,932	5,24	—	—	Теоретический случай: момент инерции равен нулю
$\delta I_1$ , %	101	4,72	—	—	

около средней скорости, определяемой средней нагрузкой.

<sup>5</sup> Ф. В. Флоринский рассматривал случай малых колебаний момента сопротивлений, что позволило ему при анализе принять величину этого момента постоянной. Вследствие этого, при циклическом режиме нагрузки данный метод приведет к заниженной неравномерности движения.

\* Сравнить строки 4—9 и 10—11 табл. 2.

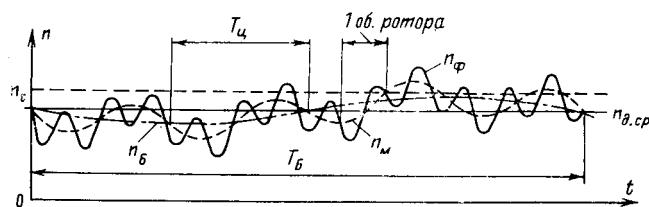


Рис. 3. Графики движения ротора асинхронного двигателя при работе на циклическую нагрузку.

$T_B$ ,  $n_B$  — период колебания в большом и средняя скорость за это время;  $T_d$ ,  $n_m$  — время цикла и средняя скорость за это время;  $n_\phi$  — фактическая скорость вращения ротора.

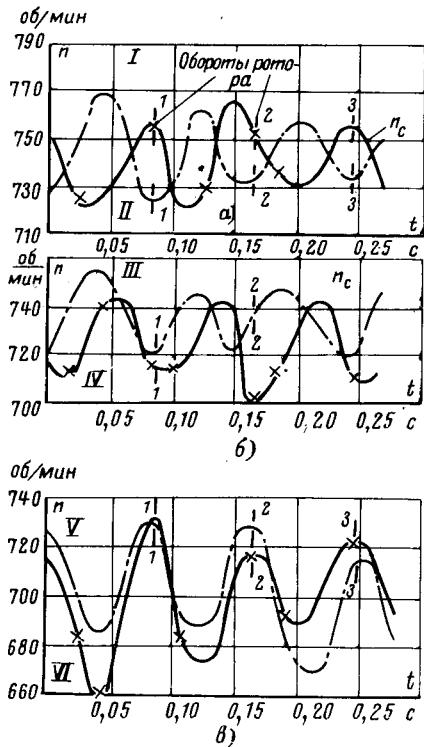


Рис. 4. Графики скорости вращения ротора асинхронного короткозамкнутого двигателя при постоянной нагрузке.  
 I —  $M_c = 0,09M_n$ ;  
 II —  $M_c = 0,2M_n$ ;  
 III —  $M_c = 0,407M_n$ ;  
 IV —  $M_c = 0,604M_n$ ;  
 V —  $M_c = 0,98M_n$ ;  
 VI —  $M_c = 1,15M_n$ ;  
 синхронная скорость вращения  $n_c = 750$  об/мин.

Назовем колебания среднечастотной скорости колебаниями в большом, а колебания скорости внутри цикла — колебаниями в малом. Таким образом, при работе асинхронного двигателя на циклическую нагрузку скорость ротора участует в трех видах колебаний (рис. 3):

1. Колебания в большом, которые обусловлены, главным образом, электромагнитными переходными процессами.

2. Колебания в малом, которые обусловлены циклическим характером нагрузки.

3. Микроколебания, под которыми понимается изменение скорости в течение каждого оборота ротора.

Микроколебания ротора в установившемся режиме не вытекают из общей теории работы асинхронных двигателей, а констатация присутствия таких колебаний в литературе, как правило, не встречается. В то же время их наличие подтверждается всеми обработанными графиками (рис. 2).

Дополнительные данные о микроколебаниях ротора были получены при исследовании движения многоскоростного асинхронного двигателя А-61-12/8/6/4. Опыты проводились в режиме холостого хода и при постоянной нагрузке, которая со-

здавалась машиной постоянного тока. Для измерения скорости, кроме специального тахогенератора, применялся магнитный датчик пути. Оба таходатчика подтверждают наличие микроколебаний ротора. На рис. 4 даны графики изменения скорости в зависимости от уровня нагрузки на валу двигателя: на них ярко видны как микроколебания ротора, так и колебания в большом.

Таким образом, при постоянной нагрузке скорость асинхронного двигателя имеет колебания в большом и микроколебания. Можно предположить, что в данном случае первый вид колебаний обусловлен наличием микроколебаний. Кроме того, Р. Рюденберг показал, что такие колебания скорости ротора могут возникнуть при периодическом изменении фазы питающего напряжения [Л. 4]. Во всяком случае природа колебаний в большом и микроколебаниях ротора, а также их количественный анализ требуют дальнейших исследований.

**Выводы.** 1. В процессе работы скорость ротора асинхронного двигателя имеет сложный колебательный характер. При циклическом режиме нагрузки этот процесс может быть представлен колебанием среднечастотной скорости, колебанием скорости внутри цикла и микроколебаниями ротора. При постоянной нагрузке в процессе движения отсутствуют внутрицикловые колебания скорости.

2. Микроколебания ротора присущи асинхронным двигателям с фазным и короткозамкнутым роторами.

3. Если цикл нагрузки определяется постоянной величиной пути, то в приводе с асинхронным двигателем длительность цикла является величиной переменной.

4. В целом (в большом) колебание электрических параметров несколько превышает диапазон, определяемый статической характеристикой.

5. При конструировании асинхронных двигателей и машин, приводимых в движение, необходимо учитывать наличие микроколебаний скорости, так как они связаны с систематическим действием на валы и другие детали значительных ускорений и моментов.

В опытах с многоскоростным двигателем величина дополнительных маховых масс составляла  $7,26 \text{ кгс} \cdot \text{м}^2$ , при маховом моменте ротора  $0,7 \text{ кгс} \cdot \text{м}^2$ . Средний момент на участке  $0-0,04$  сек (кривая I на рис. 4) составляет  $7,6 M_n$ , а среднее ускорение  $-104,8 \text{ 1/сек}^2$ ; на участке  $0,044-0,087$  сек (кривая VI на рис. 4) средний момент составил  $13,4 M_n$ , а среднее ускорение  $-180,5 \text{ 1/сек}^2$ . Кратность критического момента для данного двигателя равна  $1,8 M_n$ .

## ЛИТЕРАТУРА

- Гейлер Л. Б., Электропривод в тяжелом машиностроении, Машгиз, 1958.
- Флоринский Ф. В., К определению неравномерности вращения приводного вала кривошипно-шатунного механизма при передаче вращения от двигателя к валу, Изв. вузов, «Горный журнал», 1963, № 2.
- Шубенко В. А., Применение упрощенной круговой диаграммы для приближенного расчета электромагнитных переходных процессов в асинхронных двигателях, Труды УПИ. сб. 90, 1958.
- Рюденберг Р., Переходные процессы в электроэнергетических системах. Изд-во иностр. лит., 1955.

# Испытание асинхронизированного синхронного двигателя

Н. Н. БЛОЦКИЙ, М. М. БОТВИННИК, Б. П. КЛИМОВ, И. Я. ДОВГАНЮК,  
 Ю. Г. ШАКАРЯН  
 ВНИИЭ  
 М. В. БАКШТ, Ю. Г. БОРЗЯК, В. С. КОЛОДЯЖНЫЙ, Д. А. КОРХОВ  
 и В. Е. РЕИЗИН  
 ХЭМЗ

**Введение.** Асинхронизированный синхронный двигатель (АСД) и его испытания описаны в [Л. 1—4]. Теоретические преимущества его — высокий к. п. д., регулируемый коэффициент мощности, возможность плавного регулирования скорости — достаточно известны. Однако никогда ранее не удавалось полностью показать на практике все эти его преимущества в совокупности. В данной статье приводятся результаты испытаний АСД, когда силовым элементом схемы управления был тиристорный преобразователь частоты с непосредственной связью, выполненный по трехфазной нулевой схеме. В этих испытаниях впервые на стенде завода теория была реализована полностью. Сравнительно скромные результаты по регулированию скорости (900—1100 об/мин), несомненно, могут быть улучшены при переходе на мостовую схему преобразователя и повышении напряжения питания.

**Схема установки.** Как известно, реальная схема АСД содержит собственно двигатель (обычный серийный асинхронный двигатель с фазным ротором), силовой элемент (преобразователь частоты с непосредственной связью на тиристорах); блок управления силовым элементом (электронная схема управления); силовые трансформаторы (один или несколько), питающие силовой элемент; регулятор (электронная схема), предназначенный для формирования заданного закона изменения напряжений на кольцах ротора двигателя, и различные датчики: углоизмерительная машина для измерения угла поворота ротора и его производной скорости вращения ротора; датчики тока для измерения мгновенных значений токов ротора; датчик коэффициента мощности статора для поддержания этого коэффициента в заданных пределах.

Исполнение конкретной силовой схемы АСД зависит от ряда факторов и, прежде всего, от числа фаз ротора двигателя. Количество фаз ротора двигателя определяет число преобразователей частоты, входящих в силовой элемент. Далее структура си-

ловой схемы зависит от выбора той или иной схемы преобразователя частоты (нулевая или мостовая), числа фаз питания самого преобразователя, которое однозначно определяет число фаз трансформатора, и, наконец, от количества самих трансформаторов.

Каждый преобразователь, входящий в силовой элемент, питается от отдельного трансформатора либо имеется один общий для всех преобразователей трансформатор.

Испытаниям подвергались две схемы АСД.

Первая схема (рис. 1) включала в себя серийный асинхронный двигатель АД типа АКС-14-59-6 с параметрами  $P_n = 1000 \text{ квт}$ ;  $\cos \varphi = 0,87$  (отстающий);  $\eta = 94\%$ ;  $U_n = 6000 \text{ в}$ ;  $n_n = 1000 \text{ об/мин}$ . Силовой элемент содержал три независимых преобразователя частоты  $\text{ПЧ}$ , собранных по трехфазной нулевой противопараллельной схеме. Каждый из трех преобразователей  $\text{ПЧ}$  питался от отдельного силового трансформатора  $T_p$  типа ТМ-180—6/0,23 с соединением обмоток  $Y/Y_0$ . Параметры трансформаторов и тиристоров позволяют на выходе каждого преобразователя получить ток до 750 а и мощность до 200 ква. Что касается остальных элементов схемы: блоков управления преобразователями  $\text{СУ}$ , регулятора, датчиков тока  $\text{ДТ}$ , датчика коэффициента мощности, то использовались устройства, разработанные и выполненные ВНИИЭ. В качестве датчика угла и скорости была применена углоизмерительная машина переменного тока  $\text{УИМ}$ , разработанная ХЭМЗ. Силовой тиристорный шкаф был изготовлен заводом «Электроприводитель». Вторая испытуемая схема отличалась от первой только тем, что в качестве источника питания силового элемента использовался один, общий для всех преобразователей, трансформатор<sup>1</sup>.

Рассмотрим относительные достоинства и недостатки двух указанных схем. В схеме с тремя трансформаторами аварийные токи короткого замыкания меньше и поэтому защита преобразователя проще. Однако энергетические показатели такой схемы ниже, чем у схемы с одним питающим трансформатором, поскольку каждый из трех трансформаторов не используется полностью по мощности, в каждом из них создаются дополнительные потери из-за протекания нулевой составляющей тока (1/3 величины тока низкой частоты, протекающего в соответствующей фазе ротора) и значительной величины высших гармонических. В случае одного трансформатора нулевая составляющая отсутствует и высшие гармонические существенно меньше. Кроме того,

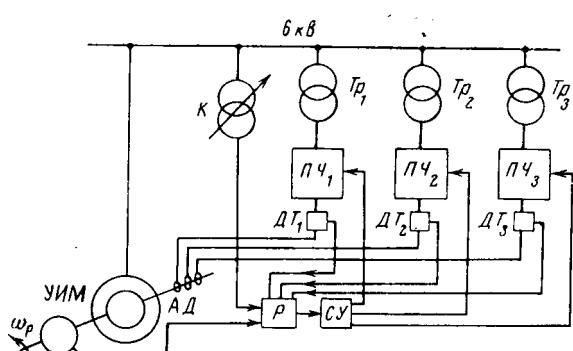


Рис. 1. Схема АСД с тремя трансформаторами. универсальная научная библиотека

<sup>1</sup> Фактически использовалось два трансформатора, соединенных параллельно, однако, это не является принципиальным с точки зрения схемного решения и было вызвано лишь тем, что мощность одного трансформатора (180 ква) недостаточна для обеспечения рабочих режимов установки.

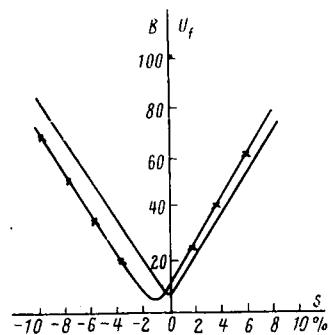


Рис. 2. Изменение напряжения на кольцах ротора.  
— $x$ — эксперимент; — расчет.

установленная мощность с тремя отдельными питающими трансформаторами должна быть выше, чем второй схемы, но и надежность ее будет больше. Вместе с тем не следует считать, что схема с тремя трансформаторами представляет собой неинженерное решение. Для надежности можно допустить некоторое увеличение габаритной мощности установки. Уместно также добавить, что зарубежные фирмы применяют схемы с тремя трансформаторами для регулирования скорости асинхронных двигателей [Л. 5].

**Испытания и их результаты.** Проведенные испытания преследовали следующие цели.

1. Проверка системы в целом на работоспособность.

2. Определение реального диапазона регулирования скорости двигателя при поддержании постоянства активной мощности статора (т. е. примерно постоянства момента на валу) и постоянства  $\cos \varphi_c$  (коэффициента мощности цепи статора).

3. Определение реальных энергетических показателей установки — суммарного коэффициента мощности ( $\cos \varphi_s$ ), т. е. коэффициента мощности с учетом реактивной мощности, потребляемой трансформаторами и к. п. д.

4. Сравнение энергетических и других показателей, полученных экспериментально, с теоретическими для установления правильности методики расчета системы АСД.

Эксперимент проводился следующим образом. Двигатель включался в сеть как асинхронный (т. е. обмотки ротора замкнуты на пусковое сопротивление, силовой элемент и система управления АСД отключены). При нагрузке порядка 150—300 квт и скорости, близкой к синхронной, подключался силовой элемент и система управления АСД. Двигатель автоматически переходил в асинхронизированный режим. Далее при нагрузке порядка 800 квт анализировался весь диапазон регулирования ско-

лится опасность, что нулевая составляющая тока вызовет насыщение магнитной системы трансформатора, что будет связано с искажением формы выходного напряжения преобразователя и также с дополнительными потерями мощности.

Вышесказанное приводит к выводу, что если мы хотим получить от двух испытуемых схем одинаковые в целом энергетические показатели, то установленная мощность с тремя отдельными питающими трансформаторами должна быть выше, чем второй схемы, но и надежность ее будет больше. Вместе с тем не следует считать, что схема с тремя трансформаторами представляет собой неинженерное решение. Для надежности можно допустить некоторое увеличение габаритной мощности установки. Уместно также добавить, что зарубежные фирмы применяют схемы с тремя трансформаторами для регулирования скорости асинхронных двигателей [Л. 5].

**Испытания и их результаты.** Проведенные испытания преследовали следующие цели.

1. Проверка системы в целом на работоспособность.

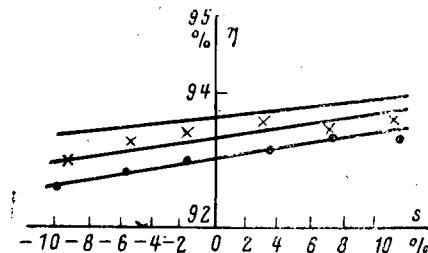
2. Определение реального диапазона регулирования скорости двигателя при поддержании постоянства активной мощности статора (т. е. примерно постоянства момента на валу) и постоянства  $\cos \varphi_c$  (коэффициента мощности цепи статора).

3. Определение реальных энергетических показателей установки — суммарного коэффициента мощности ( $\cos \varphi_s$ ), т. е. коэффициента мощности с учетом реактивной мощности, потребляемой трансформаторами и к. п. д.

4. Сравнение энергетических и других показателей, полученных экспериментально, с теоретическими для установления правильности методики расчета системы АСД.

Эксперимент проводился следующим образом. Двигатель включался в сеть как асинхронный (т. е. обмотки ротора замкнуты на пусковое сопротивление, силовой элемент и система управления АСД отключены). При нагрузке порядка 150—300 квт и скорости, близкой к синхронной, подключался силовой элемент и система управления АСД. Двигатель автоматически переходил в асинхронизированный режим. Далее при нагрузке порядка 800 квт анализировался весь диапазон регулирования ско-

Рис. 4. Изменение к. п. д. в функции скольжения.  
— $x$ — эксперимент при одном трансформаторе; —●— эксперимент при трех трансформаторах; — расчет.



ности. Это была серия проверочных режимов, при которых проверялась правильность работы всех элементов системы. Только после этого двигатель нагружался до 1000 квт (по статору) и при этом значении нагрузки проверялся весь диапазон регулирования скорости. Закон управления АСД, принятый для данных экспериментов, определялся выражением (в синхронной системе координат):

$$U_f = (\alpha_0 + \alpha_1 s) e^{iA} - k_i f.$$

При этом скорость двигателя регулировалась изменением коэффициента  $\alpha_0$ , а коэффициент мощности — углом  $A$  с помощью корректора  $K$  (рис. 1). Сигнал, пропорциональный скольжению ( $\alpha_1$ ), служит для повышения жесткости характеристики  $M(s)$ .

Обе испытуемые схемы показали себя вполне работоспособными. Система была нагружена в общую сложности в течение четырех часов. За это время не наблюдалось никаких нарушений в работе.

В экспериментах мощность статора, как указывалось, составила 1000 квт, а значение  $\cos \varphi_c = 1$ , при этом диапазон регулирования скорости соответствовал  $s = +9\% - 11\%$  для обеих схем<sup>2</sup>. Диапазон определялся не возможностями преобразователя частоты (сам преобразователь нормально работает при частотах до 15 Гц, что отвечает диапазону  $s = \pm 30\%$ ), а предельным напряжением на выходе преобразователя  $U_f \text{ пред} = 100$  в (фазное напряжение). Поскольку определение  $\cos \varphi_s$  и к. п. д. машины двойного питания имеет свои особенности, методика определения этих величин дана в приложении.

Результаты эксперимента приведены на рис. 2—4.

Из рисунков видно, что для всех параметров сходимость теории и эксперимента хорошая. Расхождение объясняется тем, что в расчете не учитываются высшие гармонические в кривой тока ротора и трансформатора. Таким образом, следует считать принятую методику расчета системы АСД

<sup>2</sup> При скорости вращения ротора выше синхронной  $s > 0$ .

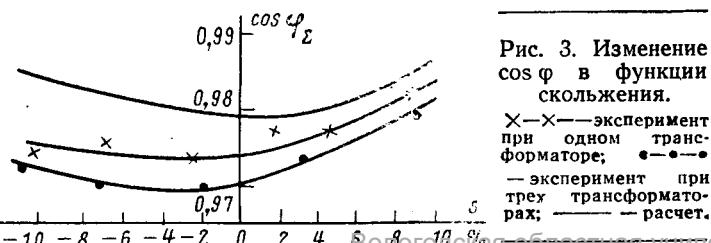
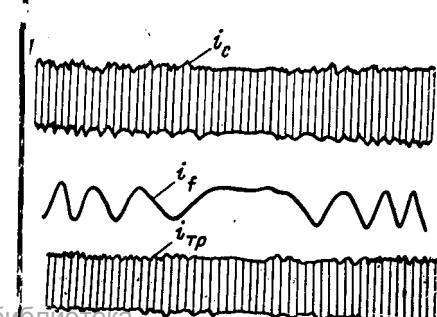


Рис. 3. Изменение  $\cos \varphi_s$  в функции скольжения.  
— $x$ — эксперимент при одном трансформаторе; —●— эксперимент при трех трансформаторах; — расчет.

Рис. 5. Характер изменения токов при регулировании скорости АСД.  
— $i_c$ — ток статора;  
— $i_f$ — ток ротора;  
— $i_{tr}$ — ток трансформатора.



правильной. На рис. 5 приведена осциллограмма перехода скорости вращения ротора АСД через синхронную скорость.

**Выводы.** Полученные результаты позволяют оптимистически оценивать возможности внедрения АСД в энергохозяйство. Коэффициент полезного действия его близок к к. п. д. асинхронного двигателя,  $\cos \varphi$  к  $\cos \varphi$  синхронной машины, а по регулированию скорости (теоретически) он близок к машине постоянного тока (мощность АСД и пределы регулирования его скорости зависят, в первую очередь от мощности тиристоров).

Ближайшие задачи: увеличение диапазона регулирования скорости АСД, опытная его эксплуатация в промышленности и выпуск опытной серии.

**Приложение.** Методика определения энергетических показателей. Основными энергетическими показателями, характеризующими ту или иную систему управляемого электропривода, являются к. п. д. и коэффициент мощности  $\cos \varphi$ .

Основным методом определения к. п. д. был принят метод разделения потерь. В соответствии с этим

$$\eta = 1 - \frac{\Sigma P}{P_\Sigma},$$

где  $\Sigma P$  — сумма всех потерь привода, а  $P_\Sigma$  — забираемая из сети мощность.

Основные составляющие потерь, входящих в  $\Sigma P$ , определялись следующим образом: потери в меди статора — как  $3I^2_r r_1$ ; потери в стали — по опыту холостого хода; механические — экспериментально снималась зависимость  $\Delta P_{\text{мех}} = f(n)$ , где  $n$  — скорость привода; потери в меди и стали ротора и в остальных элементах цепи ротора (подводящих проводах, контактных щетках, преобразователе частоты и трансформаторах) — из опыта короткого замыкания АСД; добавочные потери принимались равными 0,5% от суммы всех указанных выше потерь.

В опыте короткого замыкания статор АСД закорачивается, а ротор питается от преобразователя по нормальной схеме. Изменением углов открытия ПЧ устанавливается то или иное значение тока ротора, при этом измеряется полная мощность, потребляемая цепями ротора по первичной стороне трансформатора. Опыт проводили при различных значениях тока ротора и скорости вращения ротора в рабочем диапазоне  $s = 10\%$ , т. е. снималась зависимость  $\Delta P_f = f(I_f, s)$ . В указанном диапазоне  $\Delta P_f$  практически не зависит от скольжения, т. е. является лишь функцией  $I_f$ .

Экспериментальное значение коэффициента мощности на входном фидере определялось по формуле:

$$\cos \varphi_{\Sigma \vartheta} = \frac{P_{\Sigma \vartheta}}{\sqrt{3} U I_\Sigma},$$

где  $P_{\Sigma \vartheta}$  — активная мощность на входе фидера, определяемая по показаниям ваттметров;  $U$  — линейное напряжение на фидере;  $I_\Sigma$  — линейный ток фидера.

Расчетное значение этого же коэффициента определялось по расчетным значениям  $P_{\Sigma p}$  и  $Q_{\Sigma p}$ , т. е. по формуле:

$$\cos \varphi_{\Sigma p} = \frac{P_{\Sigma p}}{\sqrt{P_{\Sigma p}^2 + Q_{\Sigma p}^2}},$$

где  $P_{\Sigma p}$  — суммарная активная мощность, потребляемая приводом;  $Q_{\Sigma p}$  — суммарная реактивная мощность.

Суммарная реактивная мощность  $Q_{\Sigma p}$  складывается из реактивной мощности статора  $Q_1$  и реактивной мощности, потребляемой трансформатором  $Q_{\text{тп}}$ . Как говорилось выше, в опытах поддерживался коэффициент мощности статора, равный единице, что соответствует  $Q_1 = 0$ . Отсюда  $Q_{\Sigma p} = Q_{\text{тп}}$ . Эта величина определялась по формуле:

$$Q_{\Sigma p} = - I_f U_{\Sigma p} \frac{\frac{8l m_{\text{тп}} \sin \frac{\pi}{m_{\text{тп}}}}{\pi^2} E(\lambda; \pi/2)}{U_{\Sigma p}^2},$$

где  $U_{\Sigma p}$  — действующее значение фазного напряжения на вторичной стороне трансформатора;  $m_{\text{тп}}$  — число фаз трансформатора (в данном случае  $m_{\text{тп}} = 3$ ),  $l$  — число фаз ротора АСД (в данном случае  $l = 3$ ),  $E(\lambda; \pi/2)$  — эллиптический интеграл второго рода,  $\lambda$  — характеризует максимальную величину угла открытия тиристоров преобразователя в расчетном режиме. Эта величина подсчитывается по формуле:

$$\lambda = \frac{\pi U_f}{U_{\Sigma p} m_{\text{тп}} \sin \frac{\pi}{m_{\text{тп}}}}.$$

## ЛИТЕРАТУРА

1. Ботвинник М. М., Асинхронизированная синхронная машина, Госэнергоиздат, 1960.
2. Ботвинник М. М. и Шакарян Ю. Г., Управляемая машина переменного тока, изд-во «Наука», 1969.
3. Жерве Г. К., Промышленные испытания электрических машин, изд-во «Энергия», 1968.
4. Ботвинник и др., Экспериментальные исследования АС-двигателя на заводе им. Владимира Ильича, «Электротехника», 1966, № 7.
5. Автоматизированный электропривод, электротехнология и электроснабжение промышленных предприятий, экспресс-информация ВНИТИ, 1966, № 13.

[5.2.1971]

УДК 621.313.236.3

# О повышении быстродействия электромашинного усилителя

Канд. техн. наук, доц. Б. Ф. ТОКАРЕВ, инженеры А. Е. АСТАШКИН  
и А. И. СОКОЛОВСКИЙ

Москва

Быстродействие ЭМУ с поперечным полем определяется постоянными временем цепи управления, поперечной цепи и, главным образом, внутренними обратными связями, действующими в машине. Наиболее сильное влияние на переходной процесс в ЭМУ оказывает гибкая обратная связь по току нагрузки. Из-за действия этой обратной связи переходный процесс при нагрузке усилителя замедляется в несколько раз по сравнению с холостым ходом.

Для дальнейшего повышения быстродействия ЭМУ необходимо выявить возможные пути снижения постоянных времени цепей и ослабление влияния гибкой обратной связи по току нагрузки.

В данной статье приводятся некоторые результаты изысканий в этом направлении.

Постоянная времени обмотки управления

$$T_y = \frac{L_y}{R_y}. \quad (1)$$

Выразив индуктивность  $L_y$  и сопротивление  $R_y$  обмотки управления через обмоточные данные и магнитную проводимость по продольной оси  $\Lambda_d$ , получим:

$$T_y = F_y \frac{\Lambda_d \sigma_y}{l_{c.y} \rho \Delta_y}, \quad (2)$$

где  $F_y = I_y w_y$  — н. с. обмотки управления на полюс;  $I_y$ ,  $w_y$  — ток управления и число витков (на полюс) обмотки управления;  $l_{c.y}$ ,  $\Delta_y$  — средняя длина витка обмотки управления и плотность тока в ней;  $\rho$ ,  $\sigma_y$  — удельное сопротивление меди и коэффициент рассеяния обмотки управления. Принимая во внимание, что э. д. с. на поперечных щетках равна:

$$E_2 = I_2 \Sigma R_2 = 8f p w_a \Lambda_d F_y, \quad (3)$$

найдем

$$F_y = \frac{I_2 \Sigma R_2}{8f p w_a \Lambda_d} = \frac{F_2}{w_2} \frac{\Sigma R_2}{8f p w_a \Lambda_d}, \quad (4)$$

Подставляя (4) в (2), получаем:

$$T_y = \frac{\sigma_y}{8f p w_a l_{c.y} \rho \Delta_y} \frac{F_2 \Sigma R_2}{w_2}, \quad (5)$$

где  $F_2$ ,  $I_2$ ,  $w_2$  — н. с., ток и число витков на полюс для второй ступени;  $p$  — число пар полюсов;  $f = \frac{pn}{60}$  — частота;  $\Sigma R_2$  — эквивалентное сопротивление поперечной цепи;  $w_a$  — число витков на полюс обмотки якоря.

Сопротивление  $\Sigma R_2$ , состоящее из суммы сопротивлений: обмотки якоря  $R_a$ , подмагничивающей обмотки  $R_{\text{п.о.}}$  переходного контакта щеток  $R_{\text{щ}}$  и сопротивления реакции якоря  $R_{\text{р.а2}}$ , запишем следующим образом:

$$\Sigma R_2 = R_a (1 + k_{R2}), \quad (6)$$

где

$$k_{R2} = \frac{R_{\text{п.о.}} + R_{\text{щ}} + R_{\text{р.а2}}}{R_a}.$$

Принимая во внимание, что

$$\left. \begin{aligned} R_a &= \frac{2p w_a l_{c.a} \rho \Delta_a}{I_3}, \\ w_2 &= w_a \left( \frac{1 + \alpha_i + 2\beta_{\text{п.о.}}}{2} \right), \\ F_2 &= 0,8 B_{\delta} \delta_i k_{\mu q}; \\ I_3 w_a &= \frac{1}{2} \tau A_3; \\ 2\tau f &= v_a, \end{aligned} \right\} \quad (7)$$

из (5) получаем:

$$T_y = 1,6 \frac{k_{\mu q} \sigma_y \rho (1 + k_{R2})}{1 + \alpha_i + 2\beta_{\text{п.о.}}} \frac{l_{c.a}}{l_{c.y}} \frac{\Delta_a}{\Delta_y} \frac{B_{\delta}}{A_3} \frac{\delta_i}{v_a}, \quad (9)$$

где  $A_3$ ,  $I_3$  — линейная нагрузка и ток выходной ступени ЭМУ;  $\Delta_a$ ,  $l_{c.a}$  — плотность тока и средняя длина витка обмотки якоря;  $\alpha_i$  — коэффициент полюсного перекрытия;  $\tau$ ,  $v_a$  — полюсное деление и окружная скорость якоря;  $\beta_{\text{п.о.}}$  — отношение витков подмагничивающей обмотки в поперечной цепи к виткам якоря;  $B_{\delta}$  — максимальное значение индукции в воздушном зазоре для выходной ступени;  $\delta_i$  — приведенный воздушный зазор;  $k_{\mu q}$  — коэффициент насыщения для поперечной обмотки якоря.

Постоянная времени поперечной цепи, определяемая из выражения

$$T_2 = \frac{2p w_a^2 \Lambda_q}{\Sigma R_2}, \quad (10)$$

с учетом (6) — (8) будет:

$$T_2 = \frac{1}{8} \frac{\tau A_3 (1 + \alpha_i + 2\beta_{\text{п.о.}})^2}{l_{c.a} (1 + k_{R2})} \Lambda_q. \quad (11)$$

Магнитная проводимость по поперечной оси

$$\Lambda_q = \frac{\alpha l_{c.y} \mu_0}{\delta_i k_{\mu q}}, \quad (12)$$

где  $l_{c.y}$  — активная длина;  $\alpha = \frac{B_{\tau}}{B_{\delta}}$  — отношение средней индукции к максимальному значению.

Выразив  $\tau$  через диаметр якоря  $D_a$ , а также учитывая, что

$$\alpha D_a^2 l_{c.y} = \frac{6,1 \cdot 10^{11} P_0}{n B_{\delta} A_3}, \quad (13)$$

из (11) находим

$$T_2 = 2,38 \cdot 10^3 \frac{(1 + \alpha_i + 2\beta_{\text{п.о.}})^2 P_0}{\rho l_{c.a} \Delta_a (1 + k_{R2}) k_{\mu q} P^2 \delta_i n B_{\delta}}, \quad (14)$$

где  $P_0$  — электромагнитная мощность машины.

Из рассмотрения выражений (14) и (9) можно установить, что ряд электромагнитных величин различным образом влияет на значения постоянных времени  $T_y$  и  $T_2$ . Так, например, с увеличением величины воздушного зазора  $\delta_i$ , максимальной индукции  $B_{\delta}$ , плотности тока обмотки якоря  $\Delta_a$  постоянная времени поперечной цепи  $T_2$  уменьшается, а постоянная времени обмотки управления  $T_y$  возрастает.

Изменение линейной нагрузки по выходному току  $A_3$ , оказывая влияние на величину постоянной времени  $T_y$ , не сказывается на значении  $T_2$ . При увеличении числа витков подмагничивающей обмотки (увеличении  $\beta_{\text{п.о.}}$ ) постоянная времени  $T_2$  возрастает, а постоянная времени  $T_y$  уменьшается.

Реакция якоря от тока  $I_2$ , которая в выражениях (9) и (14) в основном определяет величину  $k_{R2}$ , уменьшает  $T_2$  и увеличивает  $T_y$ . При возрастании частоты вращения  $n$  обе постоянные времени уменьшаются. Отсюда следует, что при проектировании ЭМУ с поперечным полем его частоту вращения целесообразно выбирать максимально возможной.

Согласно выражению (14) постоянная времени  $T_2$  при увеличении числа полюсов  $p$  уменьшается обратно пропорционально квадрату этой величины. Однако в действительности это изменение происходит в несколько меньшей степени (приблизительно обратно пропорционально  $p$ ), так как при увеличении числа полюсов одновременно уменьшается средняя длина витков обмотки.

При выполнении машины с повышенным числом полюсов с целью их размещения целесообразно диаметр якоря увеличивать. Это повышает окружную скорость вращения якоря, что согласно (5) приводит к некоторому уменьшению постоянной времени  $T_y$ .

На основании изложенного выше можно сделать вывод, что увеличение числа полюсов благоприятно

сказывается на уменьшении постоянных времени  $T_y$  и  $T_2$ . Однако, как показывает опыт, вследствие влияния гибкой обратной связи по току  $I_3$ , четырехполюсное исполнение практически не приводит к увеличению быстродействия при нагрузке по сравнению с двухполюсным исполнением.

Поэтому для улучшения динамических свойств ЭМУ необходимо предусмотреть меры для уменьшения влияния этой обратной связи. Из проведенных исследований следует, что при компенсациях, близких к полной, гибкая обратная связь по току нагрузки обусловлена, главным образом, магнитной связью обмоток управления с коммутирующим потоком дополнительного полюса по продольной оси и частично с потоком рассеяния компенсационной обмотки.

Взаимоиндуктивность обмотки управления с продольной цепью  $M_{y,ka}$  может быть найдена из следующего выражения [Л. 1]:

$$M_{y,ka} = 2pw_y \left\{ [w_d + (w_k - w_a)] \Lambda_d + \frac{w_k - w_a}{2} \Lambda_d + \right. \\ \left. + 2\mu_0 l_\delta (w_{k,6} \lambda_{n,6} + w_k \lambda_n) \right\},$$

где  $w_d$ ,  $w_k$  — витки дополнительного полюса (создающие коммутирующее поле) и компенсационной обмотки;  $w_{k,6}$  — витки компенсационной обмотки в большом пазу;  $\Lambda_d$ ,  $\Lambda_d$  — магнитные проводимости по продольной оси и дополнительного полюса;  $\lambda_{p,6}$ ,  $\lambda_p$  — удельные магнитные проводимости большого паза и лобовых частей компенсационной обмотки.

Величина  $M_{y,ka}$ , а следовательно, и величина гибкой обратной связи будут зависеть от степени компенсации (от разности  $w_k - w_a$ ). При полной компенсации взаимоиндуктивность  $M_{y,ka}$  будет равна:

$$M_{y,ka} = 2p\omega_y \{ \omega_d A_d + 2\mu_0 I_\delta (\omega_{k,6} \lambda_{p,6} + \omega_k \lambda_p) \}.$$

Для компенсации потокосцепления обмотки управления с продольной цепью в большом пазу размещается специальная обмотка ОБП (рис. 1), которая наматывается на стальной сердечник и укладывается между катушками компенсационной обмотки и обмотки управления [Л. 2]. Обмотка соединяется последовательно с продольной цепью машины и поток  $\Phi_B$ , созданный ею, будет пропорционален току нагрузки. Направление этого потока, основная часть которого замыкается над перемычкой большого паза, должно быть выбрано встречным с коммутирующим потоком дополнительного

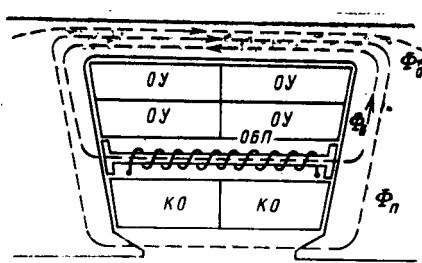


Рис. 1. Расположение в большом пазу специальной обмотки (ОБП), предназначеннной для компенсации потокосцепления между обмоткой управления и продольной цепью ЭМУ. КО — компенсационная обмотка; ОУ — обмотка управления; ОБП — специальная обмотка.

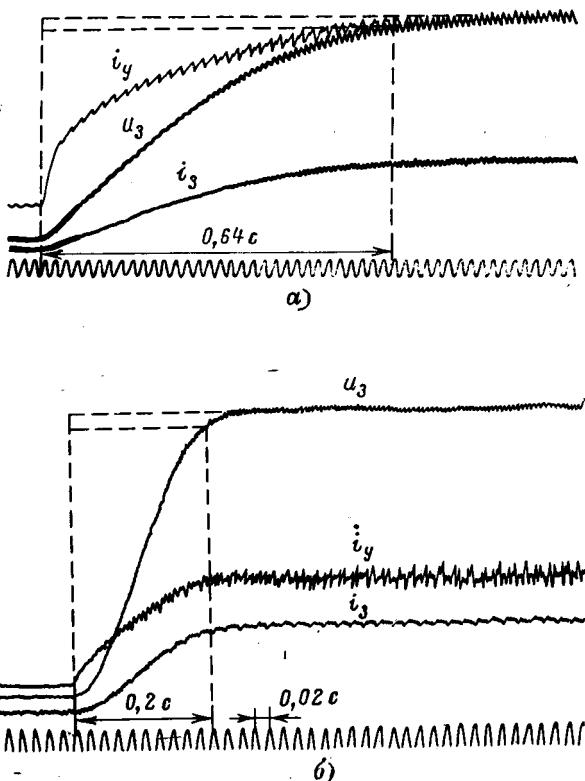


Рис. 2. Осциллограммы переходного процесса в ЭМУ, выходная цепь которого замкнута на номинальное активное сопротивление.

*а* — для серийного ЭМУ-100; *б* — для опытного ЭМУ-100/4.

полюса и потоком рассеяния компенсационной обмотки, сцепленных с обмоткой управления. Поток  $\Phi_B$ , создаваемый обмоткой ОБП, выбирается равным

$$\Phi_B = \frac{M_{y,ka} I_3}{2pw_y}$$

В этом случае результирующая взаимоиндуктивность обмоток управления с целью нагрузки машины будет равна нулю и замедляющее действие нагрузки на переходной процесс будет устранено. При соответствующем выборе числа витков обмотки *ОБП* можно обеспечить некоторую форсировку переходного процесса (гибкая обратная связь из отрицательной превращается в положительную). Размеры обмотки *ОБП* вместе с сердечником относительно невелики и занимают 15—20% площади большого паза. При наличии сердечника в большом пазу существенно возрастает поток рассеяния обмотки управления. В результате этого происходит некоторое увеличение постоянных времени обмоток управления и снижение коэффициента усиления (в пределах 10%).

Из сказанного следует, что изготовление четырехполюсных электромашинных усилителей попарного поля в сочетании со специальной обмоткой в большом пазу (ОБП) может существенно повысить быстродействие этих машин.

На опытном заводе ВНИИЭлектропривод совместно с кафедрой электрических машин МЭИ были разработаны и изготовлены такие усилители,

Характеристика электромашинного усилителя	ЭМУ-100 (двуухполюсный)	ЭМУ-100/4 (четырехполюсный)
Номинальная мощность, квт	10	10
Номинальное напряжение, в	230	230
Коэффициент усиления	20 000	20 000
Коэффициент полезного действия	0,8	0,78
Масса активной стали, кг	51,5	48,3
Масса обмоточной меди, кг	27,8	28,2
Постоянные времени поперечной цепи, сек	0,05	0,028
Постоянные времени обмотки управления, сек	0,08	0,06
Время переходного процесса в ЭМУ, выходная цепь которого замкнута на номинальное активное сопротивление, сек	0,64	0,2
Время переходного процесса в ЭМУ, выходная цепь которого замкнута на якорь заторможенного двигателя МИ-52, сек	1,3	0,12

В таблице приводится сопоставление основных характеристик ЭМУ мощностью 10 квт в четырехполюсном исполнении (ЭМУ-100/4) с характеристиками двухполюсной серийной машины той же мощности (ЭМУ-100). Частота вращения машин около 3 000 об/мин.

Время переходного процесса, равное времени достижения выходного тока или напряжения 0,95 установленного значения, определялось по осциллограммам, полученным при внезапной подаче сигнала в обмотку управления. На рис. 2 и 3 даны соответствующие осциллограммы. Результаты свидетельствуют о высоких динамических качествах разработанных усилителей. Заметим, что осцилло-

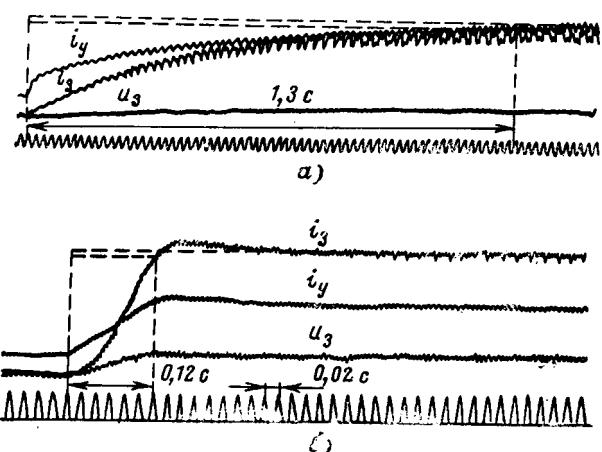


Рис. 3. Осциллограммы переходного процесса в ЭМУ, выходная цепь которого замкнута на якорь заторможенного двигателя МИ-52.  
а — для серийного ЭМУ-100; б — для опытного ЭМУ-100/4.

граммы снимались при отсутствии добавочного сопротивления в цепи обмотки управления.

#### ЛИТЕРАТУРА

1. Токарев Б. Ф. и Асташкин А. Е., Возможности повышения быстродействия ЭМУ поперечного поля, Доклады научно-технической конференции по итогам научно-исследовательских работ за 1968—1969 гг. Секция электромеханическая, подсекция электрические машины. МЭИ, 1969.
2. Токарев Б. Ф. и Асташкин А. Е., Электромашинный усилитель поперечного поля, Авторское свидетельство № 253906, Официальный бюллетень Комитета по делам изобретений и открытий при СМ СССР, «Открытия, изобретения, промышленные образцы, товарные знаки», 1969, № 31.

11.12.1970



УДК 621.313.333.025.2:621.3.012.8

## Обобщенный анализ и сравнительная оценка схем замещения двухфазных асинхронных машин

Канд. техн. наук Г. С. СОМИХИНА

Московский энергетический институт

При исследовании и расчете различных типов асинхронных электрических машин, в том числе и микромашин, широко используются эквивалентные схемы замещения, с помощью которых достаточно легко и наглядно определяются основные характеристики машины в любом режиме работы. Кроме того, схемы замещения значительно облегчают построение геометрических мест тока, которые являются графическим изображением существующих в схемах замещения связей. Наконец, схемы замещения чрезвычайно удобны для современных методов исследования электрических машин: математического моделирования, создания расчетных столов, анализа поведения машины в различных электромеханических устройствах с помощью ЦВМ и т. п.

В последнее время в технической литературе появилось большое число работ, посвященных различным совмещенным схемам замещения, удобным

для исследования двухфазных асинхронных машин. Однако отсутствует единый подход к анализу и оценке достоинств различных схем, выводу их уравнений, а в некоторых работах содержатся неправильные взгляды на предпочтительный выбор системы координатных осей для некоторых схем, а также недостаточно обоснованные суждения о преимуществах той или иной схемы и ее точности.

Цель статьи состоит в том, чтобы показать обобщенный метод анализа всех известных схем замещения несимметричной двухфазной асинхронной машины (рис. 1), оценить достоинства и недостатки каждой схемы и дать рекомендации, в каких случаях целесообразнее использовать ту или иную схему<sup>1</sup>.

<sup>1</sup> Все обозначения в статье соответствуют принятым в теории микромашин [Л. Г. 2].

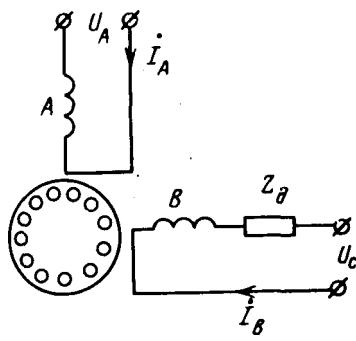


Рис. 1. Электромагнитная схема двухфазной несимметричной асинхронной машины.

При исследовании и расчете асинхронных машин средней и большой мощности, обычно трехфазных симметричных, т. е. работающих только при круговом поле, пользуются Т-образной и Г-образной схемами замещения для одной фазы; Т-образная схема отвечает трем основным уравнениям рабочего процесса симметричной асинхронной машины в двигательном режиме:

$$\left. \begin{aligned} \dot{U}_s &= -\dot{E}_s + \dot{I}_s Z_s; \\ 0 &= \dot{E}_R - \dot{I}_R Z_R; \\ \dot{I}_s &= \dot{I}_o - \dot{I}_R, \end{aligned} \right\} \quad (1)$$

где

$$Z_s = r_s + jx_s; \quad Z_R = \frac{r_R}{s} + jx_R = \frac{r_R}{1-v} + jx_R; \\ s = 1 - v.$$

Совместное решение этих уравнений с учетом того, что  $\dot{E}_s = \dot{E}_R = -\dot{I}_o Z_m$  позволяет получить уравнение для Т-образной схемы замещения:

$$\dot{I}_s = \frac{\dot{U}_s}{Z_{\text{экв}}} = \dot{I}_o - \dot{I}_R; \quad (2)$$

$$Z_{\text{экв}} = Z_s + \frac{Z_R Z_m}{Z_m + Z_R}. \quad (3)$$

После преобразований (1) и введения коэффициента  $\dot{c}_s = \frac{Z_s + Z_m}{Z_m}$  получается Г-образная схема замещения; ее уравнение:

$$\dot{I}_s = \frac{\dot{U}_s}{Z_{\text{экв}}} = \dot{I}_{o,c} - \dot{I}_R, \quad (4)$$

$$Z_{\text{экв}} = \frac{(Z_s + \dot{c}_s Z_R) Z_m}{Z_m + Z_R}. \quad (5)$$

В одно- и двухфазных асинхронных микромашинах (рис. 1), которым в основном и посвящается статья, наиболее сложным для исследования и расчета является режим работы при эллиптическом поле. Эти машины с двумя обмотками на статоре, пространственно сдвинутыми на  $90^\circ$ , как правило, несимметричны, т. е. имеют разные эффективные числа витков ( $w_{AB} \neq w_{A}$ ) и добавочный фазосдвигающий элемент в одной или обеих обмотках статора.

Вологодская областная универсальная научная библиотека

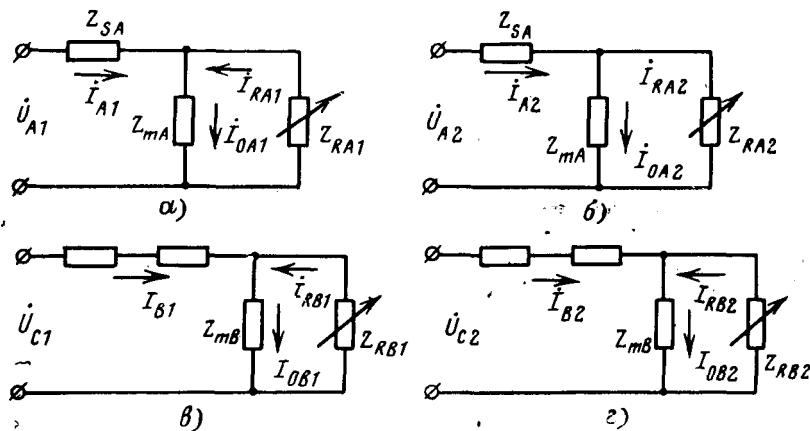


Рис. 2. Раздельные Т-образные схемы замещения двухфазной несимметричной асинхронной машины.

В двухфазной асинхронной машине (двигателе) физические процессы при эллиптическом поле описываются следующими уравнениями:

$$\dot{U}_A = \dot{U}_{A1} + \dot{U}_{A2} = -\dot{E}_A + \dot{I}_A Z_{SA} = \dot{I}_{A1} Z_{A1} + \dot{I}_{A2} Z_{A2}; \quad (6)$$

$$\dot{U}_C = \dot{U}_{C1} + \dot{U}_{C2} = -\dot{E}_B + \dot{I}_B (Z_{SB} + Z_R) = \dot{I}_{B1} Z_{B1} + \dot{I}_{B2} Z_{B2} + \dot{I}_B Z_R; \quad (7)$$

$$\dot{U}_C = \dot{U}_B + \dot{U}_R; \quad \dot{I}_{A1} = \frac{\dot{I}_A - jk\dot{I}_B}{2}; \\ \dot{I}_{A2} = \frac{\dot{I}_A + jk\dot{I}_B}{2}; \quad (8)$$

$$\dot{I}_{B1} = j \frac{\dot{I}_{A1}}{k}; \quad \dot{U}_{B1} = jk\dot{U}_{A1}; \\ \dot{I}_{B2} = -j \frac{\dot{I}_{A2}}{k}; \quad \dot{U}_{B2} = -jk\dot{U}_{A2}; \quad (9)$$

$$\dot{E}_A = \dot{E}_{A1} + \dot{E}_{A2}; \quad \dot{E}_B = \dot{E}_{B1} + \dot{E}_{B2}.$$

Сопротивления фазы  $B$  обычно выражают через сопротивление фазы  $A$  и условный коэффициент трансформации  $k$ , равный отношению эффективных витков  $w_{AB}$  и  $w_{A}$ . Такое приведение сопротивлений справедливо при одинаковой конфигурации обмоток, числе и форме пазов статора и одинаковом сечении провода у обмоток  $A$  и  $B$ , чего практически никогда не бывает в двухфазных микромашинах. В общем случае  $Z_{B1} \neq k^2 Z_{A1}$ ,  $Z_{B2} \neq k^2 Z_{A2}$ , так как  $Z_{SB} \neq k^2 Z_{SA}$ , поэтому приведение активного сопротивления статорной обмотки  $B$  следует осуществлять через коэффициент  $k$

$$k_{BAr} = kta \left( \frac{k_{OA}}{k_{OB}} \right)^2, \quad \text{где } t = \frac{S_A}{S_B}, \quad a = \frac{Z_A}{Z_B},$$

а приведение индуктивного сопротивления рассеяния обмотки  $B$  — через коэффициент

$$k_{BAx} = k^2 a \left( \frac{k_{OA}}{k_{OB}} \right)^2. \quad (10)$$

<sup>2</sup>  $t$  — отношение сечений провода обмоток  $A$  и  $B$ ;  $a$  — отношение пазов, занятых обмотками  $A$  и  $B$ .

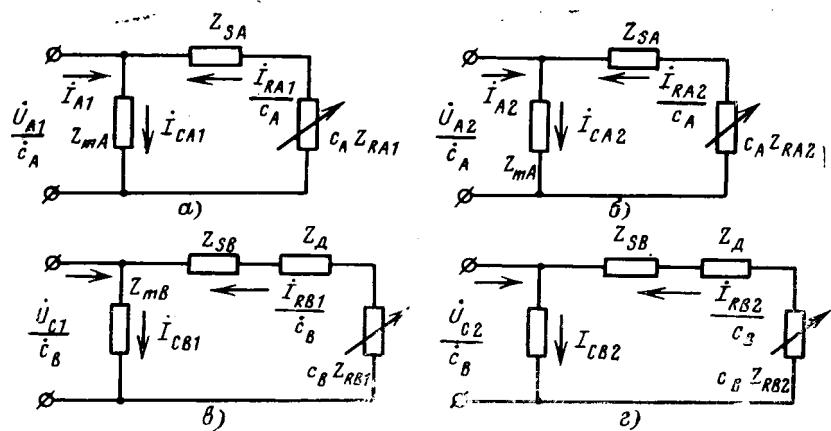


Рис. 3. Раздельные Г-образные схемы замещения двухфазной несимметричной машины.

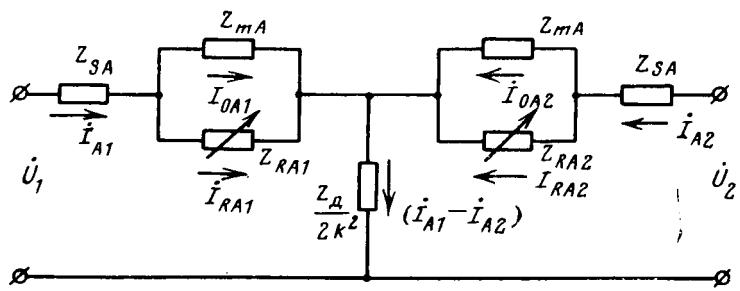


Рис. 4. Совмещенная схема замещения для токов прямой и обратной последовательностей.

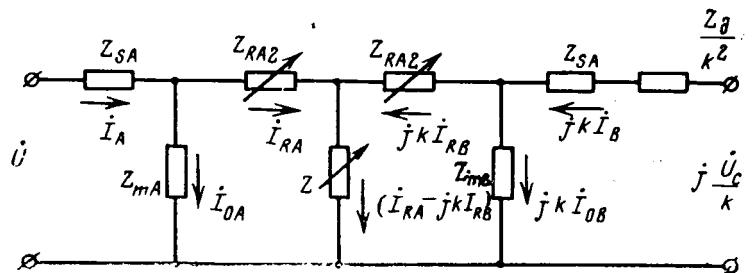


Рис. 5. Совмещенная схема замещения для полных статорных и роторных фаз токов A и B.

Приведение роторных сопротивлений и сопротивлений намагничивающего контура фазы B к фазе A осуществляется через  $k^2$ .

При анализе уравнений и схем замещения несимметричных двухфазных машин разность в сопротивлениях обмоток B и A удобнее относить к сопротивлению фазосдвигающего элемента, а следовательно, осуществлять приведение сопротивлений статорных обмоток через  $k^2$ . Так как разности в сопротивлениях обмоток равны:

$$\Delta r_{SA} = r'_{SB} - r_{SB} = \left[ kta \left( \frac{k_{OA}}{k_{OB}} \right)^2 - k^2 \right] r_{SA}; \quad (11)$$

$$\Delta x_{SA} = x'_{SB} - x_{SB} = \left[ kta \left( \frac{k_{OA}}{k_{OB}} \right)^2 - k^2 \right] x_{SA}, \quad (12)$$

то сопротивление фазосдвигающего элемента будет в общем случае равно:

Вологодская областная универсальная научно-исследовательская библиотека

$$Z_d = (r'_d + \Delta r_{SA}) + j(x'_d + \Delta x_{SA}) = \\ = r_d + jx_d, \quad (13)$$

где  $r'_d$ ,  $x'_d$  — активное и реактивное собственные сопротивления фазосдвигающего элемента.

Известные в настоящее время схемы замещения несимметричных асинхронных машин можно разделить на две группы: раздельные и совмещенные.

Представляется целесообразным напомнить основные работы по схемам замещения для двухфазных несимметричных машин.

Раздельные Т-образные схемы замещения (рис. 2) предложил Ю. С. Чечет [Л. 3], рекомендовавший также аналитические методы расчета характеристик двухфазных микромашин и учет потерь в стали добавочным активным током статора. В этих схемах сопротивление намагничивающего контура принято равным  $Z_m \approx jX_m$ .

Авторы [Л. 4] пользуются графо-аналитическими методами расчета характеристик (круговыми диаграммами) и рекомендуют Г-образные раздельные схемы замещения (рис. 3).

Совмещенная схема замещения (рис. 4) для токов прямой и обратной последовательностей, которой широко пользуются в СССР и за рубежом, опубликована в [Л. 6 и 7].

Совмещенная схема для полных статорных токов фаз A и B (рис. 5) предложена в [Л. 5] для двухфазной машины с короткозамкнутым ротором и в [Л. 8] — для машины с полым ротором. Этой схемой пользуется большое число авторов, отдающих предпочтение при исследовании однофазных машин методу двух реакций.

В [Л. 9] опубликована совмещенная мостиковая схема замещения для полных токов фаз статора  $I_A$  и  $I_B$ , одновременно позволяющая разделить эти токи на симметричные составляющие.

Наибольшее распространение в отечественной технической литературе до сих пор еще имеют Т-образные раздельные схемы замещения (рис. 2). Четыре раздельные схемы замещения соответствуют четырем уравнениям токов прямой и обратной последовательностей. Эквивалентные сопротивления этих схем:

$$\left. \begin{aligned} Z_{A1} &= Z_{SA} + Z'_{RA1}; & Z_{A2} &= Z_{SA} + Z'_{RA2}; \\ Z_{C1} &= Z_{SB} + Z_{RB1} + Z_d; & \\ Z_{C2} &= Z_{SB} + Z'_{RB2} + Z_d, \end{aligned} \right\} \quad (14)$$

где  $Z'_{RA1} = \frac{Z_{mA} Z_{RA1}}{Z_{mA} + Z_{RA1}}$  — сопротивление разветвления прямой последовательности фазы A;  $Z'_{RA2} = \frac{Z_{mA} Z_{RA2}}{Z_{mA} + Z_{RA2}}$  — сопротивление разветвления обратной последовательности фазы A;  $Z_{RA1}$  — полное сопротивление ротора прямой последовательности фазы A;  $Z_{RA2}$  — полное сопротивление ротора обратной последовательности фазы A;  $Z'_{RB1}$ ,  $Z'_{RB2}$ ,  $Z_{RB1}$ ,  $Z_{RB2}$  — соответствующие сопротивления фазы B.

Каждая из четырех указанных схем замещения аналогична схеме замещения симметричной трехфазной машины. Подобно симметричной машине каждая из Т-образных схем замещения (рис. 2) может быть преобразована в Г-образную схему (рис. 3) введением соответствующих комплексных коэффициентов:

для фазы *A*

$$\dot{c}_A = \frac{Z_{SA} + Z_{mA}}{Z_{mA}};$$

для фазы *B*

$$\dot{c}_B = \frac{Z_{SB} + Z_{\Delta} + Z_{mB}}{Z_{mB}} = \dot{c}_A + \dot{c}_{\Delta},$$

где

$$\dot{c}_{\Delta} = \frac{Z_{\Delta}}{k^2 Z_{mA}}.$$

В Г-образных схемах полные сопротивления фаз обеих последовательностей равны:

$$Z_{A1} = \frac{Z_{SA} + \dot{c}_A Z_{RA1}}{\dot{c}_{RA2}}; \quad Z_{A2} = \frac{Z_{SA} + \dot{c}_A Z_{RA2}}{\dot{c}_{RA1}};$$

$$Z_{C1} = k^2 Z_{A1} + Z_{\Delta}; \quad Z_{C2} = k^2 Z_{A2} + Z_{\Delta},$$

где

$$\dot{c}_{RA1} = \frac{Z_{mA} + Z_{RA1}}{Z_{mA}} = \dot{c}_{RB1};$$

$$\dot{c}_{RA2} = \frac{Z_{mA} + Z_{RA2}}{Z_{RA2}} = \dot{c}_{RB2};$$

$Z_{\Delta} = r_{\Delta} + jx_{\Delta}$  — сопротивление фазосдвигающего элемента в фазе *B* и разность сопротивлений фаз за счет статорных обмоток  $\Delta Z_{SA} = Z'_{SB} - k^2 Z_{SB}$  [см. (11) — (13)].

Возможно также преобразование Т-образной схемы для фазы *B* в Г-образную без внесения сопротивления  $Z_{\Delta}$  в цепь ротора (рис. 7), при этом  $\dot{c}_A = \dot{c}_B$ , а приведение параметров фазы *B* к фазе *A* осуществляется через  $k^2$ .

При современных методах исследования электрических машин, связанных с моделированием и применением электронной вычислительной техники, весьма удобными оказываются совмещенные схемы замещения, представляющие собою эквивалентные схемы активных четырехполюсников.

Первая из этих схем (рис. 4), широко известная как схема Крона [Л. 6], отвечает уравнениям, полученным на основе преобразования (6) и (7):

$$\dot{U}_A = \dot{I}_{A1} Z_{A1} + \dot{I}_{A2} Z_{A2}; \quad (15)$$

$$j \frac{\dot{U}_C}{k} = -\dot{I}_{A1} Z_{A1} + \dot{I}_{A2} Z_{A2} - (\dot{I}_{A1} - \dot{I}_{A2}) \frac{Z_{\Delta}}{k^2}. \quad (16)$$

Складывая и вычитая уравнения (15) и (16), получим:

$$\dot{U}_1 = \frac{1}{2} \left( \dot{U}_A - i \frac{\dot{U}_C}{k} \right) = \dot{I}_{A1} Z_{A1} + (\dot{I}_{A1} - \dot{I}_{A2}) \frac{Z_{\Delta}}{2k^2}; \quad (17)$$

$$\dot{U}_2 = \frac{1}{2} \left( \dot{U}_A + i \frac{\dot{U}_C}{k} \right) = \dot{I}_{A2} Z_{A2} - (\dot{I}_{A1} - \dot{I}_{A2}) \frac{Z_{\Delta}}{2k^2}. \quad (18)$$

Схема рис. 4 позволяет определить токи обеих последовательностей  $\dot{I}_{A1}$  и  $\dot{I}_{A2}$ , а по ним — полные токи фаз  $\dot{I}_A$  и  $\dot{I}_B$ . Она может быть представлена также в виде активного четырехполюсника, соединенного

по схеме «звезда», и удобна при математическом моделировании двухфазных машин в виде расчетных столов.

Рассмотрим теперь совмещенную схему замещения, представленную на рис. 5. Существует недостаточно обоснованное мнение, что указанная эквивалентная схема может быть выведена только на основе метода двух реакций. Однако легко убедиться, что из тех же основных уравнений (6) и (7), описывающих рабочий процесс несимметричной двухфазной машины при эллиптическом поле, получается уравнения данной схемы замещения.

Электродвижущие силы, индуцируемые в фазах статора *A* и *B*:

$$\begin{aligned} \dot{E}_A &= \dot{I}_{RA1} Z_{RA1} + \dot{I}_{RA2} Z_{RA2}; \\ \dot{E}_B &= \dot{I}_{RB1} Z_{RB1} + \dot{I}_{RB2} Z_{RB2} = \\ &= jk \dot{I}_{RA1} Z_{RA1} - jk \dot{I}_{RA2} Z_{RA2}; \\ \dot{E}_B &= \dot{I}_{RA1} Z_{RA1} - \dot{I}_{RA2} Z_{RA2}. \end{aligned}$$

Здесь  $\dot{I}_{RA1}$ ,  $\dot{I}_{RA2}$ ,  $\dot{I}_{RB1}$ ,  $\dot{I}_{RB2}$  — роторные токи фаз *A* и *B* прямой и обратной последовательностей, приведенные к соответствующим обмоткам статора.

Коэффициент приведения

$$k_{SR} = \frac{2m\omega_S k_{OS}}{z_S k_{OR}},$$

где  $z_R$  — число зубцов ротора.

Между приведенными роторными токами обеих последовательностей и полными токами ротора  $\dot{I}_{RA}$  и  $\dot{I}_{RB}$  справедливы те же соотношения, что и для статорных токов

$$\dot{I}_{RA1} = \frac{\dot{I}_{RA} - jk \dot{I}_{RB}}{2}; \quad (19)$$

$$\dot{I}_{RA2} = \frac{\dot{I}_{RA} + jk \dot{I}_{RB}}{2}. \quad (20)$$

С учетом (19) и (20) найдем:

$$\dot{E}_A = \frac{\dot{I}_{RA}}{2} (Z_{RA1} + Z_{RA2}) - jk \frac{\dot{I}_{RB}}{2} (Z_{RA1} - Z_{RA2});$$

$$\dot{E}_B = \frac{\dot{I}_{RA}}{2} (Z_{RA1} - Z_{RA2}) - jk \frac{\dot{I}_{RB}}{2} (Z_{RA1} + Z_{RA2}).$$

Представим:

$$\begin{aligned} (Z_{RA1} + Z_{RA2}) &= (Z_{RA1} - Z_{RA2}) + 2Z_{RA2}; \\ Z &= \frac{Z_{RA1} - Z_{RA2}}{2}, \end{aligned}$$

тогда

$$\dot{E}_A = (\dot{I}_{RA} - jk \dot{I}_{RB}) Z + \dot{I}_{RA} Z_{RA2}; \quad (21)$$

$$\dot{E}_B = -jk \dot{I}_{RB} Z_{RA2} + (\dot{I}_{RA} - jk \dot{I}_{RB}) Z. \quad (22)$$

Подставляя (21) и (22) в основные уравнения (6) и (7), получим уравнения для совмещенной схемы замещения (рис. 5):

$$\dot{U}_A = \dot{I}_A Z_{SA} + \dot{I}_{RA} Z_{RA2} + (\dot{I}_{RA} - jk \dot{I}_{RB}) Z; \quad (23)$$

$$\begin{aligned} \dot{U}_C &= \dot{I}_B (Z_{SB} + Z_{\Delta}) + \dot{I}_{RB} k^2 Z_{RA2} + \\ &+ jk (\dot{I}_{RA} - jk \dot{I}_{RB}) Z \end{aligned} \quad (24)$$

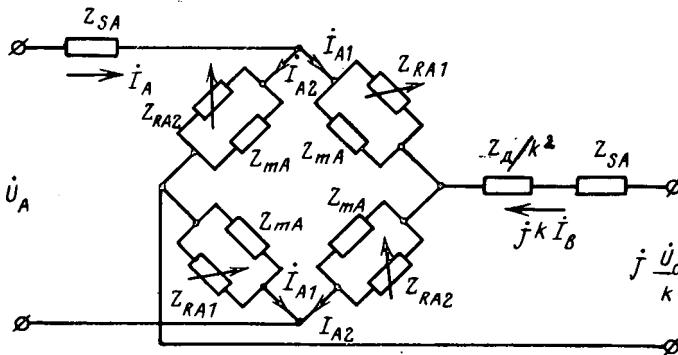


Рис. 6. Мостиковая совмещенная схема замещения.

или

$$j \frac{\dot{U}_c}{k} = jk \dot{I}_B \left( Z_{SA} + \frac{Z_{\pi}}{k^2} \right) - jk \dot{I}_{RB} Z_{RA2} + (I_{RA} - jk \dot{I}_{RB}). \quad (25)$$

Эта схема замещения и уравнения (23) и (25) позволяют определять действительные напряжения, э. д. с. и токи фаз  $A$  и  $B$ , которые в методе двух реакций иногда называют соответственно напряжениями, э. д. с. и токами по продольной и поперечной осям машины. Она также представляет собою активный четырехполюсник, удобный для исследования реальной машины в схеме автоматического устройства или в системе любого электропривода. Схема весьма удобна при анализе физических процессов в асинхронном тахогенераторе (ТГ) с полым ротором. Роторная цепь такой схемы для ТГ (рис. 9) значительно упрощается за счет того, что индуктивное сопротивление полого ротора ТГ практически равно нулю ( $x_R = 0$ ).

Так же, как в предыдущей схеме, в совмещенной мостиковой [Л. 9] (рис. 6) рассматриваются действительные значения токов, э. д. с. и напряжений. Уравнения для этой схемы могут быть получены на основе общих уравнений двухфазной машины (6) и (7):

$$\begin{aligned} \dot{U}_A - \dot{I}_A Z_{SA} &= \dot{I}_{A1} Z'_{RA1} + \dot{I}_{A2} Z'_{RA2}; \\ j \frac{\dot{U}_c}{k} - jk \dot{I}_B \left( Z_{SA} + \frac{Z_{\pi}}{k^2} \right) &= \\ &= -\dot{I}_{A1} Z'_{RA1} + \dot{I}_{A2} Z'_{RA2}. \end{aligned}$$

При математическом моделировании в виде расчетного стола мостиковая схема удобна тем, что позволяет определить в любом режиме работы двухфазной машины не только полные токи фаз  $\dot{I}_A$  и  $\dot{I}_B$ , но и их составляющие прямой и обратной последовательностей непосредственно в эквивалентной схеме без пересчета через полные токи фаз.

Следует заметить несправедливость встречающихся в литературе упреков в том, что с помощью схемы рис. 4 можно рассматривать только симметричные составляющие токов и напряжений. Фактически, в цепи связи с сопротивлением  $Z_{\pi}/2k^2$  протекает разность токов, определяющая полный ток фазы ( $\dot{I}_{A1} - \dot{I}_{A2} = -jk \dot{I}_B$ ), а симметричные составляющие можно выразить через полные токи:

$$\dot{I}_{A1} = \frac{\dot{I}_A - jk \dot{I}_B}{2}; \quad \dot{I}_{A2} = \frac{\dot{I}_A + jk \dot{I}_B}{2}.$$

Как функции полных токов фаз уравнения схемы замещения (17) и (18) можно представить в виде:

$$\begin{aligned} \dot{U}_1 &= \frac{\dot{I}_A - jk \dot{I}_B}{2} Z_{A1} - jk \dot{I}_B \frac{Z_{\pi}}{2k^2} = \\ &= \frac{\dot{I}_A}{2} Z_{A1} - jk \dot{I}_B \left( \frac{Z_{A1}}{2} + \frac{Z_{\pi}}{2k^2} \right); \\ \dot{U}_2 &= \frac{\dot{I}_A + jk \dot{I}_B}{2} Z_{A2} + jk \dot{I}_B \frac{Z_{\pi}}{2k^2} = \\ &= \frac{\dot{I}_A}{2} Z_{A2} + jk \dot{I}_B \left( \frac{Z_{A2}}{2} + \frac{Z_{\pi}}{2k^2} \right). \end{aligned}$$

Для всех рассмотренных совмещенных схем замещения уравнения получены в соответствии с четырьмя раздельными Т-образными схемами (рис. 2). Подобные схемы замещения и соответствующие им уравнения, как уже говорилось ранее, можно получить и на основе Г-образных раздельных схем, в которых намагничивающие ветви вынесены на первичные зажимы (рис. 3). В Г-образных схемах замещения сопротивления фаз  $A$  и  $B$  прямой и обратной последовательностей могут быть представлены как явновыраженные функции скорости вращения  $v$ , что удобно для получения, например, механической характеристики несимметричного двухфазного двигателя при эллиптическом поле.

Рассмотрим преобразование Г-образных раздельных схем замещения в совмещенные на примере схемы рис. 5 с учетом преобразованной схемы для фазы  $B$  (рис. 7). Воспользуемся следующими уравнениями напряжений фаз  $A$  и  $B$ :

$$\begin{aligned} \dot{U}_A &= \dot{U}_{A1} + \dot{U}_{A2} = -\frac{\dot{I}_{RA1}}{\dot{c}_A} (c_A Z_{SA} + \dot{c}_A^2 Z_{RA1}) - \\ &\quad -\frac{\dot{I}_{RA2}}{\dot{c}_A} (c_A Z_{SA} + \dot{c}_A^2 Z_{RA2}); \\ \dot{U}_B &= \dot{I}_B Z_{\pi} - \frac{\dot{I}_{RB1}}{\dot{c}_A} (c_A Z_{SA} + \dot{c}_A^2 Z_{RB1}) - \\ &\quad -\frac{\dot{I}_{RB2}}{\dot{c}_A} (c_A Z_{SB} + \dot{c}_A^2 Z_{RB2}). \end{aligned}$$

После несложных преобразований найдем уравнения схемы:

$$\begin{aligned} \frac{\dot{U}_A}{\dot{c}_A} &= -\frac{\dot{I}_{RA}}{\dot{c}_A} (Z_{SA} + \dot{c}_A Z_{RA2}) - \\ &\quad -\frac{\dot{I}_{RA} - jk \dot{I}_{RB}}{\dot{c}_A} \dot{c}_A Z; \\ j \frac{\dot{U}}{k \dot{c}_A} &= jk \dot{I}_B \frac{Z_{\pi}}{k^2} - j \dot{I}_{RB} (Z_{SA} + \dot{c}_A Z_{RA2}) - \\ &\quad -\frac{\dot{I}_{RA} - jk \dot{I}_{RB}}{2} \dot{c}_A Z. \end{aligned}$$

Совмещенная схема, соответствующая этим уравнениям с учетом параллельной цепи намагничивающего контура, представлена на рис. 8.

Следует обратить внимание на то, что во всех схемах замещения, рассматриваемых в статье, сопротивления роторной цепи различаются в соответствии с типом ротора:

для короткозамкнутого ротора

$$Z_{RA1} = \frac{r_{RA}}{1 + v} + jx_{RA}; \quad Z_{RA2} = \frac{r_{RA}}{1 + v} + jx_{RA}; \quad (26)$$

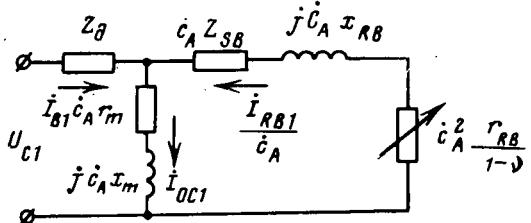


Рис. 7. Раздельные Г-образные схемы замещения для фазы  $B$  без внесения сопротивления  $Z_d$  в цепь ротора.

для полого немагнитного ротора

$$Z_{RA1} \approx \frac{r_{RA}}{1-v}; \quad Z_{RA2} \approx \frac{r_{RA}}{1+v}; \quad (27)$$

для полого ферромагнитного ротора ( $\mu = \text{const}$ )

$$\left. \begin{aligned} Z_{RA1} &= \frac{r_{RA}}{\sqrt{1-v}} + j \frac{x_{RA}}{\sqrt{1-v}}; \\ Z_{RA2} &= \frac{r_{RA}}{\sqrt{1+v}} + j \frac{x_{RA}}{\sqrt{1+v}}. \end{aligned} \right\} \quad (28)$$

В совмещенной схеме замещения рис. 5 сопротивления роторного контура будут также различаться в зависимости от типа роторов:

для короткозамкнутого ротора

$$Z_{RA2} = \frac{r_{RA}}{1+v} + jx_{RA}; \quad Z = \frac{r_{RA}v}{1-v^2}; \quad (29)$$

для полого немагнитного ротора

$$Z_{RA2} \approx \frac{r_{RA}}{1+v}; \quad Z = \frac{r_{RA}v}{1-v^2}, \quad (30)$$

для полого ферромагнитного ротора ( $\mu = \text{const}$ )

$$\left. \begin{aligned} Z_{RA2} &= \frac{r_{RA}}{\sqrt{1+v}} + j \frac{x_{RA}}{\sqrt{1+v}}; \\ Z &= \frac{Z_{RA}}{2} \left( \frac{\sqrt{1+v} - \sqrt{1-v}}{\sqrt{1-v^2}} \right). \end{aligned} \right\} \quad (31)$$

Как было указано выше, совмещенные схемы замещения наиболее удобны для исследования тахогенераторов (особенно схема рис. 5). Перепишем уравнения напряжений для этой схемы применительно к асинхронному тахогенератору, при этом учитем, что для полого немагнитного ротора ТГ  $x_R \approx 0$  и, следовательно,  $Z_{RA2} \approx \frac{r_{RA}}{1+v}$ , поэтому:

$$\begin{aligned} \dot{U}_A &= -\dot{E}_A + i_A Z_{SA} = i_A Z_{SA} + i_{RA} \frac{r_{RA}}{1+v} + \\ &+ (i_{RA} - jk i_{RB}) \frac{r_{RA}v}{1-v^2}; \\ 0 &= \dot{E}_B - i_B (Z_{SA} + Z_h); \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} 0 &= \frac{\dot{E}_B}{jk} - \frac{i_B}{jk} k^2 \left( Z_{SA} + \frac{Z_h}{k^2} \right) = \\ &= -j \frac{\dot{E}_B}{k} + jk i_B \left( Z_{SA} + \frac{Z_h}{k^2} \right); \end{aligned}$$

$$j \frac{\dot{E}_B}{k} = jk i_B Z_{SA} + jk i_B \frac{Z_h}{k^2}.$$

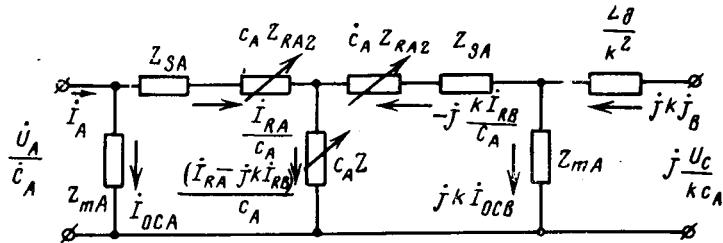


Рис. 8. Преобразованная из раздельных Г-образных совмещенная схема рис. 5.

В схеме замещения тахогенератора (рис. 9) токи меняют свое направление по сравнению со схемой для двигателя (рис. 5).

В схеме рис. 4 выходное напряжение ТГ определяется как падение напряжения на сопротивлении связи:

$$\dot{U}_{ab} = j \frac{\dot{U}}{k} = jk I_B \frac{Z_h}{k^2},$$

где  $\frac{Z_h}{k^2} = \frac{Z_d}{2k^2}$ ; в мостиковой схеме — на сопротивлении  $Z_d/k^2$ .

Возможно, а иногда и целесообразно преобразование роторного контура в совмещенной схеме рис. 5 из «звезды» в «треугольник» и наоборот. Это преобразование может быть осуществлено по известным в электротехнике соотношениям.

Сопротивления элементов схемы «треугольник»:

для короткозамкнутого ротора

$$Z_{12} = \frac{Z_{RA1} Z_{RA2}}{Z}; \quad Z_1 = Z_2 = Z_{RA1};$$

для полого немагнитного ротора

$$Z_{12} \approx \frac{r_{RA}}{v}; \quad Z_1 = Z_2 = Z_{RA1} \approx \frac{r_{RA}}{1-v};$$

для полого ферромагнитного ротора ( $\mu = \text{const}$ )

$$Z_{12} = \frac{Z_{RA1} Z_{RA2}}{Z};$$

$$Z_1 = Z_2 = \frac{Z_{RA1}}{\sqrt{1-v}}.$$

Целесообразно проследить изменение схем замещения для некоторых характерных режимов работы двухфазной несимметричной машины. Остановимся на двух из них: однофазном питании (пульсирующее поле статора) и режиме синхронного холостого хода.

При однофазном питании ток в обмотке  $B$  отсутствует, но в короткозамкнутом роторе ток, при-

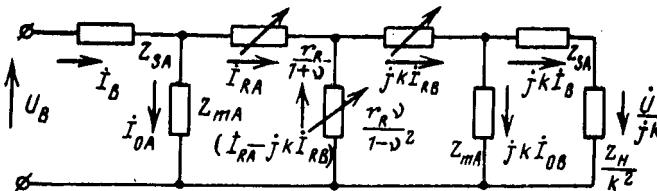


Рис. 9. Совмещенная схема рис. 5 для тахогенераторного режима.

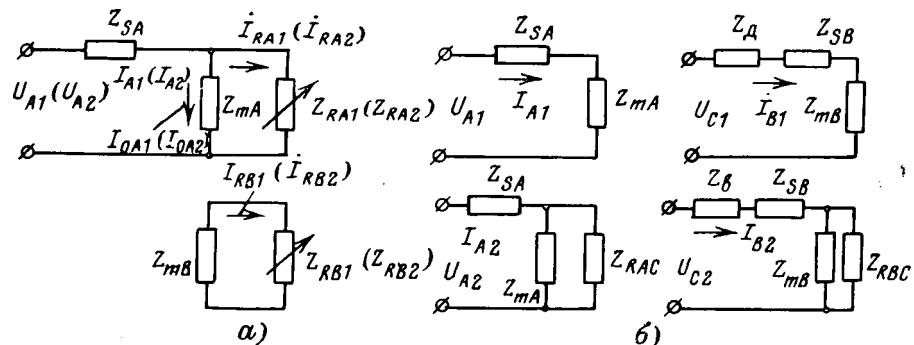


Рис. 10.

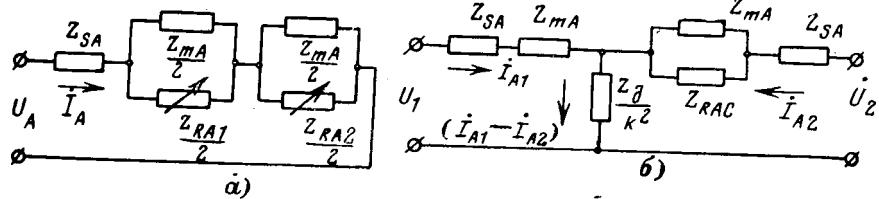


Рис. 11.

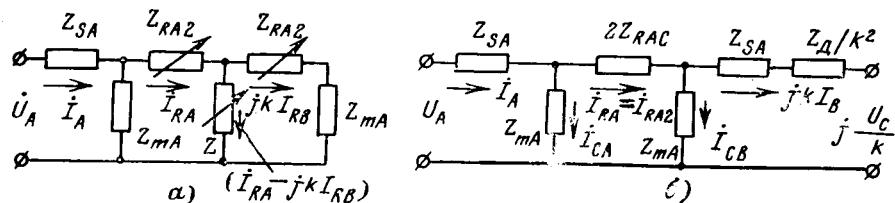


Рис. 12.

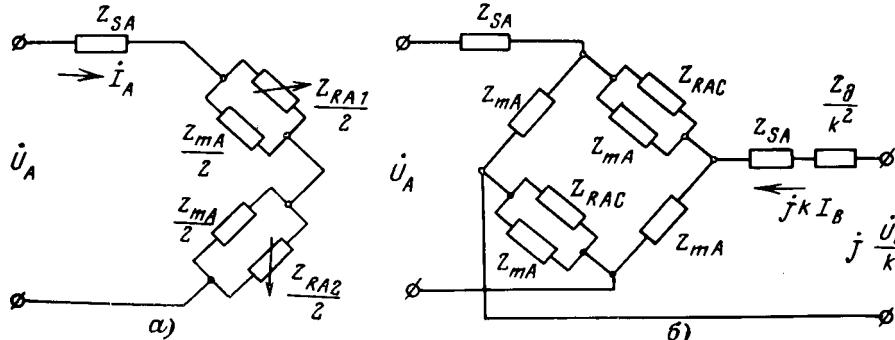


Рис. 13.

веденный к фазе  $B$ , не будет равен нулю. В соответствии с уравнением токов (н. с.) асинхронной машины

$$I_B = I_{OB} - I_{RB} = 0; I_{RB} = I_{OB},$$

т. е. ток ротора фазы  $B$  равен току намагничивающего контура, поступающему из сети за счет увеличения тока фазы  $A$ . Ток питаемой фазы  $A$  статора

$$I_A = 2I_{A1} = 2I_{A2}.$$

Схемы замещения для этого режима представлены на рис. 10, а—13, а.

Встречающееся в литературе утверждение, что раздельные схемы замещения (рис. 10, а) не полно-

отражают физический процесс при однофазном питании асинхронной двухфазной машины [Л. 10], ошибочно.

Режим синхронного холостого хода характеризуется тем, что при скорости  $v=1$  ( $s=0$ ) активное сопротивление ротора, соответствующее токам прямой последовательности,  $\frac{r_{RA}}{1-v} = \frac{r_{RA}}{s} = \infty$ , а соответствующее токам обратной последовательности  $\frac{r_{RA}}{1+v} = \frac{r_{RA}}{2-s} = \frac{r_{RA}}{2}$ . Вследствие этого роторные токи прямой последовательности, приведенные к фазам  $A$  и  $B$ , равны нулю (в роторной цепи разрыв), следовательно, статорные токи прямой последовательности равны токам намагничивающего контура:

$$I_{A1} = I_{OA1}; I_{B1} = I_{OB1}.$$

Статорные токи обратной последовательности равны разности токов ротора и намагничивающего контура:

$$I_{A2} = I_{OA2} - I_{RA2}; I_{B2} = I_{OB2} - I_{RB2}.$$

Схемы змещения для режима синхронного холостого хода представлены на рис. 10, б—13, б.

**Заключение.** Любую схему змещения нельзя рассматривать в отрыве от основных уравнений напряжений и токов, записанных в любой системе координатных осей. Преимущества отдельных схем не зависят от выбранной системы координатных осей и метода анализа.

Раздельные схемы змещения просты и наглядны. Особенно удобны они при расчете несимметричных двухфазных машин. При исследовании двухфазных машин с помощью ЦВМ и методом математического моделирования более целесообразны совмещенные схемы змещения. Все рассмотренные совмещенные схемы пригодны для математического мо-

делирования. Вывод уравнений для каждой из совмещенных схем змещения можно осуществить на основе любого метода исследования двухфазных асинхронных машин (метода симметричных составляющих, метода двух реакций, метода контурных токов и др.).

Преимущество схемы рис. 5 состоит в том, что она позволяет определить реальные статорные токи фаз  $I_A$  и  $I_B$ , полные приведенные токи ротора  $I_{RA}$  и  $I_{RB}$ , полные токи намагничивающей ветви  $I_{OA}$  и  $I_{OB}$ . В случаях, когда наряду с полными статорными токами необходимо непосредственно в схеме определить симметричные составляющие, удобно поль-

ваться совмещенной схемой рис. 6 (мостиковой).

При пользовании схемой рис. 4 для определения полных статорных токов требуется пересчет через симметричные составляющие, однако ток фазы  $B$  может быть определен и непосредственно в ветви связи с сопротивлением  $Z_d/2k^2$ .

Схемы рис. 4—6 удобны для моделирования двухфазных машин в виде расчетных столов.

Для исследования на ЦВМ исполнительных двигателей и тахогенераторов раздельно и при совместной работе в системе автоматического управления наиболее удобна совмещенная схема рис. 5.

Сопротивление роторного контура в любой схеме замещения зависит от типа ротора и учета изменения его сопротивления в результате вытеснения тока и краевого эффекта. Оценить точность любой схемы замещения можно только на основе ее применения при расчете и анализе характеристик машины. Точность любой схемы, как средства для получения характеристик асинхронной машины, зависит от принятых допущений и точности расчета (или опытного определения) параметров схемы.

◊ ◊

## ЛИТЕРАТУРА

1. Чечет Ю. С., Электрические микромашины автоматических устройств, изд-во «Энергия», 1964.
2. Лопухина Е. М. и Сомихина Г. С., Асинхронные микромашины с полым ротором, изд-во «Энергия», 1967.
3. Чечет Ю. С., Номографический метод построения рабочих характеристик однофазных асинхронных микродвигателей с расщепленной фазой, «Электричество», 1948, № 7.
4. Несговорова Е. Д. и Каасик П. Ю., Управляемые асинхронные двигатели с беличьей клеткой на роторе в системах автоматики, изд-во «Энергия», 1965.
5. Chang S. S. L., The equivalent circuit of the capacitor motor, Trans. AIEE, vol. 66, 1947.
6. Крон Г., Equivalent circuits of electric machinery, N. I. Wilay, 1951.
7. Frazier R. H., Analysis of the drag-cap a-c tachometer, Electrical Engineering, 1952, № 75, № 1.
8. Davis S. A., Using a two-phase servomotor as an induction tachometer, Control Engineering, 1955, № 11.
9. Семенчуков Г. А., Мостиковые схемы замещения двухфазной асинхронной машины, «Электротехника», 1969, № 8.
10. Панасенков М. А., Совмещенные схемы замещения однофазной и двухфазной асинхронных машин, «Электротехника», 1969, № 5.

[6.10.1970]

УДК 621.318.3

## К вопросу об оптимальной геометрии цилиндрического электромагнита постоянного тока

Канд. техн. наук А. В. КУРНОСОВ

Краснодар

Тяговые электромагниты постоянного тока цилиндрического типа (рис. 1) нашли широкое применение в качестве электромагнитных тормозов, подъемных механизмов, муфт сцепления и т. д. Однако анализ и расчет таких электромагнитов разработан недостаточно.

В статье даны метод отыскания оптимальных соотношений геометрических размеров цилиндрического электромагнита, соответствующих минимуму объема активных материалов, расходуемых на электромагнит, и предварительный расчет. Этот же метод может быть использован при отыскании оптимальных соотношений геометрических размеров цилиндрического электромагнита минимального веса, минимальной стоимости активных материалов, минимальной потребляемой мощности.

При выводе основных соотношений допускаем:  
а) ток в обмотке во время движения якоря остается неизменным;

б) после срабатывания электромагнит длительное время находится во включенном состоянии, а температура превышения его над окружающей средой достигает установленного значения;  
в) сечение стали магнитопровода  $Q_c$  не

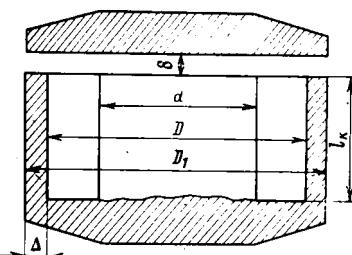


Рис. 1. Эскиз электромагнита. Волгоградская областная универсальная научная библиотека

изменяется по всей его длине  $l_c$ ;

г) при непрятянутом положении якоря насыщением магнитопровода пренебрегаем; в притянутом положении якоря магнитопровод представляет собой однородную магнитную цепь, и вся н. с. обмотки расходуется на проведение магнитного потока вдоль длины  $l_c$ .

**Выражение условной работы через электромагнитные параметры.** Часто при исследовании тяговых электромагнитов принимается произведение противодействующего усилия на соответствующий этому усилию рабочий немагнитный зазор, что в литературе [Л. 1—3] принято обозначать условной работой  $A_y = F_y \delta$ .

Без учета силового воздействия на якорь потока выпучивания тяговое усилие по формуле Maxwella

$$F_y = \frac{B_t^2 Q_{c,y}}{2\mu_0}, \quad (1)$$

где  $B_t$  — магнитная индукция потока, выходящего из торца сердечника в рабочем воздушном зазоре;

$$Q_{c,y} = Q_c + Q_y = 2Q_c;$$

$Q_c$  — сечение сердечника;  $Q_y$  — сечение ярма;  $\mu_0 = 4\pi 10^{-7}$  гн/м — магнитная постоянная.

С учетом значения  $Q_{c,y}$

$$F_y = \frac{B_t^2 Q_c}{\mu_0}. \quad (2)$$

Ампер-витки срабатывания

$$\frac{(Iw)_{t, o.p.}}{K_1} = \Phi_t R_t, \quad (3)$$

где  $R_t = R_{t1} + R_{t2} = 2R_{t1}$ ;  $R_{t1}$  и  $R_{t2}$  — соответственно сопротивления рабочих зазоров между торцами сердечника — якорь и торцами ярма — якорь;  $(Iw)_{t, o.p.}$  — н. с., допустимая по нагреву;  $K_1 = 1,65$  — коэффициент запаса по н. с. [Л. 2];  $\Phi_t$  — магнитный поток, выходящий из торца сердечника.

Значение рабочего немагнитного зазора найдем, выразив  $R_t$  в (3) через его параметры

$$\delta = \frac{(Iw)_{t, o.p.} \mu_0}{2K_1 B_t}. \quad (4)$$

Из условия теплового баланса

$$P = K_t \tau S_o \quad (5)$$

определим н. с., допустимую по нагреву:

$$P = I^2 R = (Iw)_{t, o.p.}^2 \frac{\rho l_m}{K_{s, n} Q_{o, n}} = K_t \tau S_o, \quad (6)$$

$$(Iw)_{t, o.p.} = \sqrt{\frac{K_t \tau S_o K_{s, n} Q_{o, n}}{\rho l_m}},$$

где  $K_t$  — коэффициент теплоотдачи;  $\tau$  — температура перегрева поверхности электромагнита над окружающей средой;  $S_o$  — обдуваемая поверхность;  $K_{s, n}$  — коэффициент заполнения обмоточного пространства;  $Q_{o, n}$  — площадь сечения обмоточного пространства;  $\rho$  — удельное сопротивление материала электропровода;  $l_m$  — средняя длина обмотки.

Подставив значения  $F_o$  из (2) и  $\delta$  из (4) в выражение для  $A_y$ , после соответствующих преобразований получим:

$$A_y = K Q_c \sqrt{\frac{Q_{o, n} S_o}{l_m}}, \quad (7)$$

где

$$K = \frac{B_t}{2K_1} \sqrt{\frac{K_t K_{s, n} \tau}{\rho}}. \quad (7a)$$

Трудоемкость расчета электромагнита резко сокращается, если заранее известны оптимальные геометрические соотношения  $x = d/D$  и  $y = l_m/D$ , соответствующие минимальному объему активных материалов при одном и том же значении  $A_y$  и допустимой температуре нагрева. Найдем эти соотношения из условия наибольшей условной работы, приходящейся на единицу суммарного объема активных материалов. Для этого разделим левую и правую части выражения (7) на  $V_c + V_o$ , т. е. сумму объемов стали магнитопровода и провода обмотки. Выразив геометрические параметры, входящие в полученное выражение, через безразмерные величины  $x$  и  $y$ , получим:

$$\frac{A_y}{K \sqrt{D} (V_c + V_o)} = \frac{x^2 \sqrt{\frac{y(1-x) \sqrt{1+x^2} (1.5 \sqrt{1+x^2} + y - 1)}{1+x}}}{x^2 [1 + 2y + 1.5 (\sqrt{1+x^2} - 1)] + y(1-x^2)}. \quad (8)$$

Правая часть равенства (8) представляет собой безразмерную величину, называемую геометрическим фактором  $\Gamma(x, y)$ . На рис. 2 даны зависимости  $\Gamma(x, y)$  при различных значениях  $x$  и  $y$ . Наибольшей величины  $\Gamma(x, y)$  достигает при  $x=0,6-0,7$ .

Явно выраженного максимума относительно  $y$  нет, однако при увеличении  $y$  свыше 2,5 функция  $\Gamma(x, y)$  замедляет свой рост. Расчет нескольких вариантов цилиндрических электромагнитов с учетом магнитного поля рассеяния показал, что оптимальное значение  $y$  находится в пределах 2,0—2,5, а оптимальное значение  $x=0,55-0,60$ .

Обычно при выборе основных размеров электромагнитов значениями индукции в рабочем зазоре и коэффициента рассеяния задаются на основании опыта конструирования электромагнитов [Л. 1 и 2]. С введением безразмерных геометрических соотношений появилась возможность выбора вышеназванных параметров для каждого конкретного случая.

Коэффициент рассеяния для электромагнитов цилиндрического типа

$$\sigma = 1 + \frac{G_y}{\sigma_b G_t}, \quad (9)$$

где  $G_y = \frac{gl_k}{2}$  — проводимость потоку утечки;  $g = \frac{2\pi\mu_0}{\ln \frac{D}{d}}$  — удельная проводимость потоку утечки [Л. 1];

$G_t$  — проводимость потоку в области торцевых частей сердечника и ярма в рабочем немагнитном зазоре;  $\sigma_b = \frac{G_\delta}{G_t} = (1,2-1,5)$  — коэффициент, учитывающий выпучивание магнитного потока в рабочем зазоре;  $G_\delta$  — проводимость магнитному потоку в рабочем зазоре.

Окончательное выражение для коэффициента рассеяния, полученное на основании ряда экспериментальных проверок:

$$\sigma = 1 + \frac{5,3yz}{\sigma_b x^2 \ln \frac{1}{x}}, \quad (10)$$

где  $z = \frac{\delta}{D}$ .

Определение базового размера  $D$ . Выражение (8) дает связь электромеханических параметров с геометрическими соотношениями электромагнита. Зная оптимальные соотношения  $x$  и  $y$ , найдем по кривым рис. 2 значение  $\Gamma(x, y)$ . Выражение суммарного объема активных материалов через параметры  $x$  и  $y$  равно:

$$V_o + V_c = aD^3, \quad (11)$$

где

$$a = \frac{\pi}{4} \{x^2 [1 + 2y + 1,5 (\sqrt{1+x^2} - 1)] + y(1-x^2)\}.$$

В выражение (7a) входит  $B_t$ , нахождение которого значительно облегчается с введением  $x$  и  $y$ .

$$B = \frac{B_o}{\sigma_b \sigma}, \quad (12)$$

или

$$B_t = \frac{B_o}{\sigma_b \left(1 + \frac{5,3yz}{\sigma_b x^2 \ln \frac{1}{x}}\right)}, \quad (13)$$

где  $B_o$  — индукция в основании сердечника электромагнита, значение которой при разомкнутом по-

ложении якоря для ненасыщенных магнитопроводов выбирается на колене кривой намагничивания.

Подставив (13) в (8) и сделав преобразования, получим:

$$\frac{A_y}{K' \sqrt{D} a D^2} = M_\sigma(x, y) \Gamma(x, y), \quad (14)$$

где

$$M_\sigma(x, y) = \frac{x^2 \ln \frac{1}{x}}{\sigma_b x^2 \ln \frac{1}{x} + 5.3 y z};$$

$$K' = \frac{B_0}{2K_1} \sqrt{\frac{K_t K_{3, \text{п}} \tau}{\rho}}.$$

Из (14) найдем базовый размер

$$D = \sqrt[7]{\frac{A_y^2}{(K')^2 a^2 [M_\sigma(x, y) \Gamma(x, y)]^2}}. \quad (15)$$

**Определение геометрических и электромагнитных параметров электромагнита.** При расчете электромагнита должны быть заданы или предварительно выбраны с последующим уточнением  $B_0$ ,  $K_t$ ,  $K_{3, \text{п}}$ ,  $\tau$ ,  $\rho$ ,  $K_1$ ,  $F_\phi$ ,  $\delta$ . Оптимальные значения  $x$ ,  $y$ ,  $\Gamma(x, y)$  принимаются по кривым рис. 2. Подсчитывается  $M_\sigma(x, y)$  для выбранных  $x$  и  $y$  и предварительно принятой величины  $z = \delta/D$ . Подставив все выбранные и рассчитанные значения в (15), находим  $D$ . Если полученное  $z = \delta/D$  расходится с ранее принятым, задаются новым значением  $z$ , близким к найденному в предыдущем расчете, и так до тех пор, пока заданное и рассчитанное значения  $z$  не совпадут.

Диаметр сердечника

$$d = xD. \quad (16)$$

Длина обмотки

$$l_\phi = yD. \quad (17)$$

Средняя длина витка обмотки

$$l_m = \frac{\pi}{2} (1 + x) D. \quad (18)$$

Средняя длина магнитопровода

$$l_c = [1 + 2y + 1.5 \sqrt{1 + x^2} - 1] D. \quad (19)$$

Сечение магнитопровода

$$Q_c = \frac{\pi}{4} x^2 D^2. \quad (20)$$

Толщина кольца

$$\Delta = \frac{1}{2} (\sqrt{1 + x^2} - 1) D. \quad (21)$$

Сечение обмоточного пространства

$$Q_{\phi, \text{u}} = \frac{1}{2} y (1 - x) D^2. \quad (22)$$

Обдуваемая поверхность электромагнита

$$S_\phi = \pi \sqrt{1 + x^2} \times \\ \times (1.5 \sqrt{1 + x^2} + y - 1) D^2 = c D^2. \quad (23)$$

Намагничающую силу срабатывания найдем, разделив (6) на  $K_1$ . Магнитная индукция торца сердечника

$$B_t = \frac{\mu_0 (I_w)_{\text{ср}}}{2\delta}. \quad (24)$$

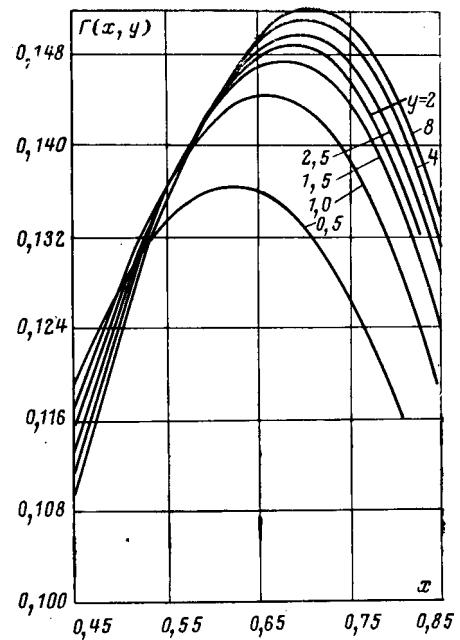


Рис. 2. Кривые геометрического факора.

Индукция в основании сердечника определяется из (12).

Если рассчитанные значения  $F_\phi$  и  $B_0$  значительно отличаются от принятых, то без изменения  $x$  и  $y$  несколько увеличивают или уменьшают (в зависимости от полученных значений  $F_\phi$  и  $B_0$ ) значение  $D$  и проводят расчет в том же порядке.

Следующий этап расчета — поверочный. Достаточно хорошее совпадение расчета с экспериментом дают графо-аналитический метод [Л. 2 и 3], расчет по участкам [Л. 4 и 5] или графо-аналитический метод [Л. 6].

**Выводы.** 1. При проектировании цилиндрических электромагнитов постоянного тока минимального объема следует принимать геометрические соотношения в пределах:  $x = 0,55 - 0,6$  и  $y = 2,0 - 2,5$ .

2. Знание оптимальных соотношений значительно уменьшает трудоемкость и время расчета электромагнитов.

**Приложение.** Пример предварительного расчета цилиндрического электромагнита минимального объема. Дано: противодействующая сила при начальном рабочем зазоре  $F_{\text{п,н}} = 19 \text{ н}$ ;  $F_\phi = K F_{\text{п,н}} = 1.4 \cdot 19 = 25.5 \text{ н}$ ;  $K = 1.2 - 1.5$  — коэффициент запаса по силе [Л. 2];  $\delta = 3 \text{ мм}$ ; класс изоляции А. Переход температуры в толщине обмотки от максимально нагретого слоя к поверхности на основании опытных данных составляет  $20^\circ\text{C}$ , тогда  $\tau = 50^\circ\text{C}$ . Приближенно [Л. 2]  $K_t = 12 \text{ вт/м}^2 \cdot \text{град}$ ;  $\rho_{105} = 2,339 \cdot 10^{-8} \text{ ом} \cdot \text{м}$ ;  $K_{3, \text{п}} = 0,6$ . Для стали АРМКО  $B_0 = 1,4 \text{ тл}$ .

По кривым рис. 2 принимаем  $y = 2,5$ ;  $x = 0,6$ ;  $\Gamma(x, y) = 0,144$ . Задавшись предварительно  $\sigma_b = 1,45$  и  $z = 0,07$ , находим:

$$M_\sigma(x, y) = \frac{x^2 \ln \frac{1}{x}}{\sigma_b x^2 \ln \frac{1}{x} + 5.3 y z} = \\ = \frac{0.36 \ln \frac{1}{0,6}}{1.45 \cdot 0.36 \ln \frac{1}{0,6} + 5.3 \cdot 2.5 \cdot 0.07} = 0,191.$$

Тяговое усилие  $F_\phi$  определяется из (2).

$$D = \sqrt[7]{\frac{A_y^2}{(K')^2 a^2 [M_\sigma(x, y) \Gamma(x, y)]^2}} =$$

$$= \sqrt[7]{\frac{25,5^2 (3 \cdot 10^{-3})^2}{\left(\frac{1,3}{2,1,65}\right)^2 \frac{1,2 \cdot 0,6 \cdot 50}{2,339 \cdot 10^{-8}} 3^2 (0,191 \cdot 0,144)^2}} =$$

$$= 4,5 \cdot 10^{-2} \text{ м.}$$

$$z = \frac{\delta}{D} = \frac{3 \cdot 10^{-3}}{4,5 \cdot 10^{-2}} = 0,066 < 0,07.$$

Задаемся новым значением  $z = 0,067$ , тогда  $M_\sigma(x, y) = 0,199$ .

$$D = 4,45 \cdot 10^{-2} \text{ м.}; z = 0,067.$$

$$d = xD = 0,6 \cdot 4,45 \cdot 10^{-2} = 2,67 \cdot 10^{-2} \text{ м.}$$

$$l_k = yD = 2,5 \cdot 4,45 \cdot 10^{-2} = 11,1 \cdot 10^{-2} \text{ м.}$$

$$l_m = \frac{\pi}{2} (1 + x) D = \frac{\pi}{2} (1 + 0,6) 4,45 \cdot 10^{-2} = 11,2 \cdot 10^{-2} \text{ м.}$$

$$l_c = [1 + 2y + 1,5 (\sqrt{1 + 0,6^2} - 1)] 4,45 \cdot 10^{-2} = 27,8 \cdot 10^{-2} \text{ м.}$$

$$Q_c = \frac{\pi}{4} x^2 D^2 = \frac{\pi}{4} 0,6^2 (4,45 \cdot 10^{-2})^2 = 5,64 \cdot 10^{-4} \text{ м}^2;$$

$$\Delta = \frac{1}{2} (\sqrt{1 + x^2} - 1) D = 0,5 (\sqrt{1 + 0,6^2} - 1) 4,45 \cdot 10^{-2} =$$

$$= 3,76 \cdot 10^{-3} \text{ м.}$$

$$Q_{o, \text{п}} = \frac{1}{2} y (1 - x) D^2 = 0,5 \cdot 2,5 (1 - 0,6) (4,45 \cdot 10^{-2})^2 =$$

$$= 9,95 \cdot 10^{-4} \text{ м}^2;$$

$$S_o = \epsilon D^2 = 11,9 (4,45 \cdot 10^{-2})^2 = 2,37 \cdot 10^{-2} \text{ м}^2;$$

$$(Iw)_{\text{cp}} = \sqrt{\frac{K_{\text{т}} K_{\text{з.п}} S_o Q_{\text{o.п}}}{K_{\text{1}}^2 \rho l_m}} =$$

$$= \sqrt{\frac{12 \cdot 0,6 \cdot 50 \cdot 2,37 \cdot 10^{-2} \cdot 9,95 \cdot 10^{-4}}{2,72 \cdot 2,339 \cdot 10^{-8} \cdot 11,2 \cdot 10^{-2}}} = 1120 \text{ а.}$$

$$B_{\text{т}} = \frac{\mu_0 (Iw)_{\text{cp}}}{2\delta} = \frac{4\pi 10^{-7} \cdot 1120}{2 \cdot 3 \cdot 10^{-3}} = 0,236 \text{ т.л.}$$

$$F_o = \frac{B_{\text{т}}^2 Q_o}{\mu_0} = \frac{(0,236)^2 5,64 \cdot 10^{-4}}{4\pi 10^{-7}} = 25,1 \text{ н.}$$

$$B_o = \sigma_o B_{\text{т}} = 1,45 \cdot 4,27 \cdot 0,236 = 1,45 \text{ т.л.}$$

При расчете параметров обмотки по заданному напряжению  $U$  производят уточнение  $K_{\text{з.п}}$ . Если полученное значение  $K_{\text{з.п}}$  отличается от принятого, производят уточнение  $(Iw)_{\text{cp}}$ ,  $B_{\text{т}}$  и  $F_o$ . Следующий этап расчета — поверочный.

## ЛИТЕРАТУРА

1. Ротерс, Электромагнитные механизмы, Госэнергоиздат, 1949.
2. Ступель Ф. А., Электромеханические реле, Госэнергоиздат, 1956.
3. Гордон А. В. и Сливинская А. Г., Электромагниты постоянного тока, Госэнергоиздат, 1961.
4. Буйлов А. Я., Основы электроаппаратостроения, Госэнергоиздат, 1946.
5. Бабиков М. А., Электрические аппараты, ч. I, Госэнергоиздат, 1951.
6. Буль Б. К., Основы теории и расчет магнитных цепей, изд-во «Энергия», 1964.

▽ ◇ ◇

УДК 621.318.3

## Анализ и сравнение модификаций электромагнита с пониженной пульсацией

Инж. Р. А. БАРЫШНИКОВА

Московский энергетический институт

Для уменьшения пульсации тяговой силы в электромагнитах переменного тока широко применяется экранирование части полюса коротко-замкнутым витком (экраном). Этот способ позволяет снизить пульсацию силы до 50—60%, но принципиально не дает возможности ее устраниить. Болгарский инженер Д. М. Христемов предложил оригинальный однофазный электромагнит [Л. 1], в котором пульсация силы может быть полностью ликвидирована. Электромагнит Христемова представляет собой трехполюсный Ш-образный электромагнит с двумя обмотками на крайних сердечниках и экраном на якоре. Для устранения пульсации необходимо, чтобы электромагнитные силы трех полюсов были равны и сдвинуты по фазе друг относительно друга на 120°. Это осуществимо при равенстве сечений полюсов, равенстве рабочих магнитных потоков и сдвиге между ними в 60°.

Последнее условие реализуется в электромагните Христемова только при определенных соотношениях

ниях магнитных сопротивлений или рабочих зазоров, если сопротивление стали равно нулю [Л. 2]. При равных зазорах пульсация силы не может быть устранена, и, кроме того, возможно залипание якоря при снятии напряжения питания, так как рабочие зазоры в притянутом положении якоря очень малы:  $\delta = (0,05—0,1) \text{ мм}$ . При неравных зазорах — при определенном их соотношении — пульсация силы может быть сведена к нулю, но увеличивается качание якоря из-за того, что он опирается только на два — средний и крайний — или на один средний полюс<sup>1</sup>.

В отличие от электромагнита Христемова автор статьи предлагает ввести в магнитопровод дополнительный зазор (или два зазора), а намагничивающие обмотки располагать на любых двух стержнях Ш-образного магнитопровода. Эти конструк-

<sup>1</sup> Качание якоря в этом электромагните может иметь место за счет того, что точка приложения результирующей тяговой силы перемещается по якорю.

тивные изменения позволяют получить однофазный электромагнит, в котором пульсация силы может быть сведена к нулю при равных рабочих зазорах, что значительно снижает качание якоря. Наличие дополнительного зазора оказывается благоприятно также на ликвидации возможного залипания якоря при снятии напряжения: снижается остаточный поток.

Предлагаемый однофазный электромагнит может быть выполнен в различных вариантах (модификациях). Общее для всех вариантов: трехполюсный Ш-образный магнитопровод с дополнительным зазором, две последовательно соединенные обмотки и экран, охватывающий все сечение магнитопровода. На рис. 1 в качестве примера показаны четыре модификации однофазного электромагнита. Здесь 1 и 3 — намагничивающие обмотки, 2 — экран, 4 — якорь, 5 и 6 — дополнительные зазоры. Во всех модификациях экран 2 может располагаться как на якоре, так и на сердечнике с обмоткой 3.

Якорь в любой модификации может быть и плоским и Ш-образным.

Дополнительные зазоры 5 и 6 должны быть расположены на сердечниках с обмотками, например у оснований этих сердечников.

В модификациях с одним дополнительным зазором 5 (рис. 1, а и б) этот зазор должен быть расположен в сердечнике с обмоткой 1. В модификации рис. 1, б дополнительный зазор 5 может не отделяться от рабочего зазора: якорь 4 опирается на два крайних полюса, что предотвращает его качание. Величины дополнительных зазоров, параметры экрана и намагничивающих обмоток определяются из условий устранения пульсации тяговой силы в притянутом положении якоря [Л. 2].

Задача устранения пульсации силы в данном электромагните решается неоднозначно, поэтому представляет интерес найти наиболее рациональные соотношения параметров для основных модификаций и сопоставить последние между собой. Для сравнительных расчетов была использована приближенная методика, проверенная на опыте при исследовании модели рассматриваемого однофазного электромагнита [Л. 3]. Эта методика получена без учета сопротивления стали, потоков рассеяния и падения напряжения в намагничивающих обмотках [Л. 4]. За исходные были приняты следующие уравнения:

$$\Phi_2 = \Phi_3 - \Phi_1; \quad (1)$$

$$Iw_1 = \Phi_1 R_{m1} - \Phi_2 R_{m2}; \quad (2)$$

$$Iw_3 = \Phi_3 (R_{m3} + jX_{m3}) + \Phi_2 R_{m2}; \quad (3)$$

$$\dot{U} = j\omega (w_1 \dot{\Phi}_1 + w_3 \dot{\Phi}_3). \quad (4)$$

Здесь  $\Phi_1$  — магнитный поток в сердечнике с обмоткой 1 (рис. 1);  $\Phi_3$  — поток в сердечнике с обмоткой 3;  $\Phi_2$  — поток в сердечнике без обмотки;  $R_{m1}$ ,  $R_{m3}$  и  $R_{m2}$  — магнитные сопротивления на пути этих потоков;  $X_{m3}$  — магнитное реактивное сопротивление экрана,  $w_1$  и  $w_3$  — числа витков обмоток 1 и 3;  $U$  и  $I$  — напряжение питания и ток в обмотках.

Магнитные сопротивления на пути потоков при наличии двух дополнительных зазоров и принятых допущениях равны  $R_{m1} = R_\delta + R_{\text{доп1}}$ ;  $R_{m3} = R_\delta$ ;  $R_{m2} = R_\delta + R_{\text{доп2}}$ .

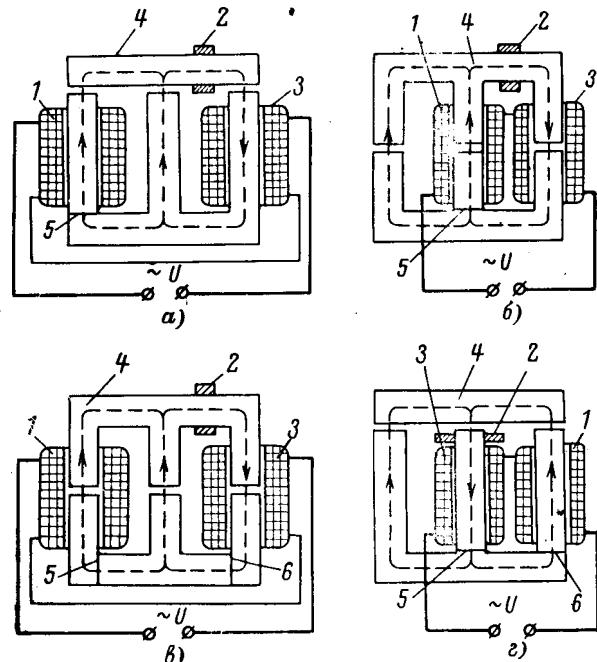


Рис. 1. Модификация однофазного электромагнита с двумя обмотками.

а, б — с одним дополнительным зазором; в, г — с двумя дополнительными зазорами.

$+ R_{\text{доп3}}$ , где  $R_\delta$  — магнитное сопротивление рабочих зазоров при притянутом якоре, одинаковое для всех полюсов;  $R_{\text{доп1}}$  и  $R_{\text{доп2}}$  — магнитные сопротивления дополнительных зазоров 5 и 6 (рис. 1).

Если дополнительный зазор только один, то  $R_{m3} = R_\delta$ . Магнитное реактивное сопротивление экрана определяется через его омическое сопротивление  $r_\delta$  из известного выражения:

$$X_{m3} = \frac{\omega w_3}{r_\delta} = \frac{\omega}{r_\delta}.$$

Число витков экрана  $w_3$  обычно равно единице.

Пульсация силы в однофазном электромагните с двумя обмотками равна нулю при равенстве потоков полюсов и сдвиге между ними в  $60^\circ$ , т. е.

$$\Phi_1 = \Phi_3 \left( \frac{1}{2} + j \frac{\sqrt{3}}{2} \right); \quad (5)$$

$$\Phi_2 = \Phi_3 \left( \frac{1}{2} - j \frac{\sqrt{3}}{2} \right). \quad (6)$$

Эти условия реализуются при следующих соотношениях магнитных сопротивлений [Л. 2]:

$$R_{m1} = 2 \frac{w_1}{w_3} R_{m3} + \left( 1 + \frac{w_1}{w_3} \right) R_{m2}; \quad (7)$$

$$X_{m3} = \sqrt{3} \left[ R_{m3} + \left( 1 + \frac{w_3}{w_1} \right) R_{m2} \right]. \quad (8)$$

Поделив все члены этих уравнений на  $R_{m2} = R_\delta$ , имеем:

$$\frac{R_{m1}}{R_\delta} = \frac{R_\delta + R_{\text{доп1}}}{R_\delta} = 2 \frac{w_1}{w_3} \frac{R_{m3}}{R_\delta} + 1 + \frac{w_1}{w_3}; \quad (7a)$$

$$\frac{X_{m3}}{R_\delta} = \sqrt{3} \left( \frac{R_{m3}}{R_\delta} + 1 + \frac{w_3}{w_1} \right). \quad (8a)$$

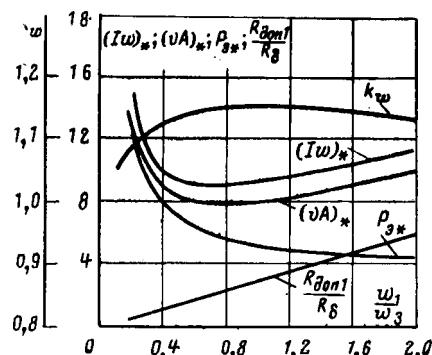


Рис. 2. Зависимости относительных параметров электромагнита для модификаций с одним дополнительным зазором при

$$R_{m2} = R_{m3} = R_\delta.$$

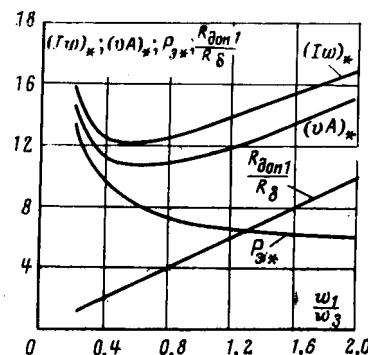


Рис. 3. Зависимости относительных параметров электромагнита для модификаций с двумя дополнительными зазорами при

$$R_{delta3} = R_\delta, (R_{m3} = 2R_\delta).$$

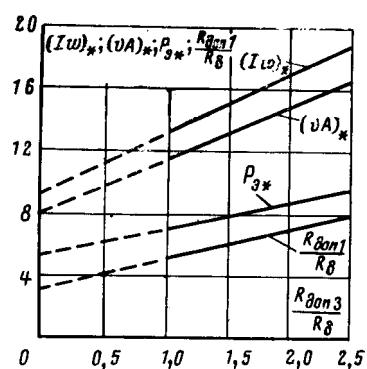


Рис. 4.

Здесь  $(Iw)_*$ ,  $(va)_*$  и  $P_{3*}$  — относительные н. с., потребляемая мощность и потери в экране.

Величина  $(Iw)_*$  находится из уравнения (10) как модуль выражения в квадратных скобках правой части:

$$(Iw)_* = \left| \left( \frac{1}{2} + j \frac{\sqrt{3}}{2} \right) \frac{R_{m1}}{R_\delta} + j \frac{X_{m2}}{R_\delta} + \frac{R_{m3}}{R_\delta} \right|. \quad (16)$$

Относительная потребляемая мощность  $(va)_*$  определяется при подстановке выражения (12) в (13). После преобразований получим:

$$(va)_* = (Iw)_* \left| \frac{1 + \frac{w_1}{w_3} \left( \frac{1}{2} + j \frac{\sqrt{3}}{2} \right)}{1 + \frac{w_1}{w_3}} \right| = \frac{(Iw)_*}{k_w}, \quad (17)$$

где  $k_w$  — коэффициент пропорциональности по виткам, величина которого находится из уравнения (12):

$$k_w = \left( 1 + \frac{w_1}{w_3} \right) \left| \frac{1}{1 + \frac{w_1}{w_3} \left( \frac{1}{2} + j \frac{\sqrt{3}}{2} \right)} \right|. \quad (18)$$

Потери в экране можно выразить через магнитные сопротивления:

$$P_3 = \frac{E_3^2}{r_3} = \frac{\omega^2 w_3^2 \Phi_m^2}{2r_3} = \frac{X_{m2}}{R_\delta} \frac{\omega \Phi_m^2 R_\delta}{2}.$$

Отсюда следует, что относительные потери равны отношению магнитного сопротивления экрана к сопротивлению рабочего воздушного зазора и определяются выражением (8а), т. е.

$$P_{3*} = \frac{X_{m2}}{R_\delta} = \sqrt{3} \left( \frac{R_{m3}}{R_\delta} + 1 + \frac{w_3}{w_1} \right).$$

При определении величины  $(Iw)_*$  по (16) удобно прежде всего рассчитать отношения магнитных сопротивлений по уравнениям (7а) и (8а). Коэффициент пропорциональности  $k_w$ , как это следует из выражения (18), не зависит от отношения магнитных сопротивлений и, следовательно, для всех модификаций будет одинаковым.

Зависимость  $k_w = f \left( \frac{w_1}{w_3} \right)$  изображена на рис. 2.

Результаты сравнительных расчетов для различных модификаций представлены также в виде кривых на графиках. На рис. 2 для модификаций с одним дополнительным зазором при

$$w_3 = \frac{1}{1 + \frac{w_1}{w_3} \left( \frac{1}{2} + j \frac{\sqrt{3}}{2} \right)} \cdot \frac{j \dot{U}}{j \omega \Phi_3}. \quad (11)$$

Суммарное число витков обеих обмоток

$$w_1 + w_3 = \left( 1 + \frac{w_1}{w_3} \right) \times \frac{1}{1 + \frac{w_1}{w_3} \left( \frac{1}{2} + j \frac{\sqrt{3}}{2} \right)} \cdot \frac{j \dot{U}}{j \omega \Phi_3}. \quad (12)$$

Уравнения (10) — (12) записаны в комплексной форме и содержат поток  $\Phi_3$ . Так как при отсутствии пульсации силы все потоки равны по величине, номер потока в дальнейшем опустим, выразим его в амплитудных значениях и обозначим через  $\Phi_m$ . Напряжение и ток ниже даны в действующих значениях. Суммарную н. с. обмоток, потребляемую мощность и потери в экране удобно определять по безразмерным относительным величинам:

$$I(w_1 + w_3) = (Iw)_* \frac{\Phi_m R_\delta}{\sqrt{2}}; \quad (13)$$

$$UI = (va)_* \frac{\omega \Phi_m^2 R_\delta}{2}; \quad (14)$$

$$P_3 = P_{3*} \frac{\omega \Phi_m^2 R_\delta}{2}. \quad (15)$$

нительным зазором 5 (рис. 1, а и б) даны зависимости относительных параметров  $(Iw)_*$ ,  $(va)_*$ ,  $P_{\text{э*}} = \frac{X_{\text{м*}}}{R_{\delta}}$  и  $\frac{R_{\text{доп1}}}{R_{\delta}}$  в функции отношения чисел витков намагничивающих обмоток  $\frac{w_1}{w_3}$ .

Зависимость потерь в экране  $P_{\text{э*}}$  является гиперболической [уравнение (8а)], зависимость величины дополнительного зазора — линейной [уравнение (7а)]. Кривые  $(Iw)_*$  и  $(va)_*$  имеют плавные минимумы в области отношений  $\frac{w_1}{w_3}$  от 0,6 до 1,0. Поэтому для этих модификаций целесообразно делать обмотки 1 и 3 одинаковыми ( $w_1 = w_3$ ). Это удобно и по технологическим соображениям. При  $\frac{w_1}{w_3} > 1$  потери в экране снижаются, но более резко увеличиваются н. с. и потребляемая мощность. Так, при  $w_1 = 2w_3$  потери в экране снижаются на 20%, но  $(Iw)_*$  и  $(va)_*$  увеличиваются на 25%. При  $w_1 = 0,5w_3$  потребляемая мощность  $(va)_*$  и  $(Iw)_*$  практически сохраняют свое значение, потери в экране — увеличиваются на 33%.

На рис. 3 представлены те же зависимости для модификаций с двумя дополнительными зазорами (см. рис. 1, в и г), причем зазор 6 меньше зазора 5 и принят равным рабочему зазору полюсов:  $R_{\text{доп3}} = R_{\delta}$ ,  $R_{\text{м3}} = 2R_{\delta}$ . Кривые  $(Iw)_*$  и  $(va)_*$  изменяются более резко, чем на рис. 2; минимум лежит в пределах отношений  $\frac{w_1}{w_3}$  от 0,5 до 0,7 и соответствует более крутой части зависимости  $P_{\text{э*}} = f\left(\frac{w_1}{w_3}\right)$ . Очевидно, и в этом случае удобно брать одинаковые числа витков обмоток 1 и 3. При  $w_1 = w_3$  относительные параметры  $(Iw)_*$ ,  $(va)_*$  и  $P_{\text{э*}}$  увеличиваются в среднем на 40% по сравнению с модификациями с одним дополнительным зазором (рис. 2).

Изменение относительных параметров электромагнита при увеличении второго дополнительного зазора 6 для модификации рис. 1, в и г показано на рис. 4. Здесь даны зависимости  $(Iw)_*$ ,  $(va)_*$ ,  $P_{\text{э*}}$  и  $\frac{R_{\text{доп1}}}{R_{\delta}}$  в функции отношения  $\frac{R_{\text{доп3}}}{R_{\delta}}$  при  $w_1 = w_3$ . Все величины изменяются по линейному закону. Зависимости при  $R_{\text{доп3}} < R_{\delta}$  показаны пунктиром, так как реально такого соотношения быть не может. При увеличении второго дополнительного зазора 6 ( $R_{\text{доп3}}$ ) дополнительный зазор 5 ( $R_{\text{доп1}}$ ) также возрастает. Дополнительные зазоры 5 и 6 при  $w_1 = w_3$  не могут быть равными, так как при  $R_{\text{доп1}} = R_{\text{доп3}}$  нарушается равенство (9)

$$\frac{R_{\text{доп1}}}{R_{\delta}} = 3 + 2 \frac{R_{\text{доп3}}}{R_{\delta}},$$

а следовательно, и пульсация силы не ликвидируется.

Зазоры 5 и 6 в модификациях рис. 1, в и г могут быть одинаковыми только при отношениях чисел витков намагничивающих обмоток  $\frac{w_1}{w_3}$ , имеющих вид

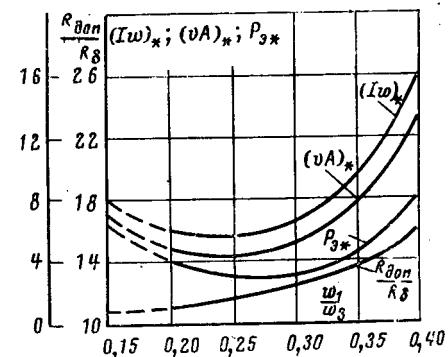


Рис. 5.

одной второй. Это следует из уравнения (7а), которое при  $R_{\text{доп1}} = R_{\text{доп3}}$  ( $R_{\text{м}} = R_{\text{м3}}$ ) имеет вид:

$$\frac{R_{\text{м1}}}{R_{\delta}} \left(1 - 2 \frac{w_1}{w_3}\right) = 1 + \frac{w_1}{w_3}$$

или

$$\frac{R_{\text{м1}}}{R_{\delta}} = \frac{1 + \frac{w_1}{w_3}}{1 - 2 \frac{w_1}{w_3}}.$$

Если  $\frac{w_1}{w_3} > \frac{1}{2}$ , то  $\frac{R_{\text{м1}}}{R_{\delta}} < 0$ , что не имеет смысла.

Зависимости  $(Iw)_*$ ,  $(va)_*$ ,  $P_{\text{э*}}$  и  $\frac{R_{\text{доп1}}}{R_{\delta}}$  для модификаций с двумя равными дополнительными зазорами ( $R_{\text{доп1}} = R_{\text{доп3}} = R_{\text{доп}}$ ) в функции отношения  $\frac{w_1}{w_3}$  даны на рис. 5. При  $\frac{w_1}{w_3} < 0,2$  зависимости показаны пунктиром: этот случай практически не может иметь места, так как дополнительные зазоры не могут быть меньше рабочих ( $\frac{R_{\text{доп1}}}{R_{\delta}} < 1$ ). Из кривых рис. 5 видно, что при  $w_1 = 0,25w_3$  все параметры близки к минимальным. Величины  $(Iw)_*$ ,  $(va)_*$  и  $P_{\text{э*}}$  имеют примерно то же значение, что и для модификаций с  $w_1 = w_3$  и неравными дополнительными зазорами при  $R_{\text{доп3}} = 2R_{\delta}$  и  $R_{\text{доп1}} = 7R_{\delta}$  (рис. 4).

Любая модификация электромагнита с двумя дополнительными зазорами менее экономична, чем модификация с одним дополнительным зазором, но более надежна в отношении устранения возможного залипания якоря при снятии напряжения питания. При  $w_3 > w_1$  в модификациях с двумя равными дополнительными зазорами обмотку 3 удобнее располагать на среднем сердечнике Ш-образного магнитопровода, например, так, как это показано на рис. 1, г. Экран 2 при этом должен быть расположен также на среднем сердечнике.

Все модификации однофазного электромагнита с двумя обмотками могут применяться как при поступательном, так и при поворотном движении якоря. Для поворотного движения якоря предлагается использовать кинематическую схему, в которой плоскость листов шихтованного магнитопро-

вода должна быть параллельна, а не перпендикулярна, как это обычно делают, оси вращения якоря. Тогда плечи всех полюсов одинаковы, и переменная составляющая результирующего момента при равенстве электромагнитных сил полюсов и сдвиге между ними в  $120^\circ$  будет равна нулю, т. е. пульсация может быть полностью устранена.

Однофазный электромагнит с двумя обмотками по затратам активных материалов (меди и стали) не уступает обычным Ш-образным электромагнитам. Он может оказаться более сложным в изготовлении, но более надежным в эксплуатации. На основании предварительных расчетов есть основание предполагать, что этот электромагнит будет иметь меньший износ подвижных частей как за счет пониженной пульсации тяговой силы, так и за счет меньшего запаса кинетической энергии (удара меньшей силы) при срабатывании.

В обычных Ш-образных электромагнитах с одной обмоткой средний полюс в создании минимальной электромагнитной силы при притянутом якоре почти не участвует: экранирующие витки в большинстве случаев располагают только на крайних полюсах. Среднее значение силы от этого полюса равно примерно половине результирующей. Поэтому при пульсации силы, например, в 50% для каждого из крайних полюсов общая минимальная сила составит всего 25% от суммарной средней тяговой силы. Для устранения вибрации якоря минимальная электромагнитная сила не может быть меньше механической, следовательно, средняя тяговая сила при этом будет больше механической в 4 раза. Поэтому тяговая характеристика обычно Ш-образного электромагнита на всем протяжении хода якоря проходит значительно выше противодействующей. Отсюда получается большой запас кинетической энергии при срабатывании электромагнита, сильный удар и износ подвижных частей.

В электромагните с двумя обмотками пульсация силы может полностью и не ликвидироваться (за счет отклонения зазоров и сопротивления экрана от расчетных значений, что практически всегда

имеет место), но она не превышает 30%. Следовательно, минимальная электромагнитная сила составит не менее 70% от средней результирующей, и из условия устранения вибрации якоря тяговую характеристику не нужно особенно поднимать. Тяговая характеристика в этом электромагните имеет более крутой характер, чем в обычном, особенно в области малых зазоров. Для правильной работы электромагнита ее достаточно поднять лишь настолько, чтобы она на всем протяжении хода якоря шла выше противодействующей и касалась последней в какой-то одной критической точке.

Можно ожидать, что запас кинетической энергии в этом случае получится гораздо меньше, причем минимальная электромагнитная сила в притянутом положении якоря будет с запасом превышать противодействующую так, что не опасны даже значительные отклонения параметров от расчетных и вызванная этим пульсация.

Итак, однофазному электромагниту с двумя обмотками присущи свойства, позволяющие не только значительно снизить пульсацию силы, но и уменьшить удар при срабатывании за счет приближения тяговой характеристики к противодействующей.

## ЛИТЕРАТУРА

- Христемов Д. М., Еднофазен електромагнит за променлив ток с постоянна във времето задържаща сила, Описание на изобретение, София, България (авторско свидетелство № 10100/1963).
- Барышникова Р. А., Устранение пульсации тяговой силы в однофазном электромагните, «Электричество», 1968, № 1.
- Барышникова Р. А., Экспериментальное исследование однофазного электромагнита с двумя обмотками, МЭИ, Доклады научно-технической конференции по итогам научно-исследовательских работ за 1968—1969 гг., секция электромеханическая, подсекция электроаппаратостроения.
- Барышникова Р. А., К расчету однофазного трехполюсного электромагнита с двумя обмотками и экраном на якоре, МЭИ, Доклады научно-технической конференции по итогам научно-исследовательских работ за 1966—67 гг., секция электромеханическая, подсекция электроаппаратостроения.

[22.12.1970]



УДК 62—83:621.316.718.5

## Режим коммутации тиристоров в электроприводе с двухзонным регулированием скорости

Доктор техн. наук А. М. БЫСТРОВ и инж. В. Ф. ШЕПЕЛИН

Иваново

Актуальной задачей при разработке каскадных схем электроприводов переменного тока для регулирования скорости насосов, вентиляторов и ряда других механизмов является снижение установленной мощности электрооборудования.

Одним из путей решения этой задачи может быть применение асинхронно-вентильного каскада с двухзонным регулированием скорости, состоящего из асинхронного двигателя с фазным ротором

и преобразователя частоты без звена постоянного тока или со звеном постоянного тока при коммутации тиристоров, подключенных к ротору, с помощью предварительно заряженных емкостей.

Преобразователь частоты без звена постоянного тока обладает довольно сложной схемой управления и требует для запуска привода громоздких пусковых сопротивлений. Для преобразователя частоты со звеном постоянного тока и емкостной

коммутацией тиристоров необходима установка громоздких конденсаторов и применение специальных мер по ограничению фронта нарастания тока и фронта приложения обратного напряжения к тиристорам.

В статье рассматривается переход через синхронную скорость ротора асинхронного двигателя с преобразователем частоты со звеном постоянного тока при отсутствии коммутирующих емкостей. Коммутация тиристоров роторной группы в данном случае на синхронной и близкой к ней скорости, когда естественная коммутация невозможна вследствие малой величины э. д. с. ротора, осуществляется методом прерывания тока. Сущность данного метода заключается в том, что при поступлении импульса от узлоизмерительного датчика или другого устройства на переключение фаз ротора тиристоры сетевой группы ( $T_c$  на рис. 1) переводятся в инверторный режим с минимальным углом опережения отпирания. После снижения тока ротора до нуля и закрытия ранее пропускавших ток тиристоров роторной группы преобразователя частоты открываются другие тиристоры, подключающие соответствующую другую пару обмоток ротора, а тиристоры сетевой группы переводятся в режим выпрямления. Ток в обмотках ротора при этом вновь нарастает до установленного значения.

Темп нарастания и величина первого импульса тока будут определяться напряжением сети, напряжением управления и индуктивностью сглаживающего дросселя.

Для исключения влияния индуктивности сглаживающего дросселя  $D_p$  цепи постоянного тока преобразователя частоты последний может шунтироваться на время переключения тока фаз вспомогательным тиристором  $T_p$  (рис. 1). При этом за время искусственной коммутации ток сглаживающего дросселя ( $I_d$ ) вследствие малого значения его активного сопротивления уменьшается крайне незначительно (что справедливо для дросселей на большие токи), и вспомогательный тиристор закроется лишь при достижении током ротора первоначального значения, близкого к  $I_d$ .

В этом случае индуктивность  $L_d$  не влияет на процесс спада и нарастания тока ротора и ее можно не учитывать.

При анализе искусственной коммутации по данному методу приняты следующие допущения: электромеханическая постоянная времени электропривода значительно больше времени спада и нарастания тока и скорость вращения в процессе коммутации не изменяется.

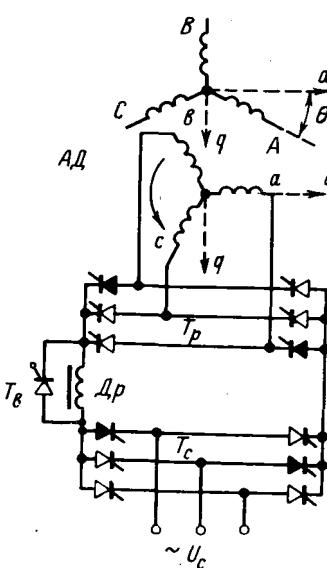


Рис. 1. Схема силовой части преобразователя частоты для двухзонного регулирования скорости асинхронного двигателя.

Управляющее напряжение системы сеточного управления тиристоров сетевой группы преобразователя частоты мгновенно изменяется до значения, соответствующего заданным режимам работы тиристоров сетевой группы (для инверторного режима — до  $\beta_p = 20-30^\circ$ ).

Очередная коммутация тиристоров сетевой группы закончилась и ток нагрузки течет по двум фазам сетевого трансформатора. Падение напряжения на тиристорах мало и им пренебрегаем.

При этих допущениях уравнение, описывающее процесс снижения тока ротора (рис. 2), и его решение, представленное в относительных единицах, для начального значения тока фазы, равного  $I_d$ , имеют вид:

$$L \frac{di}{dt} + iR - E_p \sin(\gamma_1 + \omega t) - E_c \sin(\gamma_2 + \omega_0 t) = 0; \quad (1)$$

$$i^* = I_{d*} e^{-\frac{t}{T_L}} - \frac{K}{\sqrt{1 + \left(\frac{1}{\omega T_L}\right)^2}} \left[ e^{-\frac{t}{T_L}} \sin(\gamma_1 - \varphi_1) - \sin(\gamma_1 - \varphi_1 + \omega t) \right] -$$

$$- \frac{E_{c*} K}{\sqrt{1 + \left(\frac{1}{\omega_0 T_L}\right)^2}} \left[ e^{-\frac{t}{T_L}} \sin(\gamma_2 - \varphi_2) - \sin(\gamma_2 - \varphi_2 + \omega_0 t) \right], \quad (2)$$

здесь

$$i^* = \frac{i}{I_k}; \quad I_{d*} = \frac{I_d}{I_{kd}}; \quad I_{kd} = \frac{E_{p0}}{2\omega_0 L_d}; \quad T_L = \frac{L}{R};$$

$$E_{c*} = \frac{E_c}{E_{p0}}; \quad E_p = S E_{p0}; \quad \varphi_1 = \arctg \omega T_L;$$

$$\varphi_2 = \arctg \omega_0 T_L; \quad \omega = S \omega_0; \quad K = \frac{2L_d}{L};$$

$E_c$ ,  $E_{p0}$  — амплитуды линейных значений э. д. с. вторичной обмотки трансформатора преобразователя частоты и ротора двигателя в неподвижном состоянии;  $S$  — скольжение ротора асинхронного двигателя относительно вращающегося магнитного поля статора;  $\omega_0$ ,  $\omega$  — угловая скорость изменения э. д. с. сети и ротора;  $\gamma_1$ ,  $\gamma_2$  — значение фаз э. д. с. ротора и сети в момент начала коммутации  $\gamma_2 = \frac{\pi}{3} + \alpha_c$ ;  $L$ ,  $R$  — суммарные индуктивность и активное сопротивление цепи тока:

$$L = 2(L_d + L_t) + L_d; \quad R = 2(R_d + R_t) + R_d,$$

где

$$L_d = L_r + L'_s; \quad L_t = L_{2t} + L'_{1t}; \quad R_d = R_r + R'_s S;$$

$$R_t = R_{2t} + R'_{1t}; \quad L_d, L_r, L_{2t}, L'_s, L'_{1t}, R_d, R_r, R_{2t}, R'_s, R'_{1t}$$

соответственно индуктивности рассеяния и активные сопротивления сглаживающего дросселя, двигателя и трансформатора, приведенные к вторичным цепям.

Для выпрямительного и инверторного режимов работы тиристоров роторной группы (скорость дви-

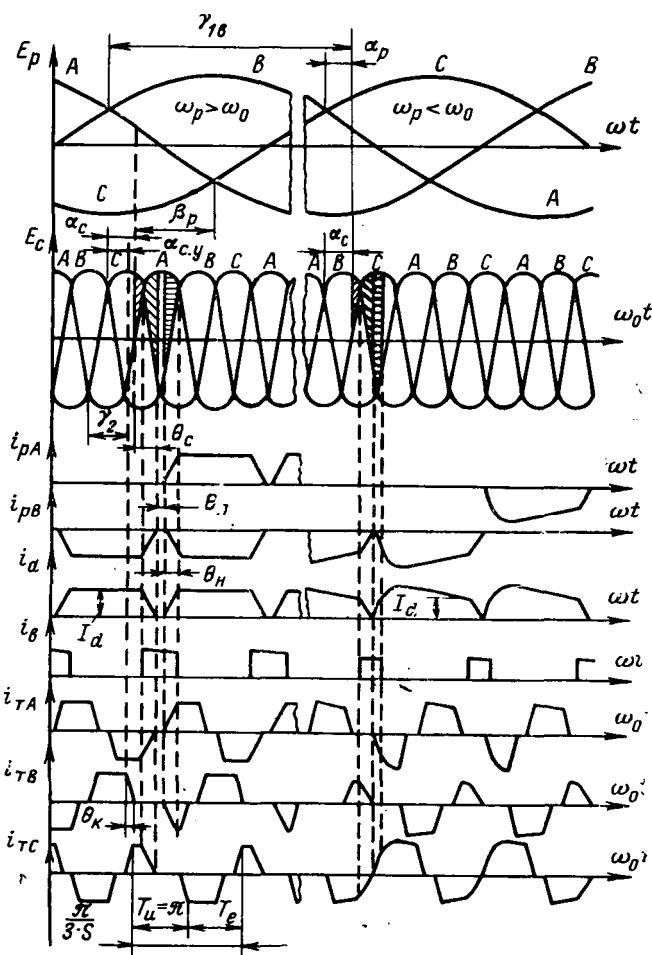


Рис. 2. Временные диаграммы э. д. с. ротора  $E_p$  и сети  $E_c$ , токов фаз ротора  $i_{pA}$  и  $i_{pB}$ , выпрямленного тока  $i_d$ , тока через вспомогательный тиристор  $T_{vB}$  и токов фаз трансформатора  $i_{tA}$ ,  $i_{tB}$ ,  $i_{tc}$ .

гателя ниже и выше синхронной) значение  $\gamma_1$  определяется соответственно по формулам:

$$\gamma_{1B} = \frac{2\pi}{3} + \alpha_p; \quad \gamma_{1u} = \frac{5\pi}{3} - \beta_p,$$

где  $\alpha_c$  — значение фазы напряжения сети в момент начала искусственной коммутации;  $\alpha_p$ ,  $\beta_p$  — углы регулирования тиристоров роторной группы преобразователя частоты для выпрямительного и инверторного режимов, определяемые моментом подачи сигнала с углоизмерительного датчика или другого устройства.

Как видно из рис. 2, при  $\alpha_c$ , близком к  $\pi/2$ , тиристоры сетевой группы после выдачи сигнала на перевод в инверторный режим продолжают пропускать ток в выпрямительном режиме на протяжении угла  $\pi/6$ . Значение э. д. с. сети при этом выше противо-э. д. с. ротора, и тиристор, шунтирующий сглаживающий дроссель  $D_p$ , несмотря на наличие на нем отпирающего сигнала, закрыт и в цепи ротора остается включенной большая индуктивность сглаживающего дросселя. Поэтому ток ротора на этом участке (площадь на рис. 2 с правой штриховкой) изменяется незначительно. В уравнениях (1) и (2) волисывающих процесс из-

менения тока, параметры  $L$ ,  $R$  и  $T_L$  следует определять на этом участке с учетом  $L_d$  и  $R_d$ .

При равенстве э. д. с. сети и э. д. с. ротора (за вычетом активного падения напряжения цепи) ток ротора начинает уменьшаться и тиристор шунтирует сглаживающий дроссель, который в дальнейшем уже не влияет на процесс снижения тока ротора. В суммарной индуктивности  $L$  и активном сопротивлении  $R$  цепи тока в этом случае следует исключить  $L_d$  и  $R_d$ .

Так как э. д. с. ротора на скорости, близкой к синхронной, мала, то момент закорачивания дросселя может быть ориентировочно принят постоянным и равным моменту перехода синусоиды линейного значения э. д. с. сети через нуль. При этом в последних двух слагаемых выражения (2) угол  $\gamma_2$  необходимо принять равным  $\pi$ .

Процесс изменения тока двигателя на участке его снижения происходит под действием э. д. с. сети, обозначенной на рис. 2 наклонной штриховкой.

Проведенные по (2) расчеты показали, что время спада тока ротора от  $I_{d0}^* = 0,275$  до нуля  $E_c^* = -0,6$  и  $\beta_p = 0$  при  $S = 0,01 \div 0,19$  лежит в пределах  $0,003 \div 0,0022$  сек, а при  $E_c^* = 1,2$  — в пределах  $0,0021 \div 0,0017$  сек.

Процесс нарастания тока ротора и амплитуда его первого импульса зависят от момента выдачи сигнала на нарастание и от величины форсировки

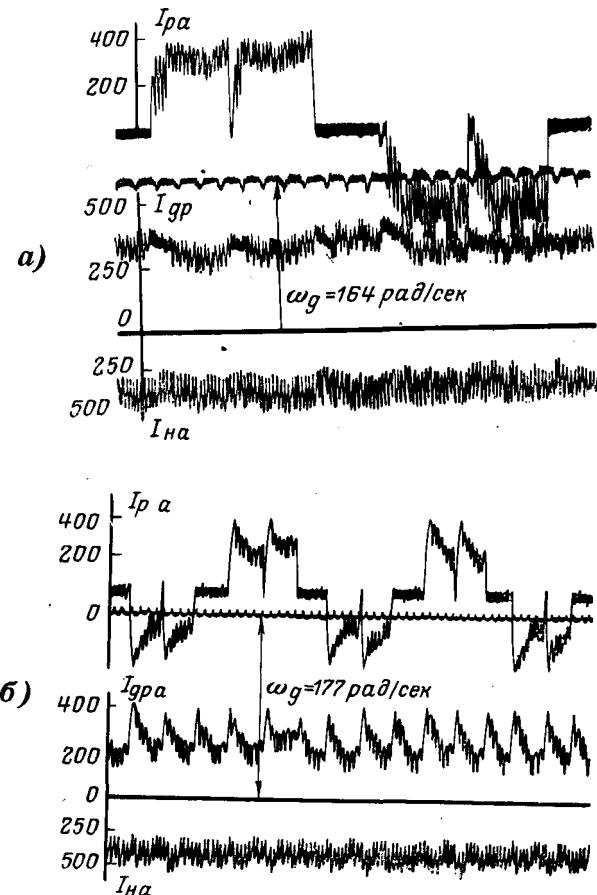


Рис. 3. Осциллограммы токов сглаживающего дросселя  $I_{dp}$ , фазы ротора  $I_p$ , скорости угловой скорости двигателя АК101-4М и тока нагрузочного генератора  $I_n$  для различных форсировок при нарастании тока фазы ротора.

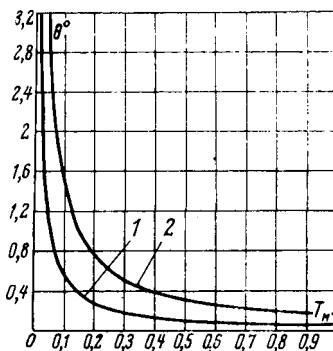


Рис. 4. Зависимость угла обратного поворота ротора ( $\theta_0$ ) от электромеханической постоянной времени привода  $T_m$ . 1 — для  $t_p = 0,0033$  сек; 2 — для  $t_p = 0,0066$  сек.

Оscиллограммы изменения тока фазы ротора, тока сглаживающего дросселя, скорости двигателя и тока нагрузочного генератора соответственно без форсировки и с максимальной форсировкой по задающему напряжению при нарастании тока для экспериментальной установки представлены на рис. 3, а и б.

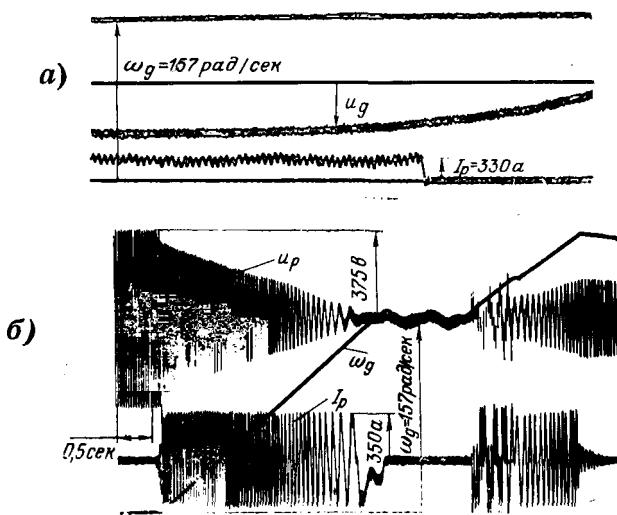


Рис. 5. Осциллограммы перехода через синхронную скорость двигателя AK101-4M.

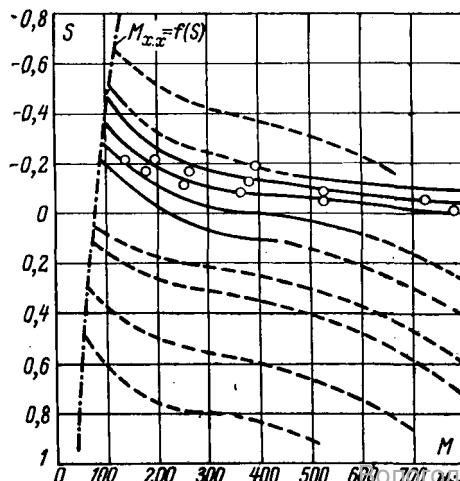


Рис. 6. Механические характеристики и характеристика  $M_{x,x} = f(S)$  экспериментальной установки с двигателем AK101-4M.  
— естественная коммутация тиристоров роторной группы; — искусственная коммутация методом прерывания тока; О — расчетные значения.

Для получения соотношений, описывающих поведение двигателя при подключенных двух фазах ротора, воспользуемся известными выражениями потокосцеплений асинхронного двигателя [Л. 1].

Выразив коэффициенты взаимоиндукции обмоток статора и ротора через их амплитудные значения и приняв во внимание, что сумма токов обмоток ротора и статора равна нулю, после упрощения и преобразования статорных и роторных величин к ортогональным осям  $d$  и  $q$ , вращающимся вместе с ротором [Л. 1 и 2], получим следующую систему уравнений:

$$\begin{aligned}
 \psi_{sd} &= \left( L_s + \frac{3}{2} L_{sm} \right) i_{sd} + \frac{3}{2} M_m i_{ra}; \\
 \psi_{sq} &= \left( L_s + \frac{3}{2} L_{sm} \right) i_{sq} + \frac{\sqrt{3}}{2} M_m i_{rq}; \\
 \psi_{rd} &= M_m \left( \frac{5}{4} i_{ed} + \frac{\sqrt{3}}{4} i_{eq} \right) + \\
 &+ i_{rd} \left( L_r + \frac{3}{2} L_{rm} \right); \\
 \psi_{rq} &= M_m \left( \frac{\sqrt{3}}{4} i_{ed} + \frac{3}{4} i_{eq} \right) + \\
 &+ i_{rq} \left( L_r + \frac{3}{2} L_{rm} \right); \\
 i_{sd} &= i_{sa} \cos \theta_p + i_{sb} \cos \left( \theta_p - \frac{2\pi}{3} \right) + \\
 &+ i_{sc} \cos \left( \theta_p + \frac{2\pi}{3} \right); \\
 i_{eq} &= i_{sa} \sin \theta_p + i_{sb} \sin \left( \theta_p - \frac{2\pi}{3} \right) + \\
 &+ i_{sc} \sin \left( \theta_p + \frac{2\pi}{3} \right); \\
 r_d &= i_{ra}; \quad i_{rq} = \frac{1}{\sqrt{3}} i_{ra}; \quad \theta_p = (1 - S) \omega_0 t; \\
 e_{ed} &= E_{sm} \cos (\phi_k + S \omega_0 t) = i_{sd} R_s + \\
 &+ \frac{d\psi_{sq}}{dt} + \omega_0 (1 - S) \psi_{eq}; \\
 e_{sq} &= - E_{sm} \sin (\phi_k + S \omega_0 t) = i_{sq} R_s + \\
 &+ \frac{d\psi_{sd}}{dt} - \omega_0 (1 - S) \psi_{ed}; \\
 e_{rd} &= i_{rd} R_r + \frac{d\psi_{rq}}{dt}; \quad e_{rq} = i_{rq} R_r + \frac{d\psi_{rd}}{dt}; \\
 U_p &= \frac{3}{2} (\sqrt{3} e_{rq} - e_{rd}); \\
 M &= \frac{3}{2} (\psi_{sd} i_{sq} - \psi_{sq} i_{sd}); \\
 M - \frac{M_e}{p} &= - J \frac{\omega_0}{p^2} \frac{dS}{dt},
 \end{aligned} \tag{3}$$

где  $\psi_{sd}$ ,  $\psi_{sq}$ ,  $\psi_{rd}$ ,  $\psi_{rq}$ ,  $i_{sd}$ ,  $i_{sq}$ ,  $i_{rd}$ ,  $i_{rq}$  — потокосцепления и токи статора и ротора соответственно по продольной ( $d$ ) и поперечной ( $q$ ) осям;  $e_{sd}$ ,  $e_{sq}$ ,  $e_{rd}$ ,  $e_{rq}$  — значения э. д. с. сети со стороны статора и значения напряжения на выходе преобразователя частоты со стороны ротора по продольной и

поперечной осям;  $L_{sm}$ ,  $L_{rm}$  — амплитудное значение коэффициентов взаимоиндукции соответственно обмоток статора и ротора;  $M_m$  — амплитудное значение коэффициента взаимоиндукции между обмотками статора и ротора;  $i_{sA}$ ,  $i_{sB}$ ,  $i_{sC}$ ,  $i_{rA}$ ,  $i_{rB}$  — токи фаз статора и ротора;  $\theta_p$  — угол между осями обмоток статора и ротора;  $E_{sm}$ ,  $U_p$  — амплитуда фазного значения э. д. с. сети со стороны статора и напряжение на выходе преобразователя частоты со стороны ротора;  $M$ ,  $M_c$  — электромагнитный момент двигателя при числе пар полюсов  $p=1$  и статический момент нагрузки;  $J$  — момент инерции на валу двигателя.

Система уравнений (3) позволяет рассчитать переходный процесс при переходе ротором двигателя синхронной скорости при любом законе изменения напряжения на выходе преобразователя частоты. Но в реальных установках обычно применяются замкнутые системы автоматического регулирования, накладывающие те или иные ограничения на приведенные выше выражения.

Так, в частности, пуск современных быстродействующих тиристорных электроприводов в большинстве случаев происходит с постоянным током двигателя, который может поддерживаться на заданном уровне задержанной отрицательной обратной связью по току. Кроме того, можно принять, что спад и нарастание тока фазы ротора происходят по прямолинейному закону (рис. 3, а).

При этих ограничениях ток фазы ротора имеет форму двух трапеций и может быть описан для участка установившегося значения тока ротора, участка спада и участка нарастания тока соответственно следующими выражениями:

$$i_{rAy} = I_d = \text{const}; \quad i_{rAc} = I_d \left(1 - \frac{t}{t_n}\right); \\ i_{rAn} = I_d \frac{t}{t_n}. \quad (4)$$

Используя выражения (3) и (4), можно получить простые уравнения для расчета переходного процесса методом последовательных интервалов.

Для этого примем  $S=\text{const}$  и приведем параметры статора двигателя к ротору. При этом  $L_{sm}$ ,  $M_m$ ,  $\psi_s$  приводятся к обмоткам ротора по следующим формулам:

$$L'_{sm} = L_{rm} = \frac{1}{k_e^2} L_{sm}; \quad M'_{m} = L_{rm} = \frac{1}{k_e} M_m; \\ \psi'_{s} = \frac{k_i}{k_e^2} \psi_s$$

где  $k_e$ ,  $k_i$  — коэффициенты трансформации э. д. с. и токов асинхронного двигателя.

Если принять также  $R_s=0$  (с погрешностью расчета величин  $e_{sd}$  и  $e_{sq}$  менее 1% для двигателей мощностью больше 100 квт), то совместное решение уравнений (3) и (4), записанное в относительных единицах, будет иметь вид:

$$i^{*sA} = \frac{2}{\sqrt{3}} L^* \sin(\omega_0 t + \varphi_k) - \\ - i^{*d} k_c \left( \cos \theta_p + \frac{1}{\sqrt{3}} \sin \theta_p \right); \quad (5)$$

$$M^* = i^{*d} k_c \cos \left( \frac{\pi}{6} + \varphi_k + S \omega_0 t \right). \quad (6)$$

При этом на скорости двигателя  $\omega_d$  выше синхронной  $\omega_c$  соответственно для участков нарастания, установившегося значения и спада тока ротора имеем:

$$\varphi_{k,h} = -\frac{\pi}{3} + \theta_c + \theta_n - \beta_p; \quad i^{*d} = I^{*d} \frac{t}{t_n};$$

$$\varphi_{k,y} = -\frac{\pi}{3} + \theta_c + \theta_n + \theta_s - \beta_p; \quad i^{*d} = I^{*d};$$

$$\varphi_{k,c} = -\beta_p; \quad i^{*d} = I^{*d} \left(1 - \frac{t}{t_n}\right).$$

Здесь

$$i^{*sA} = \frac{i^{*sA}}{I_{k,d}}; \quad M^* = \frac{M}{M_k}; \quad M_k = \frac{E_{p0} I_{k,d}}{\omega_0}; \\ L^* = \frac{L'_{sA} + L_r}{L'_{sA} + \frac{3}{2} L'_{sm}}; \quad k_c = \frac{\frac{3}{2} M'_{m}}{L'_{sA} + \frac{3}{2} L'_{sm}} \approx 0,93 \div 0,98;$$

$$\theta_c = S \omega_0 t_c; \quad \theta_n = S \omega_0 t_n; \quad \theta_s = S \omega_0 t_s,$$

где  $t_n$  — время паузы (отсутствие тока в обмотках ротора).

Зная мгновенные значения моментов двигателя на отдельных участках периода, легко может быть найдено его среднее значение, которое для  $\omega_d > \omega_c$  имеет вид:

$$M^* = \frac{3 I^{*d} k_c}{\pi} \left[ \frac{2}{\theta_c} \sin \frac{\theta_c}{2} \sin \left( \frac{\pi}{6} - \beta_p + \frac{\theta_c}{2} \right) - \right. \\ \left. - \frac{2}{\theta_n} \sin \frac{\theta_n}{2} \sin \left( -\frac{\pi}{6} - \beta_p + \theta_c + \theta_n + \frac{\theta_n}{2} \right) \right]. \quad (7)$$

Для  $\omega_d < \omega_c$  выражение для среднего значения момента может быть получено из (7) путем замены угла  $-\beta_p$  на  $\alpha_p$ . Заметим, что (7) справедливо не только для процесса разгона привода, когда  $I_d$  принудительно поддерживается постоянным, например, задержанной отрицательной обратной связью по току, но и для установившегося режима при углах  $\beta_p=0$  и  $\alpha_p=0$ , когда момент двигателя на внекоммутационном участке изменяется незначительно (в пределах 13%). Поэтому при постоянной статической нагрузке на валу двигателя вследствие наличия сглаживающего дросселя и достаточно больших маховых масс привода колебания тока  $I_d$  в замкнутой по скорости системе автоматического регулирования будут еще меньше и он может быть принят постоянным (рис. 3, а).

Экспериментальная проверка на опытной установке с асинхронным двигателем АК 101-4М мощностью 125 квт показала, что расхождение величин моментов, рассчитанных по (7) для  $\beta_p=0$  и измеренных на опытной установке, не превышает 5—7%. При  $\beta_p \neq 0$  полученные формулы будут справедливы в установившемся режиме лишь при скоростях, отличных от синхронной, когда время поворота ротора на угол  $\pi/3$  значительно меньше электромеханической постоянной привода.

По выведенным выше формулам методом последовательных интервалов проведен расчет угла обратного поворота ротора  $\theta_0$  за время спада тока ротора, паузы ( $\omega_0 t_n = \pi/3$ ) и его последующего нарастания до  $I^{*d}=0,3$  при переходе двигателем синхронной скорости.

Данные расчета для  $\frac{M^*_{\text{c}}}{T^*_{\text{d}k_c}} = 0,8$  представлены на рис. 4 в виде кривых  $\theta_0 = f(T_m)$ , где

$$T_m = \frac{J\omega_0}{p^2 E_{\text{p}} I_{\text{k}}}.$$

На рис. 5,а представлены осциллограммы изменения скорости двигателя, напряжения с уголизмерительного датчика ( $U_d$ ) и тока фазы ротора ( $I_p$ ) при первом шаге с синхронной скорости двигателя АК 101-4М с машиной постоянного тока типа П112 с  $P_{\text{h}} = 200 \text{ квт}$  на валу при статической нагрузке  $\frac{M^*_{\text{c}}}{k_c I^*_{\text{d}}} \approx 0,8$ .

Как показывают кривые рис. 4 и 5,а, углы обратного поворота ротора за время переключения тока фаз небольшие и не оказывают влияния на разгон привода.

На рис. 5,б представлена осциллограмма разгона на холостом ходу до скорости двигателя АК101-4М выше синхронной с предварительной синхронизацией ротора. При этом искусственная коммутация на этой скорости осуществлялась при  $\beta_p = 0$  и лишь при переходе на естественную коммутацию угол регулирования тиристоров роторной группы изменялся до  $\beta_p = 50^\circ$ .

Расчет механических характеристик электропривода при коммутации тиристоров роторной группы преобразователя частоты методом прерывания тока ввиду нелинейной зависимости скольжения  $S$ , времени  $t_c$  и  $t_n$  от амплитуды выпрямленного тока  $I_d$  и угла регулирования тиристоров сетевой группы в установившемся режиме ( $\alpha_{\text{c},y}$ ) целесообразно выполнить через промежуточное построение кривых  $\alpha_{\text{c},y} = f(M)$ , соответствующих различным значениям скольжения. Выражение для  $\alpha_{\text{c},y} = f(I_d, S)$ , найденное из условия равновесия э. д. с. силовой цепи, имеет вид:

$$\begin{aligned} \cos \alpha_{\text{c},y} = & \frac{1}{E^*_{\text{c}} [1 - (2+n)S]} \left\{ I^*_{\text{d}} k_4 \left[ \frac{\pi(1-k_3)}{3T_L \omega_0} + \right. \right. \\ & + k_5 - k_5 S (2+n) - \frac{(1-k_3)S}{T_L} \left( \frac{t_c + t_n}{2} + t_n \right) + \\ & \left. \left. + \frac{k_2 S}{T_L} \left( \frac{\pi}{3\omega_0 S} - t_c - t_n - t_n \right) \right] - S E^*_{\text{c}} \times \right. \\ & \times \left[ \cos \left( \frac{\pi}{3} + \omega_0 t_c + \omega_0 t_{n1} \right) + \cos \omega_0 t_c \right] + 2S \cos \left( -\beta_p + \right. \\ & \left. \left. + S \omega_0 t_c + \frac{S \omega_0 t_n}{2} \right) \sin \left( \frac{\pi}{6} - \frac{S \omega_0 t_n}{2} \right) \right\}, \quad (8) \end{aligned}$$

где

$$t_n = t_{n1} + t_{n2}; \quad n = \omega_0 t_{n2} \frac{3}{\pi}; \quad T_L = \frac{L_{\text{d}} + L_{\text{r}}}{R_{\text{d}} + R_{\text{r}}}; \quad (9)$$

$$k_1 = \frac{I_{\text{k},t}}{I_{\text{k},d}}; \quad k_2 = \frac{R_{\text{d}}}{2(R_{\text{d}} + R_{\text{r}})}; \quad k_3 = \frac{2R'_{\text{d}}S}{R_{\text{d}} + R_{\text{r}}}; \quad (10)$$

$$k_4 = \left( 1 + \frac{E^*_{\text{c}}}{k_1} \right); \quad k_5 = \frac{E^*_{\text{c}}}{2k_1 k_4}; \quad I_{\text{k},t} = \frac{E_{\text{c}}}{2\omega_0 L_{\text{r}}};$$

$t_{n1}$ ,  $t_{n2}$  — составляющие времени бестоковой паузы: соответственно не изменяющая длительность работы тиристоров сетевой группы с переменными углами регулирования ( $T_{\text{n}} = \pi = \text{const}$ , см. рис. 2) и изменяющая на величину, кратную  $1/6$  периода промышленной частоты сети ( $T_{\text{n}} = \pi + n \frac{\pi}{3}$ ).

Вологодская областная универсальная научная библиотека

Кривые  $\alpha_{\text{c},y} = f(M)$  строятся по данным совместного решения уравнений (7) и (8), а механические характеристики строятся по точкам пересечения горизонтальных прямых, соответствующих  $\alpha_{\text{c},y} = \text{const}$ , с кривыми  $\alpha_{\text{c},y} = f(M)$ .

На рис. 6 представлены расчетные и экспериментальные механические характеристики для опытной установки, снятые как при естественной коммутации тиристоров роторной группы, так и при коммутации методом прерывания тока.

На том же рис. 6 показана зависимость момента холостого хода установки от скольжения  $M_{\text{x},x} = f(S)$ .

Принудительная коммутация тиристоров роторной группы преобразователя частоты позволяет работать асинхронному двигателю с коэффициентом сдвига 1-й гармоники тока статора по отношению к напряжению сети, близким к единице. Но гармонический состав тока сети при этом несколько хуже, так как в кривой тока ротора появляется дополнительный провал, что необходимо учитывать при определении зоны работы привода.

Сумму высших гармоник тока ротора и коэффициент сдвига его 1-й гармоники можно определить из следующих соотношений, полученных в результате гармонического анализа тока ротора по:

$$\begin{aligned} \sum_2^n I_{\text{p}_n}^2 &= I_p^2 - I_{\text{p}1}^2; \quad I_p = I_d \sqrt{\frac{2}{3} - \frac{4}{3\pi} (\theta_{\text{h}} + \theta_{\text{c}}) - \frac{2\theta_{\text{h}}}{\pi}}; \\ I_{\text{p}1} &= \frac{4I_d}{\pi} \cos \frac{\pi}{6} \sqrt{1 - \cos \left( -\frac{\pi}{3} + \theta_{\text{p}} + \frac{\theta_{\text{h}} + \theta_{\text{c}}}{2} \right)} \\ \operatorname{tg} \varphi_{\text{p}1} &= \frac{\sin \left( \frac{2\pi}{3} - \beta_p + \frac{\theta_{\text{c}}}{2} \right) - \sin \left( \frac{\pi}{3} - \beta_p + \right.}{\cos \left( \frac{\pi}{3} - \beta_p + \theta_{\text{c}} + \theta_{\text{h}} + \frac{\theta_{\text{h}}}{2} \right) -} \\ &\quad \left. + \theta_{\text{c}} + \theta_{\text{h}} + \frac{\theta_{\text{h}}}{2} \right) \\ &\quad \left. - \cos \left( \frac{2\pi}{3} - \beta_p + \frac{\theta_{\text{c}}}{2} \right) \right), \end{aligned} \quad (11)$$

где  $I_p, I_{\text{p}1}, \sum_2^n I_{\text{p}_n}^2$  — действующие значения полного тока ротора, его 1-й гармоники и суммы высших гармоник.

Сумму высших гармоник тока ротора, возникающих из-за влияния работы тиристоров сетевого преобразователя при конечном значении индуктивности слаживающего дросселя, для режима непрерывных токов при  $\beta_p \approx 0$  можно учесть, воспользовавшись зависимостями коэффициента использования двигателя постоянного тока по моменту  $K_{\text{u}}$  от среднего значения тока двигателя [Л. 3]. При этом среднее значение тока двигателя принимается равным  $I_d$ , а противо-э. д. с. двигателя постоянного тока принимается равной значению усредненной э. д. с. ротора (0,96  $E_p$ ). Тогда имеем:

$$\sum_2^n I_{\text{p}_n}^2 = \frac{\frac{2\pi}{3} - 2(\theta_{\text{c}} + \theta_{\text{h}} + \theta_{\text{n}})}{\pi} \left( \frac{1}{K_{\text{u}}^2} - 1 \right) I_d^2.$$

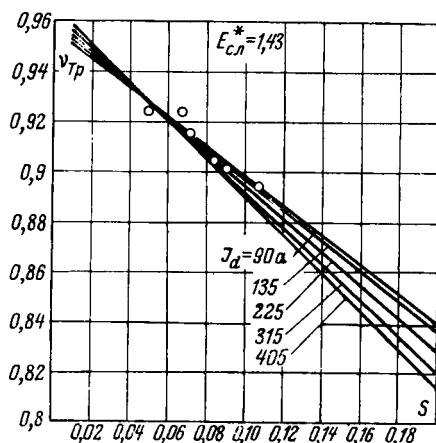


Рис. 7. Расчетные кривые  $v_{t,p} = f(S)$  для опытной бесстабилиторной установки с двигателем АК-101-4М (○ — экспериментальные точки).

Высшие гармоники, образующие в роторе обратную последовательность (5, 11, 17, 23 и т. д.) [Л. 4] в статоре также вращаются в сторону, противоположную вращению основной гармоники. Но для некоторых скоростей их частота вращения относительно обмоток статора может быть меньше частоты вращения 1-й гармоники и даже равна нулю. Поэтому наблюдаемая кривая тока статора имеет не такой искаженный характер. Но все гармоники тока ротора практически находятся в токе статора, вызывая его дополнительный нагрев.

Исходя из изложенного, действующее значение 1-й гармоники тока статора двигателя  $I_{c1}$  при синусоидальном токе намагничивания  $I_\mu$ , угол ее сдвига относительно напряжения сети  $\varphi_{c1}$  и коэффициент искажения тока статора  $v_c$  определяются из выражений:

$$I_{c1} = \sqrt{\left(\frac{I_{p1}}{k_i} \cos \varphi_{p1}\right)^2 + \left(\frac{I_{p1}}{k_i} \sin \varphi_{p1} + I_\mu\right)^2}; \quad (12)$$

$$v_c = \frac{I_{c1}}{I_c} = \frac{I_{c1}}{\sqrt{I_{c1}^2 + \frac{1}{k_i^2} \sum_2^n I_{pn}^2}};$$

$$\varphi_{c1} = \operatorname{arctg} \left( \operatorname{tg} \varphi_{p1} + \frac{I_\mu k_i}{I_{p1} \cos \varphi_{p1}} \right).$$

Так как тиристоры сетевой группы работают в рассматриваемом режиме с различными углами открытия, несимметричными по фазам, то коэффициент сдвига 1-й гармоники тока трансформатора по отношению к напряжению сети ( $\cos \varphi_{t1}$ ) и коэффициент его искажения определим для средних значений токов трех фаз.

Пользуясь выражениями [Л. 5]

$$P = \frac{1}{T} \int_0^T i u d(\omega t), Q = -\frac{1}{\omega T} \int_0^T i \frac{du}{dt} dt,$$

находим формулы для определения суммарной для трех фаз активной и реактивной мощности на вторичной стороне трансформатора

$$P_{\Sigma 2}^* = \frac{3S}{\pi} E_{c,2}^* I_{d,2}^* \left\{ A_1 + \left( \frac{1}{S} - 2 - n \right) \times \right. \\ \left. \times \frac{1}{\theta_k} [\cos(\alpha_{c,y} - \theta_k) - \sin(\alpha_{c,y} + \theta_k)] \right\},$$

$$Q_{\Sigma 2}^* = \frac{3S}{\pi} E_{c,2}^* I_{d,2}^* \left\{ A_2 + \left( \frac{1}{S} - 2 - n \right) \times \right. \\ \left. \times \frac{1}{\theta_k} [\cos \alpha_{c,y} - \cos(\alpha_{c,y} + \theta_k)] \right\},$$

где  $\theta_k$  — угол коммутации тиристоров сетевой группы;

$$A_1 = \frac{1}{\omega_0 t_c} \sin \omega_0 t_c + \frac{1}{\omega_0 t_h} \left\{ \sin \left[ \frac{\pi}{3} + \omega_0 (t_c + t_h) \right] - \sin \left[ \frac{\pi}{3} + \omega_0 (t_c + t_{n1}) \right] \right\};$$

$$A_2 = \frac{1}{\omega_0 t_c} (1 - \cos \omega_0 t_c) + \frac{1}{\omega_0 t_h} \left\{ \cos \left[ \frac{\pi}{3} + \omega_0 (t_c + t_{n1}) \right] - \cos \left[ \frac{\pi}{3} + \omega_0 (t_c + t_{n1} + t_h) \right] \right\}.$$

$$P_{\Sigma 2}^* = \frac{P_{\Sigma 2}}{I_{k,2} E_{p0}}; \quad Q_{\Sigma 2}^* = \frac{Q_{\Sigma 2}}{I_{k,2} E_{p0}}.$$

Мощности на первичной стороне трансформатора и коэффициент сдвига 1-й гармоники тока сети находим по формулам:

$$P_{\Sigma 1}^* = P_{\Sigma 2}^* \pm \Delta P_{\text{от}}^*; \quad Q_{\Sigma 1}^* = Q_{\Sigma 2}^* + \Delta Q_{\text{от}}^*;$$

$$\cos \varphi_{t1} = \frac{P_{\Sigma 1}^*}{\sqrt{P_{\Sigma 1}^* + Q_{\Sigma 1}^*}},$$

где  $\Delta P_{\text{от}}^*$ ,  $\Delta Q_{\text{от}}^*$  — активная и реактивная мощности холостого хода трансформатора в относительных единицах.

Знак плюс перед  $\Delta P_{\text{от}}^*$  соответствует работе тиристоров сетевой группы в выпрямительном режиме, а знак минус — в инверторном.

Сумму высших гармоник вторичного тока трансформатора можно найти по (9), а коэффициент искажения первичного тока трансформатора по (11).

При этом действующие значения вторичного тока трансформатора  $I_{t2}$  и его 1-й гармоники  $I_{t21}$  могут быть определены из выражений:

$$I_{t21}^* = \sqrt{\frac{2}{3} E_{c,2}^*} \sqrt{P_{\Sigma 2}^* + Q_{\Sigma 2}^*}; \quad (13)$$

$$I_{t2}^* = \frac{I_{t21}^*}{\sqrt{2}} \sqrt{2(1 - nS) - \frac{3\omega_0}{\pi} [4(t_c + t_h) + \\ + 6t_{n1}] + \frac{\theta_k}{\pi} (2S - 1 + nS)}.$$

Зная действующие значения токов в отдельных элементах схемы по (9), (11) и (13), можно определить потери активной мощности установки и ее К. п. д.

Экспериментальная проверка полученных соотношений производилась на опытной бесстабилиторной установке с токоограничивающими реакторами и двигателем АК101-4М со следующими данными:  $P_{\text{н}} = 125$  квт,  $n_{\text{н}} = 1460$  об/мин,  $U_c = 380$  в,  $I_{c,2} = 295$  а,  $E_{p0} = 265$  в,  $L_d = 4$  мгн,  $L_{\Sigma} = 0,366$  мгн,  $T_{\Sigma} = 0,02$  сек.

Для данных параметров установки, полученных экспериментально, на вычислительной машине рассчитаны зависимости коэффициента искажения тока сети преобразователя частоты от скольжения  $S$  для  $\omega_0 t_c = \pi/3$ ;  $t_c = t_h$ , которые представлены на рис. 7.

# Распространение волн по многопроводным линиям электропередачи с периодическими неоднородностями

Канд. техн. наук Л. С. ПЕРЕЛЬМАН

Научно-исследовательский институт постоянного тока

Экспериментальные исследования высокочастотных параметров ВЛ показали, что неоднородности ВЛ оказывают существенное влияние на распространение волн [Л. 1 и 2]. ВЛ является неоднородной в основном из-за провисания проводов в пролете, различия длин пролетов, влияния сопротивлений и емкостей изоляторов, влияния тела опоры, дискретного заземления тросов на опорах, а также из-за наличия неоднородности земли вдоль ВЛ. В результате повышаются затухания мод и высокочастотных трактов по ВЛ, резко изменяется частотная зависимость входных сопротивлений и появляются резонансные области, где указанные параметры изменяются особенно сильно [Л. 1—4]. В связи с этим возникла необходимость учитывать влияние неоднородностей при расчете распространения волн по ВЛ. В настоящей работе учитывается влияние неоднородностей с помощью теории многополюсников.

**Свойства симметричного многополюсника.** Однородная многопроводная ВЛ является частным случаем симметричного многополюсника (рис. 1, а). Ее уравнения в матричной форме имеют следующий вид [Л. 5]:

$$\begin{vmatrix} U_u \\ I_u \end{vmatrix} = A \begin{vmatrix} U_k \\ I_k \end{vmatrix}, \quad (1)$$

где

$$A = \begin{vmatrix} A_{11} & A_{12} \\ A_{21} & A_{22} \end{vmatrix}; \quad (2)$$

$$\left. \begin{array}{l} A_{11} = \delta_u \operatorname{ch} \gamma_{(s)} l \delta_u^{-1}; \\ A_{12} = \delta_u \operatorname{sh} \gamma_{(s)} l Z_{(s)} \delta_i^{-1}; \\ A_{21} = \delta_i Z_{(s)}^{-1} \operatorname{sh} \gamma_{(s)} l \delta_u^{-1}; \\ A_{22} = \delta_i \operatorname{ch} \gamma_{(s)} l \delta_i^{-1}; \end{array} \right\} \quad (3)$$

$\operatorname{ch} \gamma_{(s)} l$ ,  $\operatorname{sh} \gamma_{(s)} l$  — диагональные матрицы, в которых  $\gamma_{(s)}$  — постоянные распространения  $s - x$  мод;  $Z_{(s)}$  — диагональная матрица модальных волновых сопротивлений;  $\delta_u$  и  $\delta_i$  — квадратные матрицы соотношений напряжений и токов в проводах для всех мод.

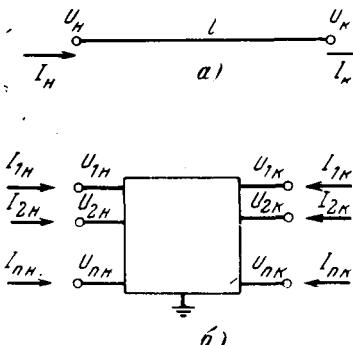


Рис. 1. Схемы многопроводной линии (а) и  $(2n+1)$ -полюсника (б).

где  $W_g$  — некоторая диагональная матрица. Таким образом, матрицы  $\delta_u$  и  $\delta_i$  являются биортогональными [Л. 7]<sup>1</sup>.

Рассмотрим матрицу симметричного многополюсника относительно матрицы токов  $I_k$ , которые так же, как и токи  $I_u$ , направлены внутрь многополюсника (рис. 1, б). Используя матричное уравнение многополюсника:

$$\begin{vmatrix} U_u \\ I_u \end{vmatrix} = A_{\text{мн}} \begin{vmatrix} U_k \\ I_k \end{vmatrix}, \quad (5)$$

где

$$A_{\text{мн}} = \begin{vmatrix} A_{11} & -A_{12} \\ A_{21} & -A_{22} \end{vmatrix}, \quad (6)$$

а также используя симметрию многополюсника

$$\begin{vmatrix} U_k \\ I_k \end{vmatrix} = A_{\text{мн}} \begin{vmatrix} U_u \\ I_u \end{vmatrix}, \quad (7)$$

из уравнений (5) и (7) находим:

$$A_{\text{мн}} = A_{\text{мн}}^{-1}; |A_{\text{мн}}|^2 = E, \quad (8)$$

где  $E$  — единичная матрица.

Подставляя (6) в (8), получаем:

$$\left. \begin{array}{l} A_{11}^2 - A_{12} A_{21} = E; A_{22}^2 - A_{21} A_{12} = E; \\ -A_{11} A_{12} + A_{12} A_{22} = 0; \\ A_{21} A_{11} - A_{22} A_{21} = 0. \end{array} \right\} \quad (9)$$

В приложении показано, что элементы матрицы симметричного многополюсника дополнительно связаны следующими соотношениями:

$$A'_{11} = A_{22}; A'_{12} = A_{12}; A'_{21} = A_{21}, \quad (10)$$

т. е. любая из матриц  $A_{11}$  и  $A_{22}$  получается путем транспонирования другой, а матрицы  $A_{12}$  и  $A_{21}$  — симметричны.

Уравнения (9) и (10) характеризуют симметричность многополюсника и ограничивают число независимых элементов матрицы  $A_{\text{мн}}$  до двух. Подстановкой (3) в (9) и (10) можно убедиться, что элементы матрицы однородной линии удовлетворяют уравнениям (9) и (10).

Докажем, что составляющие матрицы симметричного многополюсника можно также выразить с помощью формул вида (3). Решение проводим для общего случая, когда все моды многополюсника имеют различные постоянные распространения.

Выразим матрицу  $A_{11}$  через матрицы ее собственных векторов  $\delta_u$  и собственных значений  $\operatorname{ch} \Gamma_{(s)}$ :

$$A_{11} = \delta_u \operatorname{ch} \Gamma_{(s)} \delta_u^{-1}. \quad (11)$$

<sup>1</sup> Обычно матрицы  $\delta_u$  и  $\delta_i$  нормируют по столбцам относительно членов первой строки, которые при этом становятся равными единице. Естественно, что такая нормировка может быть выполнена только тогда, когда ни один из членов первой строки матриц  $\delta_u$  и  $\delta_i$  не равен нулю. В противном случае эти матрицы нормируются относительно членов другой строки. В этом случае  $s$ -й столбец матриц  $\delta_u$  и  $\delta_i$  дает отношения соответственно напряжений и токов всех проводов к напряжению (току) первого провода для  $s$ -й моды.

Нормируем матрицу  $\delta_u$  по столбцам относительно членов первой строки (при этом равенство (11) не нарушается)<sup>2</sup>.

Из 1-го равенства (9) с учетом (11) имеем:

$$A_{12}A_{21} = \delta_u \operatorname{sh}^2 \Gamma_{(s)} \delta_u^{-1}. \quad (12)$$

Положим, что

$$A_{12} = \delta_u \operatorname{sh} \Gamma_{(s)} \Psi^{-1}, \quad (13)$$

где  $\Psi$  — некоторая квадратная матрица.

При этом из 3-го уравнения (9) с учетом (11) получаем:

$$A_{22} = A_{12}^{-1} A_{11} A_{12} = \Psi \operatorname{ch} \Gamma_{(s)} \Psi^{-1}. \quad (14)$$

Нормируем матрицу  $\Psi$  по столбцам относительно членов первой строки и обозначим нормированную матрицу  $\delta_i$ . При этом

$$\Psi = \delta_i Z_{(s)}^{-1}, \quad (15)$$

где

$$Z_{(s)}^{-1} = \begin{vmatrix} \psi_{11} & 0 & \dots & \dots & 0 \\ 0 & \psi_{12} & \dots & \dots & 0 \\ 0 & 0 & \dots & \dots & \psi_{1n} \end{vmatrix}. \quad (16)$$

Из последующего будет ясно, что  $Z_{(s)}$  является матрицей модальных волновых сопротивлений первого полюса. Подставляя (16) в (13) и (14), получаем:

$$A_{12} = \delta_u \operatorname{sh} \Gamma_{(s)} Z_{(s)} \delta_i^{-1}; \quad (17)$$

$$A_{22} = \delta_i \operatorname{ch} \Gamma_{(s)} \delta_i^{-1}; \quad (18)$$

а из (12) с учетом (17) имеем:

$$A_{21} = \delta_i Z_{(s)}^{-1} \operatorname{sh} \Gamma_{(s)} \delta_u^{-1}. \quad (19)$$

Подставляя (11) и (18) в 1-е равенство (10), получаем после преобразований:

$$\operatorname{ch} \Gamma_{(s)} \delta_u \delta_i = \delta_u \delta_i \operatorname{ch} \Gamma_{(s)}. \quad (20)$$

Матрица  $\operatorname{ch} \Gamma_{(s)}$ , диагональная и коммутативна с матрицей  $\delta_u \delta_i$ , откуда следует диагональность последней [Л. 7], т. е. матрицы  $\delta_u$  и  $\delta_i$  связаны уравнением (4) и являются ортогональными.

Итак, доказано, что составляющие матрицы симметричного многополюсника и составляющие матрицы однородной линии имеют одинаковые свойства.

Модальные напряжения и токи многополюсника

$$U_{(s)} = \delta_u^{-1} U; I_{(s)} = \delta_i^{-1} I, \quad (21)$$

как это следует из (5) с учетом (11) и (17) — (19), связаны следующими уравнениями:

$$\left. \begin{aligned} U_{(s)} &= \operatorname{ch} \Gamma_{(s)} U_k(s) - \operatorname{sh} \Gamma_{(s)} Z_{(s)} I_k(s); \\ I_{(s)} &= Z_{(s)}^{-1} \operatorname{sh} \Gamma_{(s)} U_k(s) - \operatorname{ch} \Gamma_{(s)} I_k(s). \end{aligned} \right\} \quad (22)$$

Из выражений (21) и (22) следует, что при указанной выше нормировке матриц  $\delta_u$  и  $\delta_i$  матрицы  $U_{(s)}$  и  $I_{(s)}$  являются матрицами модальных напряжений и токов в первом полюсе многополюсника, а матрица  $Z_{(s)}$  является матрицей модальных волновых сопротивлений этого полюса.

<sup>2</sup> См. примечание (1).

Можно также показать, что в случае согласованной нагрузки многополюсника, когда  $U_k = -Z_k I_k$  и

$$Z_k = \delta_u Z_{(s)} \delta_i^{-1}, \quad (23)$$

имеем безотраженный режим:

$$\left. \begin{aligned} U_h &= \delta_u \operatorname{exp} \Gamma_{(s)} \delta_u^{-1} U; \\ I_h &= -\delta_i \operatorname{exp} \Gamma_{(s)} \delta_i^{-1} I_k. \end{aligned} \right\} \quad (24)$$

Таким образом, симметричный  $(2n+1)$ -полюсник имеет  $n$  (различных в общем случае) независимых мод с постоянными распространения  $\Gamma_{(s)}$  и такими же свойствами, как и свойства мод  $n$ -проводной ВЛ<sup>3</sup>.

Выражения (11), (16) — (19) определяют путь вычисления модальных параметров многополюсника, если известны элементы его матрицы  $A_{mn}$ :

а) диагонализируя матрицу  $A_{11}$ , находим матрицы собственных значений  $\operatorname{ch} \Gamma_{(s)}$  и собственных векторов  $\delta_u$ , а затем нормируем последнюю, как указано выше;

б) определяем матрицу постоянных распространения по формуле

$$\Gamma_{(s)} = \operatorname{Arch} \Gamma_{(s)}, \quad (25)$$

а затем находим матрицу  $\operatorname{sh} \Gamma_{(s)}$ ;

в) из выражения (13) определяем матрицу  $\Psi$ :

$$\Psi = A_{12}^{-1} \delta_u \operatorname{sh} \Gamma_{(s)}; \quad (26)$$

г) в соответствии с (16) матрица модальных волновых сопротивлений первого полюса

$$Z_{(s)} = \begin{vmatrix} \psi_{11}^{-1} & 0 & \dots & 0 \\ 0 & \psi_{12}^{-1} & \dots & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & \dots & \psi_{1n}^{-1} \end{vmatrix}; \quad (27)$$

д) матрицу соотношений токов находим с помощью выражения (15):

$$\delta_i = \Psi Z_{(s)}; \quad (28)$$

е) выражение (23) определяет матрицу согласованной нагрузки многополюсника и, следовательно, матрицу входных сопротивлений согласованного многополюсника, в чем легко убедиться при исключении  $U_k$  и  $I_k$  из уравнений (24) (т. е. матрица согласованной нагрузки симметричного многополюсника является матрицей его повторных сопротивлений как и в случае симметричного четырехполюсника).

На основе выполненного анализа симметричного многополюсника рассмотрим методику расчета волновых параметров ВЛ с провисающими проводами, с учетом влияния емкостей и сопротивлений изоляторов и частичных емкостей на опору, а также ВЛ с дискретно заземленными тросами.

Определение модальных параметров ВЛ с провисающими проводами. Рассмотрим один пролет ВЛ с провисающими проводами как симметричный многополюсник. Заменяем пролет ступенчатой ли-

<sup>3</sup> Необходимо отметить, что существование спектра нормальных волн многополюсника (мод или волновых каналов по нашей терминологии) впервые было доказано в работах П. Е. Краснушкина [Л. 9].

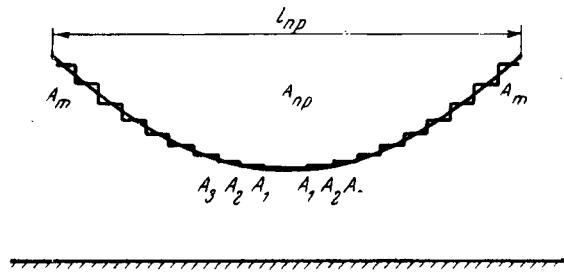


Рис. 2. Схема пролета с провисающими проводами.

нией с  $2n$  попарно симметричными относительно середины горизонтальными участками (рис. 2) и пренебрегаем влиянием вертикальных составляющих ступенчатой линии. Каждый  $i$ -й горизонтальный участок при допущениях, указанных в [Л. 3], характеризуется уравнением (1) с матрицей  $A_i$  вида (2) и (3), которая определяется на основе модальных параметров длинной однородной ВЛ с высотами проводов, соответствующих их высотам на данном участке. Матрицу пролета  $A_{\text{пр}}$  вида (2) с элементами вида (11) и (17)–(19) получаем путем последовательного перемножения матриц участков пролета:

$$A_{\text{пр}} = A_n A_{n-1} \dots A_2 A_1 A_1 A_2 \dots A_{n-1} A_n. \quad (29)$$

Модальные параметры пролета определяются из элементов матрицы  $A_{\text{пр}}$  по методике, изложенной выше (пп. а–д). Матрица эквивалентных погонных постоянных распространения пролета

$$V_{(s) \text{ экв}} = a_{(s) \text{ экв}} + j\beta_{(s) \text{ экв}} = \frac{1}{l_{\text{пр}}} \Gamma_{(s)}. \quad (30)$$

Многопроводная ВЛ с одинаковыми по длине пролетами образует цепочку из идентичных многополюсников и будет иметь такие же модальные параметры  $V_{(s) \text{ экв}}$ ,  $Z_{(s)}$ ,  $\delta_u$  и  $\delta_i$ , как и один многополюсник (пролет). В случае различных по длине пролетов многопроводная ВЛ не будет являться симметричным многополюсником. Для определения ее матрицы нужно последовательно перемножить матрицы всех реальных пролетов ВЛ, а дальнейшее решение задачи выполнять в соответствии с [Л. 5].

На реальных ВЛ при провисании провода погонные параметры ВЛ меняются очень плавно. Поэтому погрешность расчета из-за замены провисающего провода ступенчатой ВЛ при определенном числе участков будет невелика. Из приведенных ниже примеров следует, что при 20–30 участках расчет дает достаточную для практики точность.

**Влияние изоляторов ВЛ и частичных емкостей на опору на волновые параметры.** Изоляторы проводов из-за своих емкостей и сопротивлений утечки могут оказать существенное влияние на распространение волн в случае коротких гирлянд [Л. 4]. Металлические опоры увеличивают собственные частичные емкости проводов на землю и уменьшают взаимные частичные емкости проводов, что также оказывает влияние на распространение волн [Л. 11].

Для учета влияния этих факторов получим матрицу симметричного многополюсника, состоящего из одного пролета ВЛ и шунтирующих сопротивлений на его концах. Матрица шунтирующих сопротивлений порядка  $2n$  [Л. 5]:

$$A_{\text{ш}} = \begin{vmatrix} E & 0 \\ A_{\text{ш}21} & E \end{vmatrix}, \quad (31)$$

где  $A_{\text{ш}21}$  — квадратная матрица порядка  $n$  с элементами<sup>4</sup>:

$$a_{kk} = \frac{1}{2} \left[ \frac{1}{R_{\text{из}}} + j\omega \left( C_{\text{из}} + \sum_{i=1}^n \Delta C_{ki} \right) \right]; \quad (32)$$

$$a_{ki} = -\frac{1}{2} j\omega \Delta C_{ki} \quad (k \neq i); \quad (33)$$

$R_{\text{из}}$  — сопротивление гирлянды изоляторов на данной частоте;  $C_{\text{из}}$  — емкость гирлянды изоляторов;  $\Delta C_{ki}$  — изменение взаимной частичной емкости между  $k$ -м и  $i$ -м проводом (при  $k=i$  — собственной частичной емкости  $k$ -го провода) из-за влияния опоры.

В выражениях (31)–(33) влияние опоры учтено сосредоточенными емкостями  $\Delta C_{ki}$  при пренебрежении индуктивностью опоры. Можно полагать, что такое допущение справедливо примерно до  $1 \text{ M} \text{Гц}$ , для более высоких частот следует учитывать индуктивность опоры и распределенность емкостей  $\Delta C_{ki}$  вдоль проводов вблизи опоры.

Матрица пролета ВЛ с учетом влияния изоляторов и опоры на его концах имеет вид:

$$A_{\Sigma} = A_{\text{ш}} A_{\text{пр}} A_{\text{ш}}, \quad (34)$$

где  $A_{\text{пр}}$  — матрица пролета вида (2) и (3) (в общем случае с учетом провисания проводов).

Дальнейший анализ матрицы  $A_{\Sigma}$  и решение задачи проводится аналогично решению для ВЛ с провисающими проводами, как это указано выше (в том числе и для ВЛ с разными по длине пролетами).

**Влияние дискретно заземленных тросов на волновые параметры ВЛ.** Решаем путем преобразования матрицы  $A(n+m)$ -проводной ВЛ ( $n$  — число проводов,  $m$  — число дискретно заземленных тросов). В [Л. 10] эта задача решена путем преобразования матрицы проводимостей участка ВЛ.

При разделении в уравнении (1) матриц напряжений и токов на отдельные матрицы напряжений и токов в проводах и тросах приходим к выражению:

$$\begin{vmatrix} U_{n, \text{пр}} \\ U_{n, \text{тр}} \\ I_{n, \text{пр}} \\ I_{n, \text{тр}} \end{vmatrix} = \begin{vmatrix} A_{11, \text{пр}} & A_{11, \text{тр}} & A_{12, \text{пр}} & A_{12, \text{тр}} \\ B_{11, \text{пр}} & B_{11, \text{тр}} & B_{12, \text{пр}} & B_{12, \text{тр}} \\ A_{21, \text{пр}} & A_{21, \text{тр}} & A_{22, \text{пр}} & A_{22, \text{тр}} \\ B_{21, \text{пр}} & B_{21, \text{тр}} & B_{22, \text{пр}} & B_{22, \text{тр}} \end{vmatrix} \begin{vmatrix} U_{k, \text{пр}} \\ U_{k, \text{тр}} \\ I_{k, \text{пр}} \\ I_{k, \text{тр}} \end{vmatrix}, \quad (35)$$

где матрица ВЛ получена в общем случае с учетом провисания проводов, изоляторов и опор:

$A_{11, \text{пр}}$ ,  $A_{12, \text{пр}}$ ,  $A_{21, \text{пр}}$ ,  $A_{22, \text{пр}}$  — квадратные матрицы порядка  $n$ ;

$B_{11, \text{пр}}$ ,  $B_{12, \text{пр}}$ ,  $B_{21, \text{пр}}$ ,  $B_{22, \text{пр}}$  — квадратные матрицы порядка  $m$ ;

$A_{11, \text{тр}}$ ,  $A_{12, \text{тр}}$ ,  $A_{21, \text{тр}}$ ,  $A_{22, \text{тр}}$  — прямоугольные матрицы порядка  $n \times m$ ;

$B_{11, \text{тр}}$ ,  $B_{12, \text{тр}}$ ,  $B_{21, \text{тр}}$ ,  $B_{22, \text{тр}}$  — прямоугольные матрицы порядка  $m \times n$ .

<sup>4</sup> Коэффициент  $1/2$  в выражениях (32) и (33) учитывает распределение указанных сопротивлений и емкостей на два пролета.

Рассматриваем уравнение (35) применительно к одному пролету и полагаем, что тросы заземляются на каждой опоре (т. е.  $U_{\text{н.пр}} = U_{\text{к.пр}} = 0$ ). Составляем уравнение для второй строки (35):

$$0 = B_{11\text{пр}} U_{\text{к.пр}} + B_{12\text{пр}} I_{\text{к.пр}} + B_{12\text{пр}} I_{\text{к.пр}}. \quad (36)$$

Отсюда определяем матрицу  $I_{\text{к.пр}}$  и подставляем ее в уравнение, полученное из первой и третьей строк уравнения (35) с учетом  $U_{\text{к.пр}} = 0$ . После преобразований получаем:

$$\begin{vmatrix} U_{\text{н.пр}} \\ I_{\text{н.пр}} \end{vmatrix} = A_{\Sigma} \begin{vmatrix} U_{\text{к.пр}} \\ I_{\text{к.пр}} \end{vmatrix}, \quad (37)$$

где

$$A_{\Sigma} = \begin{vmatrix} A_{11\text{пр}} - A_{12\text{пр}} B_{12\text{пр}}^{-1} B_{11\text{пр}} & A_{12\text{пр}} - A_{12\text{пр}} B_{12\text{пр}}^{-1} B_{12\text{пр}} \\ A_{21\text{пр}} - A_{22\text{пр}} B_{12\text{пр}}^{-1} B_{11\text{пр}} & A_{22\text{пр}} - A_{22\text{пр}} B_{12\text{пр}}^{-1} B_{12\text{пр}} \end{vmatrix}. \quad (38)$$

Дальнейшее решение задачи проводится аналогично решению для ВЛ с провисающими проводами, как это указано выше. Из (38) следует, что  $n$ -проводная ВЛ с  $m$  заземленными тросами имеет  $n$  независимых мод. Расчеты [Л. 10] показали, что наличие заземленных тросов на ВЛ с одинаковыми пролетами вызывает появление резонансных областей со значительными максимумами и минимумами в кривых затуханий мод. Из приведенных ниже примеров подобного типа решений для ВЛ с провисающими проводами с учетом влияния опор и изоляторов следует, что для реальной ВЛ с различными по длине пролетами изменение затуханий в резонансной области будет менее существенное.

**Примеры.** 1. Двухпроводная ВЛ с провисающими проводами. Для проверки предложенного матричного метода был выполнен расчет моды «фаза—фаза крайние» ВЛ 220 кв, параметры которой с учетом провисания проводов были определены в [Л. 3] более точным методом. При расчете пролет длиной 400 м замещался ступенчатой линией из 22 участков. В таблице приведены результаты расчета обоими методами на пяти частотах, в том числе на резонансной 373,1 кгц и вблизи ее (расчет матричным методом производился на ЦВМ).

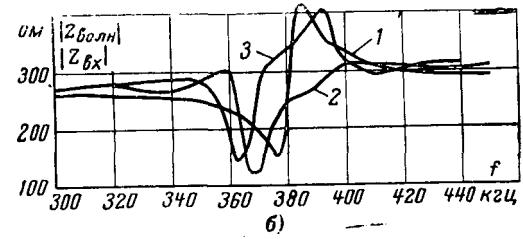
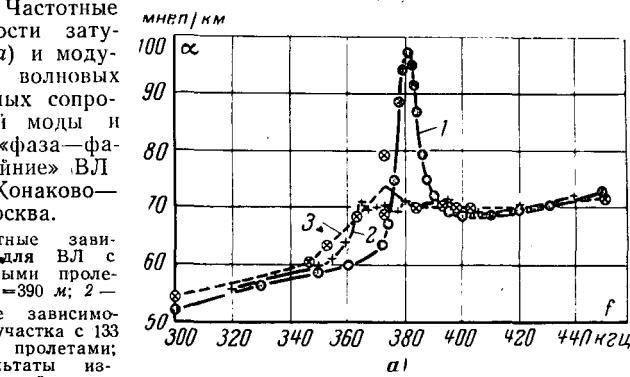
$f, \text{кгц}$	150	363,1	373,1	333,1	550
$\alpha l_{\text{пр}}, \text{неп}$	по [Л. 3] 0,00584 0,00591	0,0122 0,0122	0,0282 0,0281	0,01525 0,0154	0,0182 0,0184
$\beta l_{\text{пр}}, \text{рад}$	по [Л. 3] 1,26965 1,26968	3,0682 3,0689	3,1491 3,1491	3,2299 3,2304	4,6369 4,6359
$Z_{\text{волн.}} \text{ом}$	по [Л. 3] 416- $j2$ 417- $j2$	300+ $j0$ 301- $j2$	244+ $j421$ 248+ $j423$	550+ $j50$ 548+ $j50$	429+ $j1$ 430+ $j1$

Результаты расчета по обоим методам совпадают с точностью до одного процента, что свидетельствует о достаточной для практики точности этих методов. Для практических расчетов предпочтение следует отдать матричному методу, так как он проще реализуется на ЦВМ и пригоден для многопроводных линий.

На рис. 3, а, б приведены результаты расчета матричным методом на ЦВМ затуханий и модулей волновых сопротивлений моды «фаза—фаза крайние» ВЛ 750 кв Конаково—Москва с провисающими проводами. Параметры ВЛ: провод 4×АСО—600/600, расстояние между крайними фазами — 35 м, высота подвеса проводов на опоре — 23,2 м, удельное сопротивление земли — 80 ом·м. Расчеты были выполнены для ВЛ с одинаковыми пролетами  $l_{\text{пр}} = 390$  м и стрелой провеса 9 м, а также для участка длиной 43,7 км с различными пролетами, результаты измерений параметров которого опубликованы в [Л. 1]. При расчете пролет замещался ступенчатой линией из 30 участков одинаковой длины. Матрица участка ВЛ с раз-

Рис. 3. Частотные зависимости затухания (а) и модулей (б) волновых и входных сопротивлений моды и тракта «фаза—фаза крайние» ВЛ 750 кв Конаково—Москва.

1 — расчетные зависимости для ВЛ с одинаковыми пролетами;  $l_{\text{пр}} = 390$  м; 2 — расчетные зависимости для участка с 133 различными пролетами; 3 — результаты измерений.



ными пролетами определялась путем перемножения матриц всех 113 пролетов участка (для упрощения расчета стрела провеса проводов во всех пролетах была принята равной 9 м), токи и напряжения в начале и конце участка на нагрузке в каждой фазе  $R_k = 272$  ом определялись в соответствии с [Л. 5], а затухания тракта и входные сопротивления — в соответствии с [Л. 1].

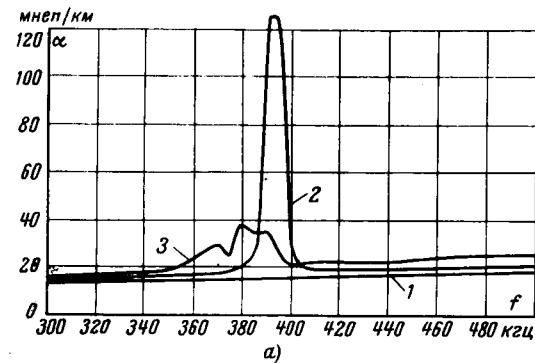
Из рис. 3, а следует, что на ВЛ с одинаковыми пролетами кривая затуханий имеет большой резонансный пик с шириной примерно 15 кгц, а для реальной линии с различными пролетами увеличение затуханий в резонансной области невелико, но в большей полосе частот (ширина примерно 40 кгц). Расчетная кривая затуханий и результаты эксперимента на ВЛ с различными пролетами хорошо согласуются. Значительное изменение волновых сопротивлений происходит в более широкой области частот (рис. 3, б).

2. Двухпроводная ВЛ с учетом влияния изоляторов и емкостей на опору. Расчеты выполнены на ЦВМ для системы «трос—трос» ВЛ 750 кв Конаково—Москва без учета влияния проводов. Параметры ВЛ из изолированных проводящих тросов: диаметр тросов — 16 мм, один верхний повив тросов из алюминиевых проволок, расстояние между тросами — 24 м, средняя высота тросов в пролете — 27 м, длина ВЛ — 87,6 км, число пролетов — 233. На промежуточных и анкерных опорах тросы подвешены соответственно на одной и трех гирляндах из двух изоляторов типа ПС-8,5. Емкость такой гирлянды равна 40 пФ, а ее сопротивление утечки в диапазоне частот 300—500 кгц изменяется от 650 до 350 ком. Расчеты показали, что частичная емкость троса на опору равна примерно 30 пФ [Л. 11].

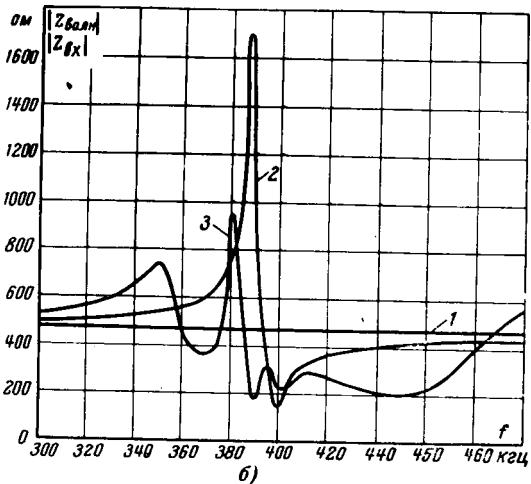
На рис. 4 приведены результаты расчета затуханий и модулей волновых сопротивлений для ВЛ с одинаковыми и различными пролетами (в последнем случае определялись затухания тракта и входные сопротивления при сопротивлении нагрузки на трос  $R_k = 475$  ом). При одинаковых пролетах полная емкость троса на опору принималась равной 80 пФ (большая емкость изоляторов анкерных опор условно распределялась равномерно по всем опорам), а при разных пролетах — 70 пФ на промежуточную опору, и учитывалось наличие трех гирлянд на анкерной опоре.

Для ВЛ с одинаковыми пролетами затухание в точке резонанса очень велико и, как показали расчеты, примерно прямо пропорционально полной емкости троса на опору (в диапазоне 20—80 пФ). Для реальной ВЛ с различными пролетами затухание увеличивается в меньшей степени, но в более широком диапазоне частот. Примерно такое же увеличение затухания было получено при измерениях на этой ВЛ [Л. 2], однако результаты измерений и расчета здесь не сопоставляются, так как расчет выполнен без учета влияния проводов.

Полная емкость троса на опору очень сильно влияет на частотную зависимость волновых сопротивлений при одинако-



a)



b)

Рис. 4. Расчетные частотные зависимости затуханий (а) и модулей волновых и входных сопротивлений (б) моды и тракта «трос—трос» ВЛ 750 кв Конаково—Москва без учета влияния проводов.

1 — без учета влияния изоляторов и опор; 2 — с учетом влияния изоляторов и опор для ВЛ с одинаковыми пролетами,  $l_{\text{пр}}=375$  м; 3 — то же для всей линии с 233 разными пролетами.

вых и разных пролетах (в последнем случае практически во всем диапазоне частот свыше 300 кгц, что подтверждается измерениями [Л. 2]).

Приложение. К определению свойств симметричного многополюсника. Пусть пассивный многополюсник характеризуется  $2n+m$  независимыми контурами, токи и сопротивления которых в соответствии с [Л. 8] и рис. 1, б связаны следующим матричным уравнением:

$$Z_{mn} I_{mn} = U_{mn}, \quad (P-1)$$

где  $I_{mn}$  и  $U_{mn}$  — столбцовые матрицы порядка  $2n+m$  соответственно токов и напряжений;  $Z_{mn}$  — квадратная симметричная матрица порядка  $2n+m$  собственных и общих сопротивлений контуров многополюсника (ее члены  $z_{ik}=z_{ki}$ ).

Составляем контуры таким образом, чтобы первые  $n$  контуров являлись контурами с токами  $I_{1n}, I_{2n}, \dots, I_{pn}$  в начале многополюсника, а следующие  $n$  контуров — с токами  $I_{1k}, I_{2k}, \dots, I_{pk}$  в конце многополюсника. При этом первые  $n$  членов матрицы  $U_{mn}$  будут являться напряжениями  $U_{1n}, \dots, U_{pn}$  в начале многополюсника, следующие  $n$  членов — напряжениями  $U_{1k}, \dots, U_{pk}$  в конце многополюсника, а остальные  $m$  членов будут равны нулю.

Определим уравнение, связывающее токи и напряжения в начале и конце многополюсника.

Из (P-1)

$$I_{mn} = Z_{mn}^{-1} U_{mn}. \quad (P-2)$$

Так как нас интересуют только первые  $2n$  токов матрицы  $I_{mn}$ , а последние  $m$  членов матрицы  $U_{mn}$  равны нулю, то из (P-2) следует:

$$\begin{vmatrix} I_{1n} \\ I_{2n} \\ \vdots \\ I_{pn} \\ I_{1k} \\ I_{2k} \\ \vdots \\ I_{pk} \end{vmatrix} = Y \begin{vmatrix} U_{1n} \\ U_{2n} \\ \vdots \\ U_{pn} \end{vmatrix}, \quad (P-3)$$

где

$$Y = \begin{vmatrix} Y_{11} & Y_{12} \\ Y_{21} & Y_{22} \end{vmatrix} \quad (P-4)$$

— квадратная симметричная матрица порядка  $2n$ , полученная из симметричной матрицы  $Z_{mn}^{-1}$  путем «окаймления»  $2n$  ее членов в левом верхнем углу.

Так как многополюсник симметричный, то в уравнении (P-3) можно поменять местами индексы «н» и «к», оставляя неизменной матрицу  $Y$ . При этом из уравнения (P-3) следует:

$$I_{1n} = Y_{11} U_{1n} + Y_{12} U_{1k}; \quad | \quad (P-5)$$

$$I_{2n} = Y_{21} U_{1n} + Y_{22} U_{1k}; \quad | \quad (P-5)$$

$$I_{1k} = Y_{11} U_{1k} + Y_{12} U_{1n}; \quad | \quad (P-6)$$

$$I_{2k} = Y_{21} U_{1k} + Y_{22} U_{1n}. \quad | \quad (P-6)$$

Сравнивая выражения (P-5) и (P-6) и учитывая, что они справедливы при любых заданных значениях матриц  $U_{1n}$  и  $U_{1k}$ , получаем:

$$Y_{11} = Y_{22}; \quad Y_{12} = Y_{21}. \quad (P-7)$$

Кроме того, из симметрии матрицы  $Y$  и второго равенства (P-7) следует, что элементы матрицы  $Y$  симметричные:

$$Y'_{11} = Y_{11}; \quad Y'_{22} = Y_{22}; \quad Y'_{12} = Y_{21} = Y_{12}; \quad Y'_{21} = Y_{12} = Y_{21}. \quad (P-8)$$

Определим матрицу  $A_{mn}$  через элементы матрицы  $Y$ . Из уравнений (P-6) следует:

$$\begin{aligned} U_{1n} &= -Y_{12}^{-1} Y_{11} U_{1k} + Y_{12}^{-1} I_{1k}; \\ I_{1n} &= (Y_{21} - Y_{22} Y_{12}^{-1} Y_{11}) U_{1k} + Y_{22} Y_{12}^{-1} I_{1k}. \end{aligned} \quad (P-9)$$

Сравнивая выражения (P-9) и (5) и учитывая их справедливость при любых заданных значениях матриц  $U_{1k}$  и  $I_{1k}$ , а также учитывая (P-7), получаем:

$$\begin{aligned} A_{11} &= -Y_{12}^{-1} Y_{11}; & A_{12} &= -Y_{12}^{-1}; \\ A_{21} &= Y_{12} - Y_{11} Y_{12}^{-1} Y_{11}; & A_{22} &= -Y_{11} Y_{12}^{-1}. \end{aligned} \quad (P-10)$$

Эти выражения определяют матрицу  $A_{mn}$  через параметры схемы многополюсника.

Из выражений (P-10) и (P-8) следует, что

$$A'_{11} = -Y'_{11} (Y_{12}^{-1})' = -Y_{11} Y_{12}^{-1} = A_{22},$$

а также симметрия матриц  $A_{12}$  и  $A_{21}$ .

## ЛИТЕРАТУРА

- Перельман Л. С. и Шкарин Ю. П., Измерение в. ч. параметров линии электропередачи 750 кв без грозозащитных тросов, сб. «Автоматизация управления электрическими системами и объектами», изд-во «Наука», 1968.
- Быховский Я. Л. и др., Экспериментальное исследование высокочастотных параметров линии электропередачи 750 кв, «Электричество», 1968, № 12.
- Перельман Л. С., Влияние провисания проводов на распространение волн вдоль линии электропередачи, «Электричество», 1968, № 2.
- Быховский Я. Л., Каган В. Г. и Перельман Л. С., Влияние изоляторов на распространение по ВЛ высокочастотных сигналов для системной автоматики и связи, Научно-технический сборник, вып. 1, изд-во «Энергия», 1969.
- Костенко М. В. и Шкарин Ю. П., Расчет параметров высокочастотного тракта по линиям электропередачи, Изв. АН СССР, «Энергетика и транспорт», 1967, № 1.
- Wedderoh L. M., Proc. IEE, v. 110, 1963, № 12.
- Ланцош К., Практические методы прикладного анализа, Физматгиз, 1961.
- Нейман Л. Р. и Демирчян К. С., Теоретические основы электротехники, т. 1, изд-во «Энергия», 1966.
- Краснушкин П. Е., Нормальные волны в цепочечных многополюсных фильтрах, ЖТФ, вып. 6, 1947, т. XVII.
- Wedderoh L. M., Wasley R. G., Proc. IEE, v. 112, 1965, № 11.
- Перельман Л. С., Методика расчета емкостей и распределения зарядов в системе трубчатых проводников сложной конфигурации, Изв. НИИ постоянного тока, сб. 16, 1970.

## Метод расчета высокочастотных помех на проводах коронирующих линий электропередачи

Канд. физ.-мат. наук М. Х. ЗАХАР-ИТКИН  
ВНИИЭ

**Введение.** Коронование проводов ВЛ в нормальном режиме приводит к потерям передаваемой мощности, особенно значительным при общей короне, когда амплитуда рабочего напряжения больше начального напряжения  $U_0$ . Наличие на поверхности проводов заусенцев, шероховатостей, загрязнений, измороси, капель влаги приводит к локальным концентрациям напряженности электрического поля высокого напряжения и к появлению локальных очагов коронирования при напряжении, меньшем  $U_0$ . Такая местная корона допускается при нормальном режиме работы ВЛ, и в дальнейшем рассматривается только местная корона.

На проводе отрицательной полярности по мере накопления заряда происходит его импульсное стекание (стример отрицательной короны), причем импульсы упорядочены во времени и величине. Гармоника основной частоты этого периодического процесса и все существенные кратные гармоники низкочастотны, так что отрицательная корона не создает помех в высокочастотном диапазоне. Положительная корона вызывается пробоем воздушного промежутка вблизи неровностей поверхности провода положительной полярности, причем происходит импульсное перетекание электронов из плазменного канала стримера на провод.

Величина и длительность импульса тока стримера положительной короны малы, ибо ограничиваются концентрацией электронов в канале и малой его длиной. Количество стримеров велико, а их появление носит хаотический характер, так что ток положительной короны есть случайная функция, спектр частот которой занимает высокочастотный и радиочастотный диапазоны. В результате создается помеха нормальной работе каналов связи, телемеханики и релейной защиты по проводам ВЛ и радиосвязи вблизи трассы прохождения ВЛ.

Дифференциальное уравнение шумящей ВЛ. Источниками электромагнитного поля помех ВЛ являются токи стримера и объемный заряд, задаваемые плотностью сторонних токов  $\vec{J}_{ст} = \vec{J}_{ст}(x, y, z, t)$  и плотностью стороннего заряда  $\rho_{ст} = \rho_{ст}(x, y, z, t)$ . Здесь  $x, y, z$  — декартовы координаты точек горения стримера. Теория Карсона сводит построение электромагнитного поля ВЛ к нахождению напряжений и токов проводов, высокочастотные составляющие которых слабо зависят от стороннего заряда в силу малой подвижности тяжелых ионов:

$$\mathbf{U}(x) = \begin{pmatrix} u_1(x) \\ u_2(x) \\ \vdots \\ u_n(x) \end{pmatrix}; \quad \mathbf{I}(x) = \begin{pmatrix} i_1(x) \\ i_2(x) \\ \vdots \\ i_n(x) \end{pmatrix}.$$

Созданные сторонними токами токи помех  $i_k(x)$  — в коронирующем  $k$ -м проводе и  $i_m(x)$  при

$m \neq k$  — в некоронирующих проводах] могут быть найдены из уравнения неразрывности:

$$\operatorname{div} \vec{J} + \frac{\partial \rho}{\partial t} = 0 \quad (1)$$

( $\vec{J}$ ,  $\rho$  — плотности тока и заряда провода) после интегрирования по объему  $V=2\Delta x S$  отрезка провода сечением  $S$  и длиной  $2\Delta x$ , если воспользоваться формулой Остроградского — Гаусса:

$$\begin{aligned}
 -j\omega q_h(x)2\Delta x &= \iiint_V \operatorname{div} \vec{J} dv = \iint_P J_y dp = \\
 &= \iint_S J_x(x + \Delta x) ds - \iint_S J_x(x - \Delta x) ds + \\
 &+ 2\Delta x \int_0^{2\pi} J_r(x) d\vartheta = i_h(x + \Delta x) - i_h(x - \Delta x) + \\
 &+ 2\Delta x i_{ct}(x).
 \end{aligned}$$

Здесь введены обозначения:  $x, r, \vartheta$  — цилиндрические координаты, согласованные с поверхностью провода;  $v$  — направление нормали к поверхности  $P$ , ограничивающей объем  $V$ ;  $q_k$  — линейная плотность заряда  $k$ -го провода;  $i_k$  — ток провода;  $i_{ct}$  — линейная плотность стороннего тока коронирующего провода. В случае некоронирующего провода  $J_r(x) = 0$ , поэтому имеем равенство:

$$-j\omega q_m'(x)2\Delta x = i_m(x + \Delta x) - i_m(x - \Delta x), \quad m \neq k.$$

После предельного перехода при  $\Delta x \rightarrow 0$  из уравнения неразрывности (1) получим дифференциальные уравнения для токов и зарядов проводов коронирующей ВЛ:

$$-\frac{di_k}{dx} = j\omega q_k + i_{ct}; \quad -\frac{di_m}{dx} = j\omega q_m, m \neq k, m = 1, 2, \dots, n.$$

Если заряды выразить через потенциалы проводов с помощью коэффициентов электростатической индукции  $\beta_{km}$ :

$$\begin{aligned}
 q_m &= \beta_{m1}u_1 + \beta_{m2}u_2 + \dots + \beta_{mn}u_n, \quad m = 1, 2, \dots, n, \\
 \text{то придем к системе дифференциальных уравнений:} \\
 - \frac{di_1}{dx} &= j\omega\beta_{11}u_1 + j\omega\beta_{12}u_2 + \dots + j\omega\beta_{1n}u_n; \\
 - \frac{di_2}{dx} &= j\omega\beta_{21}u_1 + j\omega\beta_{22}u_2 + \dots + j\omega\beta_{2n}u_n + i_{ct}; \\
 - \frac{di_k}{dx} &= j\omega\beta_{k1}u_1 + j\omega\beta_{k2}u_2 + \dots + j\omega\beta_{kn}u_n + i_{ct}; \\
 - \frac{di_n}{dx} &= j\omega\beta_{n1}u_1 + j\omega\beta_{n2}u_2 + \dots + j\omega\beta_{nn}u_n,
 \end{aligned} \tag{2}$$

где коэффициенты  $j\omega\beta_{km}$  образуют матрицу  $\mathbf{Y}$  погонной проводимости ВЛ.

Предполагаем линию однородной и согласованной и рассматриваем волну помех, распространяющуюся в направлении возрастания координаты  $x$ .

ми дается матрицей  $\mathbf{W}$  волнового сопротивления:  $\mathbf{U}(x) = \mathbf{W}\mathbf{I}(x)$ . Если обозначить  $\mathbf{\Gamma} = \mathbf{Y}\mathbf{W}$ , то система (2) перепишется в матричном виде:

$$-\frac{d\mathbf{I}}{dx} = \mathbf{\Gamma}\mathbf{I} + \mathbf{G}. \quad (3)$$

Здесь матрица  $\mathbf{\Gamma}$  есть показатель распространения волн тока многопроводной ВЛ и вектор-функция генерации помех  $\mathbf{G} = \mathbf{G}(x)$  имеет нулевые проекции, соответствующие некоронирующим проводам, и линейную плотность стороннего тока  $i_{ct}(x)$  в качестве  $k$ -й проекции

$$\mathbf{G}( ) = \begin{pmatrix} g_1(x) \\ g_2(x) \\ \vdots \\ g_n(x) \end{pmatrix} = \mathbf{I}_{ct}(x), \text{ где } q_m(x) = \begin{cases} \int_0^{2\pi} J_r d\vartheta, & \text{если } m = k, \\ 0, & \text{если } m \neq k. \end{cases} \quad (4)$$

**Суммирование случайных векторов токов стримеров.** Вероятностные свойства вектора  $\mathbf{I}_s(x)$  тока стримера в точке  $x_s$  задаются ковариационной матрицей:

$$\mathbf{B}[\mathbf{I}_s] = \begin{pmatrix} \overline{i_1 i_1^*} & \overline{i_1 i_2^*} & \dots & \overline{i_1 i_n^*} \\ \overline{i_2 i_1^*} & \overline{i_2 i_2^*} & \dots & \overline{i_2 i_n^*} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \overline{i_n i_1^*} & \overline{i_n i_2^*} & \dots & \overline{i_n i_n^*} \end{pmatrix}, \quad (5)$$

где черта означает вероятностное усреднение и звездочка — комплексное сопряжение. При распространении волны  $\mathbf{I}_s(x)$  тока стримера к конечной точке  $x=l$  линии происходит затухание, так что ток  $\mathbf{I}_s(l)$  в конечной точке, созданный стримером  $\mathbf{I}_s(x_s)$ , равен:

$$\mathbf{I}_s(l) = \frac{1}{2} \exp[-\Gamma(l - x_s)] \mathbf{I}_s(x_s). \quad (6)$$

Линейное матричное преобразование (6) тока стримера приводит к тензорному преобразованию ковариационной матрицы (5). Для того чтобы обойтись средствами матричного анализа, удобно перейти от ковариационных матриц к ковариационным векторам, для чего достаточно записать в один столбец сначала 1-ю строку матрицы (5), под ним в столбец вторую строку и так далее. Получающийся ковариационный вектор  $\mathbf{V}[\mathbf{I}_s]$  испытывает не тензорные, а матричные преобразования при линейных преобразованиях (6) аргумента, что доказывается с привлечением кронекеровских произведений матриц и векторов.

Для любых прямоугольных матриц  $\mathbf{A}$  и  $\mathbf{B}$  размерности  $n \times m$  (при  $m=1$  это столбцовые векторы и при  $m=n$  — квадратные матрицы) их кронекеровское произведение  $\mathbf{C} = \mathbf{A} \otimes \mathbf{B}$  есть прямоугольная матрица размерности  $n^2 \times m^2$ , составленная из матричных клеток  $C_{ij} = a_{ij}\mathbf{B}$  и расположенных в матрице  $\mathbf{C}$  так же, как элементы  $a_{ij}$  расположены в матрице  $\mathbf{A}$ . Пример кронекеровского произведения:

$$\begin{pmatrix} a_{11}a_{12} \\ a_{21}a_{22} \end{pmatrix} \otimes \begin{pmatrix} b_{11}b_{12} \\ b_{21}b_{22} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} a_{11}b_{11} & a_{11}b_{12} & a_{12}b_{11} & a_{12}b_{12} \\ a_{11}b_{21} & a_{11}b_{22} & a_{12}b_{21} & a_{12}b_{22} \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ a_{21}b_{11} & a_{21}b_{12} & a_{22}b_{11} & a_{22}b_{12} \\ a_{21}b_{21} & a_{21}b_{22} & a_{22}b_{21} & a_{22}b_{22} \end{pmatrix}.$$

В основе настоящей статьи лежит то обстоятельство, что вышеописанный ковариационный вектор есть усредненное по вероятности кронекеровское произведение:

$$\mathbf{V}[\mathbf{I}_s] = \overline{\mathbf{I}_s \otimes \mathbf{I}_s^*}, \quad (7)$$

а также свойство дистрибутивности кронекеровского произведения [Л. 1]:

$$(\mathbf{A} \cdot \mathbf{B}) \otimes (\mathbf{C} \cdot \mathbf{D}) = (\mathbf{A} \otimes \mathbf{C}) \cdot (\mathbf{B} \otimes \mathbf{D}). \quad (8)$$

Отметим, что подобным свойством не обладает обычное перемножение матриц, обозначаемое точкой. Из (6) — (8) следует формула матричного преобразования ковариационного вектора:

$$\mathbf{V}[\mathbf{I}_s(l)] = \frac{1}{4} \{ \exp[-\Gamma(l - x_s)] \otimes \otimes \exp[-\Gamma^*(l - x_s)] \} \mathbf{V}[\mathbf{I}_s(x_s)]. \quad (9)$$

Если складываются независимые случайные величины, то дисперсия суммы есть сумма дисперсий слагаемых. Обобщением этой теоремы для векторных случайных величин является следующее утверждение: ковариационная матрица (ковариационный вектор) суммы независимых случайных векторов с нулевым средним значением равна сумме ковариационных матриц (ковариационных векторов) слагаемых. Применяем это обобщение к суммированию независимых векторов токов  $\mathbf{I}_s(l)$  в конечной точке линии  $x=l$ , созданных стримерами в точках  $0 = x_0, x_1, \dots, x_s, \dots, x_M = l$  вдоль линии, где  $x_s - x_{s-1} = \Delta, s = 1, 2, \dots, M$  (равномерное распределение), и получаем ковариационный вектор результирующей помехи  $\mathbf{V}_n$  в конечной точке:

$$\mathbf{V}_n = \sum_{s=0}^{M-1} \mathbf{V}[\mathbf{I}_s(l)] = \sum_{s=0}^{M-1} \frac{1}{4} \{ \exp[-\Gamma(l - x_s)] \otimes \otimes \exp[-\Gamma^*(l - x_s)] \} \mathbf{V}[\mathbf{I}_s(x_s)]. \quad (10)$$

**Уровни помех на проводах реальных ВЛ.** Так как линия коронирует равномерно по всей длине, то ковариационный вектор генерации тока стримера  $\mathbf{V}[\mathbf{I}_s(x_s)]$  не зависит от индекса  $s=0, 1, 2, \dots, M-1$  и может быть вынесен за знак суммирования, так что сумма (10) превращается в матричную геометрическую прогрессию [см. (8)]:

$$\begin{aligned} \mathbf{V}_n &= \sum_{s=0}^{M-1} [\exp(-\Gamma\Delta) \otimes \exp(-\Gamma^*\Delta)]^{M-s} \frac{\Delta}{4} \mathbf{V}[\mathbf{G}] = \\ &= \{ \mathbf{E} - [\exp(-\Gamma\Delta) \otimes \exp(-\Gamma^*\Delta)] \} \{ \mathbf{E} - [\exp(-\Gamma\Delta) \otimes \otimes \exp(-\Gamma^*\Delta)] \}^{-1} \frac{\Delta}{4} \mathbf{V}[\mathbf{G}]. \end{aligned}$$

Здесь введено обозначение  $\mathbf{E}$  для единичной матрицы и

$$\mathbf{V}[\mathbf{G}] = \lim_{\Delta \rightarrow 0} \frac{1}{\Delta} \left[ \int_{-\Delta}^{+\Delta} \mathbf{I}_{ct}(x) dx \right] \otimes \left[ \int_{-\Delta}^{+\Delta} \mathbf{I}_{ct}^*(x) dx \right] \quad (11)$$

для удельного уровня генерации помех на единичной длине ВЛ. В пределе при  $M \rightarrow \infty$  и  $\Delta \rightarrow 0$  имеем:

$$\lim_{\Delta \rightarrow 0} \Delta \{E - [\exp(-\Gamma\Delta) \otimes \exp(-\Gamma^*\Delta)]\}^{-1} = \\ = (E \otimes \Gamma^* + \Gamma \otimes E)^{-1},$$

так что сумма (10) принимает вид:

$$V_n = \frac{1}{4} \{E - [\exp(-\Gamma l) \otimes \exp(-\Gamma^* l)]\} \times \\ \times (E \otimes \Gamma^* + \Gamma \otimes E)^{-1} V[G]. \quad (12)$$

Для бесконечно протяженной коронирующей ВЛ ( $l = \infty$ ) формула (12) упрощается:

$$V_n = \frac{1}{4} (E \otimes \Gamma^* + \Gamma \otimes E)^{-1} V[G]. \quad (13)$$

Здесь в скобках записана кронекеровская сумма [Л. 1] матриц  $\Gamma$  и  $\Gamma^*$ . Невырожденность этой матрицы порядка  $n^2$  следует из наличия потерь в ВЛ.

Частотные характеристики уровней помех на проводах бесконечно протяженной однородной ВЛ 750 кв, рассчитанные по (13), приведены на рис. 1.

Вычисление потока мощности помехи по простейшей формуле (13) допустимо при расчете уровней помех в точках, удаленных от концов линии и транспозиционных опор, а также при расчете радиопомех. При малой длине коронирующей линии  $l$  вычисление должно производиться по (12), причем множитель  $E - \exp(-\Gamma l) \otimes \exp(-\Gamma^* l)$  может существенно отличаться от единичной матрицы. Для линий с неоднородностями типа транспозиции проводов или несогласованной нагрузки (дискретные неоднородности по [Л. 2]) формула (12) усложняется.

Следует различать поток мощности помехи правее и левее точки неоднородности: разница равна отраженному потоку мощности от неоднородности с коэффициентом отражения  $K$ . Так как коэффициент преломления равен  $E - K$ , то аналогичные проделанным в [Л. 4] вычисления дают:

$$E - K = E + \frac{-E + W_2^{-1}W_1}{E + W_2^{-1}W_1} = 2(E + W_1^{-1}W_2).$$

Поток мощности помехи, преломленной дискретной неоднородностью, получим в виде [Л. 3]

$$P_n = [(E + W_1^{-1}W_2) \otimes (E + W_1^{-1}W_2)^*]^{-1} \times \\ \times \{E - [\exp(-\Gamma l) \otimes \exp(-\Gamma^* l)]\} (E \otimes \Gamma^* + \Gamma \otimes E)^{-1} P_r. \quad (14)$$

Здесь  $W_1$  — волновое сопротивление линии левее неоднородности;  $W_2$  — волновое сопротивление ли-

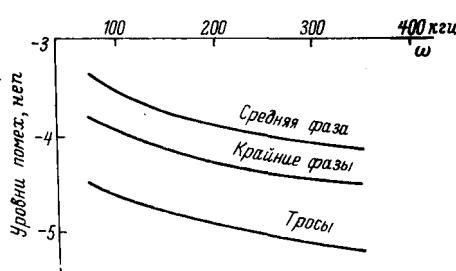


Рис. 1. Частотные характеристики уровней помех на проводах бесконечно протяженной однородной согласованной ВЛ 750 кв, рассчитанные по формуле (13).

Вологодская областная универсальная научная библиотека

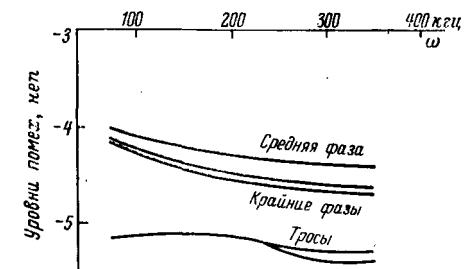


Рис. 2. Частотные характеристики уровней помех на проводах ВЛ 750 кв Конаково-Белый Раст, рассчитанные по формуле (15).

нии правее неоднородности;  $P_r$  — мощность генерации, определяемая по (11).

При расчете уровней помех в несогласованной нагрузке вместо  $W_2$  подставляется входное сопротивление нагрузки  $Z_n$ .

Если  $P_n^{(q)}$  — поток мощности помех, преломленный  $q$ -й неоднородностью, то рекуррентную формулу расчета помех на реальной ВЛ получим в виде

$$P_n^{(q+1)} = [(E + W_q^{-1}W_{q+1}) \otimes (E + W_q^{-1}W_{q+1})^*]^{-1} \times \\ \times \{4[\exp(-\Gamma_q l_q) \otimes \exp(-\Gamma_q^* l_q)] P_n^{(q)} + (E - [\exp(-\Gamma_q l_q) \otimes \exp(-\Gamma_q^* l_q)]) (E \otimes \Gamma_q^* + \Gamma_q \otimes E)^{-1} P_r\}. \quad (15)$$

Алгол-программа расчета помех на проводах реальной ВЛ. Матричный характер и достаточная простота формулы (15) обеспечили удобство ее программирования на языке Алгол-60. Основными блоками алгол-программы, реализующей вычисления по матричной формуле (15), являются блок сложения комплексных матриц, блок обращения комплексных матриц, блок обычного и кронекеровского перемножения комплексных матриц.

Составленная алгол-программа была оттранслирована с помощью ТА-2М на ЦВМ М-220 и БЭСМ-4<sup>1</sup>. При числе проводов  $n \leq 7$  программа работает без обращения к магнитной ленте, время счета по программе при  $n = 5$  около 2,5 мин.

Было проведено сопоставление алгол-программы расчета помех с составленной в кодах М-220 программой<sup>2</sup>, реализующей матричную формулу (13). Результаты расчетов по двум программам разнятся лишь погрешностью обращения матриц, которое выполняется в программах по разным алгоритмам.

Расчеты по алгол-программе были выполнены в диапазоне частот 70—350 кгц для ВЛ 750 кв Конаково—Белый Раст. Малая длина этой линии и близость точки транспозиции к конечной точке (около 30 км до Белого Раста) делают неприменимыми формулы (12) и (13) для расчета помех, так что вычисления проводились по рекуррентной формуле (15). Результаты расчета, приведенные на рис. 2, можно сопоставить с результатами экспериментального исследования уровней помех на подстанции Белый Раст (рис. 3).

Отметим, что из (13) находится лишь средний квадрат тока помехи, так что мощность помехи на соответствующем проводе в ваттах или ее уровень в неперах получается лишь после умножения на активное сопротивление нагрузки этого провода. То

<sup>1</sup> Консультанты Т. П. Кузнецова и В. П. Разин.

<sup>2</sup> Программист Л. А. Балащев.

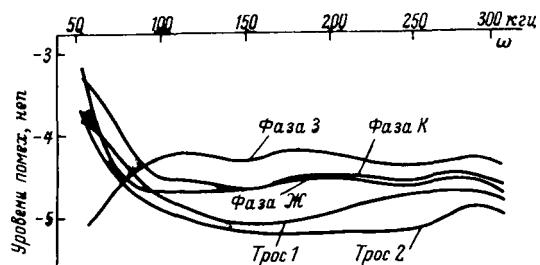


Рис. 3. Частотные характеристики уровней помех на проводах ВЛ 750 кв Конаково—Белый Раст, измеренные прибором ИИУ-ЛЭП.

же относится к вычислению междуфазовой мощности.

**Вычисление матричных параметров ВЛ для расчета помех.** Уровни помех на проводах ВЛ выражаются через удельный уровень генерации (11) и волновые параметры линии: матричный показатель распространения волн тока  $\Gamma$ , матричное волновое сопротивление  $W$ , матричный коэффициент передачи  $\exp(-\Gamma l)$  однородного отрезка многопроводной ВЛ [см. (12)–(15)]. Эти волновые параметры являются комплексными  $(n \times n)$ -матрицами, вычисляемыми, исходя из погонных сопротивления  $Z$  и проводимости  $Y$ , определенных по Карсону [Л. 3].

Вычисление матрицы  $\Gamma$  сводится к извлечению корня квадратного из матрицы  $YZ$  и выбору его ветви с положительными вещественными частями собственных чисел. Существование квадратного корня обеспечивается невырожденностью матриц  $Z$  и  $Y$ , которая основывается на законе сохранения энергии. На высоких частотах матрица  $YZ$  несущественно отличается от скалярной матрицы  $-\gamma_0^2 E$ , где  $E$  — единичная матрица и  $\gamma_0 = \omega/c$ ;  $c$  — скорость света. Поэтому быстро сходится матричный ряд Тейлора для корня квадратного [Л. 4]:

$$\Gamma = \sqrt{YZ} = j\gamma_0 \sum_{p=0}^{\infty} a_p \left[ \frac{1}{2} \left( \frac{YZ}{-\gamma_0^2} - E \right) \right]^p, \\ a_0 = 1, a_p = \frac{1(-1)(-3) \dots (3-2p)}{p!}. \quad (16)$$

Таким образом, для практических расчетов достаточно взять три-четыре члена ряда. Аналогичный ряд Тейлора служит для вычисления матрицы  $\Gamma^{-1}$  вместо обращения матрицы (16), которое намного более громоздко и сопряжено с погрешностью. Оба ряда Тейлора удобно суммировать одновременно.

Матрица  $\Gamma^{-1}$  служит для вычисления матричного волнового сопротивления  $W = Z\Gamma^{-1}$  и его обратной матрицы  $W^{-1} = \Gamma^{-1}Y$ , которые участвуют в вычислениях по (14) и (15). Матричный коэффициент передачи  $\exp(-\Gamma l)$  также вычисляется суммированием матричного ряда Тейлора для экспоненты:

$$\exp(-\Gamma l) = \sum_{p=0}^{\infty} \frac{1}{p!} [(j\gamma_0 E - \Gamma) l]^p e^{-j\gamma_0 l}, \quad (17)$$

но при большой длине линии  $l$  этот ряд сходится медленно. Если разбить  $l$  на  $N$  одинаковых отрезков длиной  $\Delta l = l/N$  и вычислить  $\exp(-\Gamma \Delta l)$  суммированием ряда Тейлора (17), то матричный коэф-

фициент передачи  $\exp(-\Gamma l)$  получается с использованием мультипликативного свойства экспоненты:

$$\exp(-\Gamma l) = \underbrace{\dots \{ \{ \exp(-\Gamma \Delta l) \}^2 \}^2 \dots \}^r, \quad N = 2^r. \quad (18)$$

Алгоритм (16)–(18) вычисления волновых параметров многопроводной ВЛ является наиболее удобным для практических расчетов фазным методом [Л. 4] и был запрограммирован для ЦВМ М-220. Эта программа использовалась при подготовке числового материала для счета по матричным формулам (12)–(15), осуществляемого алгоритмом. Основными достоинствами расчетов по (16)–(18) являются малое машинное время, большая точность и сходимость алгоритма для всех рассматриваемых задач.

**Сравнение разработанного метода с другими методами расчета уровней помех.** Большинство работ [Л. 5–7] посвящены исследованию радиопомех, создаваемых коронирующими ВЛ, и лишь в последние годы появились исследования высокочастотных помех на проводах ВЛ [Л. 8 и 9]. Все эти работы исходят из идеи [Л. 5]: ток стримера разложить на моды распространения (волновые каналы), могущие распространяться вдоль ВЛ по экспоненциальному закону. В конечной точке ВЛ суммируются токи помех по всем модам распространения и затем осуществляется обратный переход к токам в проводах (фазным координатам).

Основным недостатком метода [Л. 5–9] расчета уровней помех является неудобство модального метода, требующего очень сложных и не для всех линий осуществимых вычислений с матрицами. Использование фазного метода [Л. 4] не только гарантирует осуществимость вычислений, но и значительно упрощает их. То, что суммирование матричных рядов Тейлора алгоритмически намного проще нахождения собственных чисел и собственных векторов матрицы  $\Gamma$ , лежащего в основе модального метода, позволяет значительно упростить программу расчета помех на ЦВМ.

Привлечение аппарата кронекеровского произведения к расчету помех позволило получить достаточно простые формулы (12)–(15) для всех представляющих интерес инженерных задач. Простота этих формул особенно полезна при программировании для ЦВМ; в частности, для расчета помех по (13) достаточно выполнить арифметические операции сложения и обращения матрицы и умножения матрицы на вектор, т. е. обратиться к известным стандартным программам. Недостатком метода [Л. 5–9] является отсутствие подобных простых в программировании формул; в частности, приведенная в [Л. 7 и 8] формула требует вычисления сложных выражений с последующим их трехкратным суммированием от 1 до  $n$ .

Полученное выражение (4) для элементов вектора генерации помех отличается от предложенного в [Л. 7 и 8] выражения:

$$G(x) = \begin{pmatrix} g_1(x) \\ g_2(x) \\ \vdots \\ g_n(x) \end{pmatrix},$$

где

$$g_m(x) = \begin{cases} g_k, & \text{если } m = k, \\ \frac{\beta_{km}}{\beta_{kk}} g_k, & \text{если } m \neq k. \end{cases} \quad (19)$$

Выражения (19) справедливы, если некоронирующие провода ВЛ накоротко заземлены вблизи точки горения стримера, т. е. в силу равномерного распределения стримеров, по длине ВЛ. Сделанное в [Л. 7] предположение состоит в приемлемости подобной же гипотезы для реальной коронирующей ВЛ при составлении схемы замещения источника тока помехи. При рассмотрении распространения токов помехи по проводам ВЛ от источника к конечной точке пренебрегают токами проводимости в воздухе, т. е. исходят из противоположной гипотезы.

Соображения, приведенные в [Л. 7 и 9] при обосновании выражения (19) для элементов вектора генерации помех  $\mathbf{G}$ , недостаточно убедительны. В частности, остается неясным, почему погонные емкости линии  $\beta_{km}$ , где  $k, m = 1, 2, \dots, n$ , при использовании выражения (19) для матричного уравнения (3) дважды входят в это уравнение в разных качествах: один раз в матрицу  $\Gamma$ , второй — в вектор  $\mathbf{G}$ . В матрице  $\Gamma$  погонные емкости  $\beta_{km}$  определяют токи смещения, которыми осуществляется перенос тока помехи на некоронирующие провода, а в векторе  $\mathbf{G}$  (19) погонные емкости  $\beta_{km}$  определяют токи проводимости между проводами, существование которых противоречит методу нахождения матрицы  $\Gamma$ .

Настоящая статья основывается на выражении (4) для элементов вектора генерации, вытекающем из уравнений электромагнитного поля. На рис. 2 приведены результаты расчетов уровней помех по

алгол-программе, реализующей формулу (15), причем исходными взяты выражения (4). Если в этом же расчете исходить из выражения (19), то получатся отличные от приведенных на рис. 2 результаты, состоящие в примерном равенстве уровней помех на тросах и крайней фазе. Как показали проведенные эксперименты (см. рис. 3), уровни помех на тросах заметно ниже уровней помех на крайних фазах ВЛ, что соответствует выражениям (4) и противоречит выражениям (19).

## ЛИТЕРАТУРА

1. Беллман Р., Введение в теорию матриц, изд-во «Наука», 1969.
2. Захар-Иткин М. Х., Исследование матричных телеграфных уравнений, описывающих распространение волн в многопроводной неоднородной линии электропередачи, «Электричество», 1969, № 2.
3. Захар-Иткин М. Х., Метод расчета помех в высокочастотных каналах по линиям электропередачи, Реферат до-клада на юбилейном конференции ВНИИЭ, 1969.
4. Захар-Иткин М. Х., О фазном и модальном методах расчета волновых процессов в линиях электропередачи, «Электричество», 1971, № 4.
5. Adams G. E., The calculation of the radio interference level of transmission lines caused by corona discharge, Power Apparatus and Systems, 24, June 1956.
6. Falleg C. E., Die Vorausberechnung der von Hochspannungslinien verursachten hochfrequenten Störungen, Elektrotechnische Zeitschrift, 85, Heft 9, Mai 1964.
7. Переильман Л. С., Методика расчета радиопомех от короны на проводах линий электропередачи, «Электричество», 1964, № 10.
8. Переильман Л. С., Методика расчета высокочастотных помех от короны каналам связи на длинных линиях электропередачи, сб. «Автоматизация управления электрическими системами и объектами», изд-во «Наука», 1968.
9. Костенко М. В. и Переильман Л. С., Определение токов в проводах многопроводной линии, возникающих при импульсном коронном разряде у поверхности одного из проводов, Изв. АН СССР, «Энергетика и транспорт», 1966, № 5.

125.6.1970



УДК 621.319.4:621.315.614.6.001.24

## К расчету температурного и токового режимов работы металлобумажных конденсаторов в формирующих линиях

И. И. КРЕМЕНЕЦКИЙ

Ленинград

Л. С. ОДИНЦОВ и Г. Е. РЕДЬКИН

Москва

Создание мощных импульсных тиристоров позволило проектировать более надежные, компактные и удобные импульсные модуляторы на напряжение до 1000 в с последующей трансформацией до десятков киловольт.

В связи с этим потребовались конденсаторы для формирующих линий на напряжение 1000 в и ниже. Диапазон емкости конденсаторов с учетом разнообразных применений в линиях составляет от 0,1 до 20 мкФ.

Единственный тип конденсаторов, предназначенный для работы в таких режимах, это конденсаторы ПКГИ (после переработки — К75-25). Конденсаторы этого типа не изготавливаются на коммерческой основе.

напряжения ниже 1000 в, и имеют ограниченный диапазон емкостей (до 2 мкФ).

Эти конденсаторы имеют весьма малое тепловыделение за счет потерь и поэтому могут быть использованы при больших частотах следования импульсов. Анализ показал, что при ограничении диапазона частоты следования импульсов в таких же формирующих линиях могут быть с успехом использованы металлобумажные конденсаторы. Причем это дает существенный выигрыш по весу, габаритам и стоимости.

Предложение использовать конденсаторы с бумажным диэлектриком и металлизированными обкладками в формирующих линиях вызывало ряд

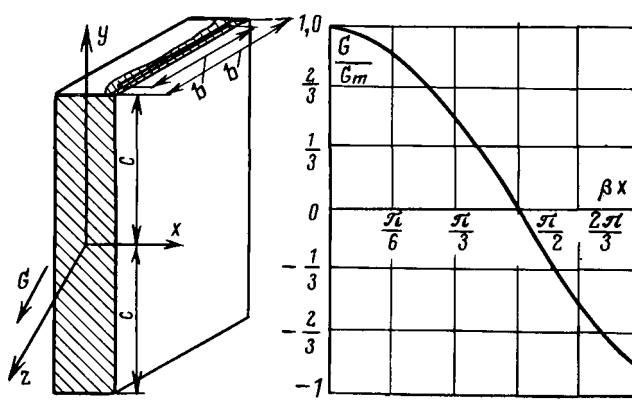


Рис. 1.

серьезных опасений, связанных с большими потерями и малой толщиной обкладки. Однако проведенные исследования показали, что в ограниченных пределах частот следования импульсов и эффективных значений тока металлобумажные конденсаторы имеют значительные преимущества перед фольговыми конденсаторами с комбинированной изоляцией. Выяснилось, что без существенной переработки конструкции металлобумажные конденсаторы типа МБГТ, МБГП и МБГЧ для формирующих линий использованы быть не могут.

В ходе разработки серии К42-15 был решен ряд конструктивно-технологических задач, которые позволили разработать конденсаторы, пригодные для использования в формирующих линиях для длинных импульсов с эффективными значениями плотности тока от 1,5 до 7 а/мкФ [Л. 1] и в цепях пульсирующего тока с глубиной пульсаций до 50%:

получена система уравнений, определяющих работу конденсаторов в режимах с интенсивным тепловыделением и с большими реактивными токами;

получены аналитические и графические зависимости перегрева от геометрии конденсатора и удельной мощности теплоотдачи [Л. 2];

проанализирована неравномерность распределения тока в прямоугольном конденсаторе [Л. 3] (рис. 1) и получены значения допустимой плотности тока на единицу длины металлизированной обкладки (цинк с подслоем олова).

За 18 600 ч работы конденсаторов типа К42-15 в режиме формирующей линии не наблюдалось ни одного выхода из строя.

В конденсаторах низкого напряжения емкостью 0,5 мкФ и выше, как правило, объем пакета значительно больше объема, занимаемого корпусной изоляцией, поэтому в дальнейшем объем пакета принимается равным объему конденсатора.

Исходя из этого, далее рассматривается уравнение для объема пакета в зависимости от ряда электрических параметров. Вывод уравнения основан на использовании двух известных соотношений:

$$C' = 1,77 \cdot 10^{-11} \frac{\epsilon b' l'}{d}; \quad (1)$$

$$V = V_n = 2b' l' (d + d_{обк}) \left( 1 + \frac{2\kappa}{b'} \right) n, \quad (2)$$

где  $C'$  — емкость конденсаторной секции,  $\phi$ ;  $V_n$  — объем пакета,  $\text{м}^3$ ;  $n$  — число секций в пакете;  $b'$  —

ширина обкладки,  $\text{м}$ ;  $l'$  — длина обкладки,  $\text{м}$ ;  $\kappa$  — ширина закраины,  $\text{м}$ ;  $d$  — толщина изоляции,  $\text{м}$ ;  $d_{обк}$  — толщина обкладки,  $\text{м}$ .

Уравнение (2) определяет объем пакета как объем размотанной конденсаторной секции, умноженный на число секций.

Подставляя в (2) выражение для  $b' l'$  из (1), получим с учетом «холостых» витков секции:

$$V = 1,13 \cdot 10^{-11} \frac{U}{\epsilon E} (d + d_{обк}) \left( 1 + \frac{2\kappa}{b'} \right) C, \quad (3)$$

где  $C = C' n$  — емкость пакета конденсатора;  $E$  — рабочая напряженность поля,  $\text{в/м}$ .

Некоторые входящие в это уравнение величины могут быть получены из вспомогательных соотношений:  $d = U/E$ ;  $\kappa = k_3 U_{исп}$ , где  $k_3$  — коэффициент закраины;  $U_{исп}$  — испытательное напряжение.

При исследовании причин выхода из строя конденсаторов, работающих в импульсном режиме с большими токами, часто обнаруживается подгар в контактном слое, приводящий к потере емкости. Причиной этого является большая линейная плотность тока. Конденсаторы для подобных режимов следует выполнять с сильно развитыми торцами и контактным слоем большой площади за счет уменьшения ширины бумаги (объем пакета при этом остается постоянным).

Выражение для площади контактирующего торца пакета конденсатора, состоящего из  $n$  секций, имеет вид:

$$S_n = 2l' (d + d_{обк}) n. \quad (4)$$

Длина обкладки определяется через допустимые плотности токов по выражению:

$$l' = \frac{I}{nG} = \frac{\Delta C}{nG} 10^6, \quad (5)$$

где  $G$  — линейная плотность тока (эффективное значение),  $\text{а/м}$ .

Подставив (5) в (4) получаем:

$$S_n = \frac{2\Delta C}{G} (d + d_{обк}) \cdot 10^6. \quad (6)$$

Ширину секции находим из выражения:

$$b' + 2\kappa = \frac{V}{S_n}. \quad (7)$$

После подстановки в (7) уравнений (6) и (3) и преобразований получим:

$$b' = \frac{(p - 2\kappa)}{2} \left[ 1 + \sqrt{1 + \frac{8\kappa p}{(p - 2\kappa)^2}} \right] \approx \\ \approx p \approx 0,565 \cdot 10^5 \frac{UG}{E\Delta\epsilon}, \text{ м}, \quad (8)$$

где  $p = 0,565 \cdot 10^5 \frac{dG}{\Delta\epsilon}$ .

Допустимая линейная плотность тока  $G$  должна быть получена опытным путем. При высокой частоте (около мегагерца) или при фронте импульса напряжения, равном приблизительно микросекунде, необходимо учитывать неравномерность распределения плотности тока по сечению пакета конденсатора.

Для прямоугольного конденсатора согласно [Л. 3] имеем:

$$\frac{G}{G_m} = \cos \beta x. \quad (9)$$

Здесь  $G_m$  — максимальная плотность тока в конденсаторе;  $\beta = \omega \sqrt{\mu_0 \epsilon M}$ , где

$$M = \frac{5.56 \cdot 10^{11} b (b - 2a)}{2\pi d^2}.$$

Максимальная плотность тока в конденсаторе должна удовлетворять условию:  $G_m \leq G_{\text{доп}}$ . Из уравнения

$$I = \int_0^s i ds = 4c \int_0^a G_m \cos \beta x dx = \frac{4c G_m \sin \beta a}{\beta}$$

получим выражение для максимальной плотности тока в сечении конденсатора:

$$G_m = \frac{I\beta}{4c \sin \beta a} = \frac{\Delta C \beta}{4c \sin \beta a}, \quad (10)$$

где  $2a$  — толщина пакета;  $2c$  — наибольшая сторона сечения пакета.

Размеры сечения и график распределения плотности тока в сечении прямоугольного конденсатора даны на рис. 1.

Стационарный тепловой режим конденсатора описывается дифференциальным уравнением вида:

$$\lambda_x \frac{\partial^2 t}{\partial x^2} + \lambda_y \frac{\partial^2 t}{\partial y^2} + \lambda_z \frac{\partial^2 t}{\partial z^2} = -\frac{P}{V}$$

при граничных условиях

$$\lambda_x \frac{\partial t}{\partial x} + \alpha_x t = 0; \lambda_y \frac{\partial t}{\partial y} + \alpha_y t = 0; \lambda_z \frac{\partial t}{\partial z} + \alpha_z t = 0.$$

Тепловой режим в конденсаторах рассматривается здесь применительно к конденсаторам прямоугольной формы исполнения, которые в серии К42-15 составляют подавляющее большинство. Однако основные принципы применимы также и к цилиндрическим конденсаторам.

Решение поставленной задачи в общем виде затруднительно, а главное, ввиду некоторой неопределенности в задании граничных условий, обычно имеющей место на практике, нельзя получить высокую точность расчета. Для упрощения решения эта задача может быть сведена к двум более простым: первой граничной задаче для уравнения Пуассона и внешней задаче о теплоотдаче тела по Ньютону.

Результаты решения обеих этих задач должны сходиться на границе конденсатора.

При решении первой граничной задачи следует учесть анизотропию внутренней области конденсатора, а решение внешней задачи сводится к определению эквивалентного коэффициента теплопроводности для различных способов установки конденсаторов в аппаратуре.

Как известно, при граничных условиях Ньютона на поверхности конденсатора мощность теплового потока через поверхность определяется выражением:

$$P = \alpha_{\text{экв}} S \Delta t, \text{ вт}, \quad (11)$$

где  $\alpha_{\text{экв}}$  — эквивалентный коэффициент теплоотдачи,  $\text{вт}/\text{м}^2 \cdot \text{град}$ ;  $S$  — площадь поверхности корпуса,  $\text{м}^2$ ;  $\Delta t = t_k - t_0$  — температура перегрева корпуса относительно окружающей среды,  $^{\circ}\text{С}$ .

Приведенные в [Л. 2] выражения для эквивалентного коэффициента теплоотдачи при различных способах закрепления его на шасси дают возможность, используя (11), определить среднюю температуру поверхности конденсаторов с помощью кривых рис. 2.

На этих кривых по оси ординат отложена удельная мощность теплоотдачи  $\frac{P}{V \Delta t}$ , а по оси абсцисс коэффициент формы корпуса конденсатора  $\frac{S}{V} = 2 \times \left( \frac{1}{L} + \frac{1}{B} + \frac{1}{H} \right)$ . Построенные для различных способов закрепления конденсаторов на шасси расчетные зависимости, подтвержденные экспериментально, позволяют определить удельную мощность теплоотдачи по величине коэффициента формы  $\frac{S}{V}$ . Поделив удельную мощность тепловыделения  $\frac{P}{V}$  на удельную мощность теплоотдачи  $\frac{P}{V \Delta t}$ , полученную из рис. 2, получим среднюю температуру перегрева конденсатора. С помощью кривых рис. 2 может быть решена и обратная задача — определение необходимой конфигурации конденсатора по заданной удельной мощности тепловыделения и допустимому перегреву поверхности конденсатора. Подробное обоснование этого метода дано в [Л. 3].

Для определения возможности использования конденсатора в том или ином режиме необходимо знать еще и максимальную температуру внутри конденсатора. Известные способы расчета максимальной температуры [Л. 4—6] основаны на рассмотрении теплоотдачи в сечении конденсатора (двумерная задача).

В [Л. 7] приводится решение уравнения Пуассона для первой граничной задачи. Это решение согласно [Л. 8] после преобразований координат может быть использовано для случаев анизотропной теплопроводности, как это имеет место в конденсаторе, при следующих допущениях:

наиболее нагретая точка находится в центре конденсатора;

температура на корпусе мало отличается от средней расчетной;

тепловая изоляция от корпуса и тепловая изоляция боковых частей незначительно влияют на величину продольной и поперечной теплопроводности пакета конденсатора.

Общий коэффициент теплопроводности в уравнении Пуассона при изотропном преобразовании координат согласно [Л. 8] может быть выбран произвольно. Приняв

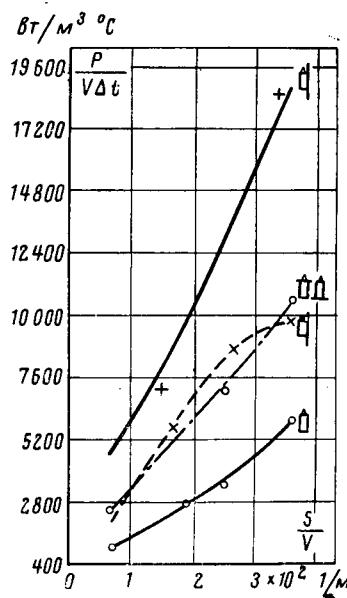


Рис. 2.

$\lambda = 1$ , получим:

$$\left. \begin{array}{l} L_{\pi} = L; \\ B_{\pi} = B \sqrt{\frac{\lambda_L}{\lambda_B}}; \\ H_{\pi} = H \sqrt{\frac{\lambda_L}{\lambda_H}}. \end{array} \right\} \quad (12)$$

Здесь  $L_{\pi}$ ,  $B_{\pi}$ ,  $H_{\pi}$  — изотропно преобразованные размеры корпуса конденсатора;  $\lambda_L$ ,  $\lambda_B$ ,  $\lambda_H$  — коэффициенты теплопроводности по осям  $x$ ,  $y$ ,  $z$ .

Подставляя величины из (12) в решение уравнения Пуассона согласно [Л. 7], имеем:

$$t_{\max}(L, B, H) - t_k = \frac{PH^2}{V\lambda_H} Q; \\ Q = \frac{64}{\pi^4} \sum_{n=1}^{\infty} \sum_{m=1}^{\infty} \times \\ \times \frac{(-1)^{n+m-2} \left( 1 - \frac{1}{\operatorname{ch} KH \sqrt{\frac{\lambda_L}{\lambda_H}}} \right) \frac{\pi}{2H} \sqrt{\frac{\lambda_L}{\lambda_H}}}{(2n-1)(2m-1)K^2},$$

где

$$K^2 = (2n-1)^2 \left( \frac{\pi}{2L} \right)^2 + (2m-1) \left( \frac{\pi}{2B \sqrt{\frac{\lambda_L}{\lambda_H}}} \right)^2.$$

Значения  $Q$  для наиболее распространенных на практике соотношений размеров корпусов конденсаторов и коэффициентов теплопроводности пакета приводятся на рис. 3.

Для вычисления потерь используется метод переходных характеристик [Л. 9]. Потери в конденсаторе определяются соотношением:

$$P_{\pi} = \sum_{n=1}^{\infty} P_{nk} + P_{\pi, \text{пр}} + P_m.$$

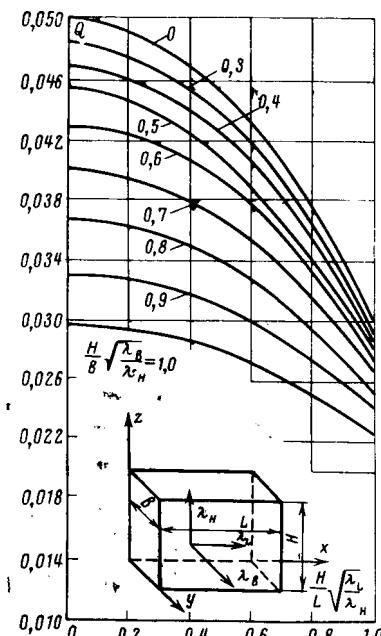


Рис. 3.

Вологодская областная научная библиотека  
www.booksite.ru

Здесь  $P_{nk}$  — потери  $k$ -го релаксатора;  $P_m$  — суммарные потери в металлических частях;  $P_{\pi, \text{пр}} = \frac{1}{TR_{\text{из}}} \int_0^T u^2(t) dt$  — потери проводимости, где  $T$  — период следования импульсов;  $R_{\text{из}}$  — сопротивление изоляции;  $u(t)$  — мгновенное значение напряжения на конденсаторе.

На основании [Л. 9] можно записать:

$$\sum_{n=1}^{\infty} P_{nk} = \sum_{n=1}^{\infty} \frac{U_m^2 C_k}{T} K_k, \quad (13)$$

где  $C_k$  — емкость  $k$ -го релаксатора;  $K_k$  — коэффициент потерь  $k$ -го релаксатора.

Равенство (13) может быть заменено следующим соотношением:

$$\frac{U_m^2}{T} \sum_{n=1}^{\infty} C_k K_k = \frac{U_m^2 C}{T} \sum_{n=1}^{\infty} \frac{C_k}{C} K_k,$$

где  $C_k/C$  — доля емкости релаксатора в полной емкости конденсатора.

Диэлектрик может считаться однородной структурой, поэтому отношение  $C_k/C$  не зависит от величины емкости, а коэффициент  $K_k$  — зависит только от параметров импульса и параметров релаксации  $k$ -го релаксатора. В качестве эквивалентного коэффициента релаксационных потерь в конденсаторе примем:

$$K_{\text{экв}} = \sum_{n=1}^{\infty} \frac{C_k}{C} K_k.$$

Значение  $K_{\text{экв}}$  различно для разных видов диэлектрика.

Кроме потерь в диэлектрике следует учитывать потери энергии в металлических частях, особенно в импульсном режиме. При заданной частоте следования импульсов эти потери зависят только от конструкции конденсатора. Общий коэффициент потерь может быть записан в виде:

$$K = \sum_{n=1}^{\infty} \frac{C_k}{C} K_k + K_m.$$

Таким образом, общее выражение для потерь в конденсаторе имеет вид:

$$P = \frac{U_m^2 C}{T} K. \quad (14)$$

Коэффициент потерь  $K$  определяется для данного типа конденсаторов опытным путем. Наиболее надежным способом его определения, но и самым трудоемким, является колориметрический способ. При этом способе на конденсатор подается симметричный треугольный или трапецидальный импульс. Кривая, снятая таким образом, приведена на рис. 4, где приведена зависимость коэффициента потерь  $K$  от длительности спада импульса трапецидальной формы  $\tau_c$ . Для определения мощности потерь при асимметричном импульсе, как, например, в формирующей линии, необходимо сложить поте-

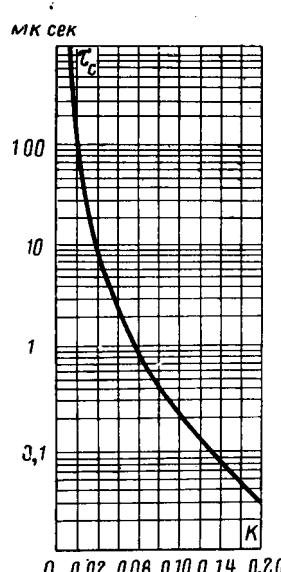


Рис. 4.

ри на каждой ступени напряжения, для чего значение эквивалентного коэффициента потерь при трапецидальном импульсном напряжении необходимо разделить на два.

Потери в конденсаторе формирующей линии определяются выражением:

$$P = P_3 + P_{p1} + P_{p2}, \quad (15)$$

где  $P$  — полные потери;  $P_3$  — потери при заряде;  $P_{p1}$  — потери при первом разряде;  $P_{p2}$  — потери при втором разряде.

Следовательно, выражение (15) для согласованной формирующей линии можно записать в виде:

$$P = \frac{CU^2}{2T} \left( K_3 + \frac{K_{p1}}{4} + \frac{K_{p2}}{4} \right).$$

Здесь  $K_3$  — коэффициент потерь, измеренный при трапецидальном импульсе с фронтом и спадом, соответствующими импульсу зарядного напряжения;  $K_{p1}$  — коэффициент потерь, измеренный при тех же условиях с фронтом, равным фронту импульса первого разряда;  $K_{p2}$  — коэффициент потерь, измеренный при тех же условиях с фронтом, равным фронту второго разряда.

Величина фронтов первого и второго разрядов определяется в соответствии с [Л. 10] по выражениям:

$$t_1 = \frac{0,52}{4n} \tau_3;$$

$$t_2 = \frac{4,6 + 0,15n}{4n} \tau_3.$$

Для конденсаторов, используемых в формирующих линиях, важное значение имеет снижение разброса емкости. Существующие конденсаторы, содержащие бумажный пропитанный диэлектрик, имеют максимальный разброс по емкости  $\pm 20\%$ . Путем осуществления следующих технологических мероприятий удалось снизить этот разброс до  $\pm 10\%$ :

намотка конденсаторов осуществлялась с корректировкой по толщине бумаги;

производилась точная установка и контроль числа витков до  $\pm 1$ ;

давление при опрессовке секции контролировалось с точностью до  $0,01 \text{ at}$ ;

повышалась жесткость пакета секций;

пакеты компоновались с противоположными отклонениями номинального значения.

Как показали статистические исследования, разброс по емкости секций, изготовленных из бумаги одной партии при обычной технологии, составляет

$\pm 5\%$ . Установлено, что решающее значение в отклонении емкости от номинала имеет толщина бумаги. Допуск на толщину бумаги по ГОСТ 1908-57 нормируется в пределах  $-5 \div +6\%$ . Если обеспечить попадание среднего значения емкости секций в  $\pm 5\%$ , то подавляющее большинство секций укладывается в допуск  $\pm 10\%$ .

Корректировка числа витков в зависимости от фактической толщины бумаги вводилась по разработанным одним из авторов  $5\%$ -ным кривым. Партия конденсаторов, изготовленных по этим кривым и скомпонованных из секций с противоположным отклонением, имела подавляющее большинство конденсаторов с допуском  $\pm 10\%$  и часть из них — с допуском  $\pm 5\%$ .

**Вывод.** Более точный учет тепловыделения и перегрева при расчетах позволяет определить конструктивные параметры металлобумажных конденсаторов таким образом, что удается использовать их при тяжелых режимах работы, например, в формирующих линиях. При этом обеспечивается значительный выигрыш в стоимостных и весо-габаритных характеристиках по сравнению с конденсаторами, предназначавшимися ранее для подобных режимов (например, конденсаторы типа ПКГИ).

## ЛИТЕРАТУРА

- Кременецкий И. И. и Чеботарев Ю. Н., Особенности работы конденсаторов с металлизированными обкладками в формирующих цепных схемах, «Электронная техника», сер. 8, вып. 4, 1969.
- Кременецкий И. И., Расчет температуры перегрева конденсаторов, работающих в формирующих линиях, «Электронная техника», сер. 8, вып. 3, 1970.
- Гусев В. Н., Кременецкий И. И., Медведев К. Е., Распределение тока в конденсаторе при высоких частотах, «Радиотехнические и радиоэлектронные приборы и устройства», Труды ЛИТМО, вып. 69, 1970.
- Ренне В. Т., Электрические конденсаторы, изд-во «Энергия», 1969.
- Ренне В. Т., Багалей Ю. В. и Фридберг И. Д., Расчет и конструирование конденсаторов, изд-во «Техника», Киев, 1966.
- Табанс К.-и Фрейманис Я., Расчет температуры в конденсаторе, Ученые записки Рижского политехнического института, вып. 5, т. XIV, 1965.
- Дульинев Г. Н. и Семяшкин Э. М., Тепловыделение радиоаппаратуры, изд-во «Энергия», 1967.
- Карслу Г. и Эгер Д., Теплопроводность твердых тел, изд-во «Наука», 1964.
- Ануфриев Ю. А., Расчет потерь в конденсаторах, работающих в импульсном режиме, вып. 4, 1969.
- Евтиянов С. И. и Редькин Г. Е., Зависимость формы импульса в модуляторе с искусственной линией от нагрузки и дополнительной индуктивности, «Радиотехника», 1967, № 3.

[18.1.1971]



## Пуск асинхронного двигателя от генератора соизмеримой мощности

Инж. В. И. ГРИШИН

Москва

Процесс пуска асинхронного двигателя от синхронного генератора соизмеримой мощности в автономной системе мощностью в несколько мегаватт представляет большой интерес в связи с появлением таких систем на практике (в сельской энергетике, на судах, в промышленности). Однако рассчитать этот процесс с учетом всех действующих факторов чрезвычайно сложно.

Существует несколько способов расчета, но все они дают возможность определить только допустимую мощность двигателя по условиям пуска и не позволяют с достаточной точностью рассчитать изменение основных режимных параметров в процессе пуска.

Для разработки методики расчета изменения основных параметров с целью упрощения вводятся следующие допущения, основанные на результатах испытаний: не учитывается сверхпереходный процесс, так как он длится всего 2—3 периода, т. е. намного меньше, чем весь пуск; частота вращения ротора турбогенератора считается постоянной (на самом деле она изменяется, но в пределах зоны нечувствительности регулирования турбины, т. е. всего на 3—4%).

Учитываются также еще два допущения, часто применяемые при анализе переходных процессов синхронных генераторов: отсутствие насыщения магнитной системы генератора; отсутствие активных сопротивлений элементов системы (возможность такого допущения будет доказана ниже).

Основной величиной, определяющей характер процесса пуска и изменения остальных параметров, является напряжение статора генератора. Для его определения запишем дифференциальное уравнение цепи обмотки возбуждения генератора в системе относительных единиц в виде [Л. 1]:

$$T_{f0} \frac{dE'_q}{dt} + E_q = E_{qe}, \quad (1)$$

где  $E_{qe}$  — э. д. с., обусловленная принужденным током возбуждения; при автоматическом регулировании возбуждения она является переменной величиной.

Из векторной диаграммы синхронного генератора с учетом принятых допущений находим:

$$E_q = U + Ix_d. \quad (2)$$

С другой стороны,

$$I = \frac{E_q}{x_d + x_{bh}}. \quad (3)$$

Сопротивление внешней цепи

$$x_{bh} = \frac{x_k x_h}{x_k + x_h}, \quad (4)$$

где  $x_h$  — сопротивление предварительной нагрузки генератора;  $x_k$  — сопротивление пускаемого двигателя.

Полное сопротивление асинхронного двигателя составляет в момент пуска (с = 1) 15—25% номинального значения. Затем при изменении частоты вращения ротора от нуля до 75—85% номинальной оно увеличивается в 1,2—1,5 раза, но это увеличение составляет всего 5—10% номинального значения. Лишь при дальнейшем повышении частоты вращения сопротивление двигателя резко возрастает до номинального значения. Это видно из рис. 1, на котором приведены кривые изменения сопротивления в зависимости от скольжения для асинхронных двигателей, имеющих различные конструкции паза ротора: с пазом бутылочного профиля, с двойной обмоткой на роторе, с глубоким пазом и, наконец, для новой серии двигателей — с глубоким пазом и с алюминиевой клеткой.

Как показали многочисленные опыты, напряжение генератора вследствие быстродействия АРВ восстанавливается до номинального значительно раньше момента резкого увеличения сопротивления пускаемого от него двигателя. Для примера на рис. 2 приведены опытные кривые изменения основных режимных параметров при пуске двигателя воздуходувки (850 квт) от синхронного генератора (4000 квт). Как видно из рисунка, напряжение генератора восстанавливается до номинального значения через 4 сек, а заметное изменение сопротивления двигателя начинается только через 8 сек с момента пуска.

На основании этих данных при расчете изменения напряжения генератора можно принимать сопротивление пускаемого двигателя постоянным и равным в относительных единицах, приведенных к номинальным параметрам генератора,

$$x_k = \frac{U_{d,n}}{I_{d,n}} \frac{I_{r,n}}{U_{r,n}}. \quad (5)$$

Такое допущение значительно упрощает расчеты и, главное, позволяет найти аналитическое выражение для определения изменения напряжения статора генератора при пуске от него асинхронного двигателя. Получаемые при этом погрешности невелики, в чем можно убедиться из сопоставления опытных и расчетных данных, приведенных на рис. 2.

Подставив (3) в (2), получаем:

$$E_q = U \frac{x_{bh} + x_d}{x_{bh}} = U \frac{x'_{d\Sigma}}{x_{bh}}. \quad (6)$$

Аналогично для переходной э. д. с. генератора запишем:

$$E'_{q} = U \frac{x'_{d\Sigma}}{x_{bh}}, \quad (7)$$

где

$$x'_{d\Sigma} = x'_{d} + x_{bh}.$$

Подставив в (1) вместо  $E_q$  и  $E'_{q}$  их выражения из (6) и (7) и выполнив ряд преобразований, получаем окончательный вид дифференциального уравнения:

$$\frac{dU}{dt} + \frac{1}{T'_{d}} U = \frac{E_{qe}}{k_{\Pi} T'_{d}}. \quad (8)$$

В этом уравнении принято:

$$T'_{d} = T_{d0} \frac{x'_{d\Sigma}}{x_{d\Sigma}}; \quad (9)$$

$$k_{\Pi} = \frac{x_d}{x_{bh}}. \quad (10)$$

Довольно точно сложную зависимость нарастания напряжения возбуждения при форсировке для возбудителя электромашинного типа с самовозбуждением можно заменить экспоненциальной функцией с некоторой постоянной времени  $T_e$ :

$$U_{ft} = U_{f0} + \Delta U_{fpp} \left( 1 - e^{-\frac{t-t_1}{T_e}} \right), \quad (11)$$

где  $t_1$  — время запаздывания действия АРВ, косвенно учитывющее тот промежуток времени, в течение которого протекает переходный процесс в возбудителе.

Значения  $T_e$  и  $t_1$  обычно определяются из опыта. Для отечественных турбогенераторов с электромашинным возбуждением и для типовых устройств АРВ можно принять  $T_e = 0,3—0,6$  сек,  $t_1 = 0,5$  сек. В последнее время для генераторов

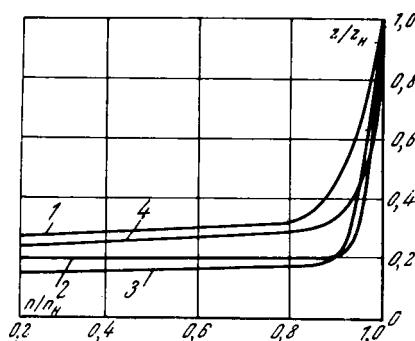


Рис. 1. Изменение сопротивления асинхронных двигателей в зависимости от скольжения.  
1 — ATM-3500-2; 2 — ДАЗО-1914-10/12A; 3 — АВ-113-4; 4 — А2-101-8.

саторов, применяющихся в качестве автономных источников питания, широко используются системы возбуждения, выполненные на полупроводниках. Такие системы практически безынерционны, т. е. при форсировке напряжение на колышах обмотки возбуждения синхронной машины возрастает до предельного значения скачком. Для расчета переходных процессов можно принимать, что полупроводниковая система возбуждения является частным случаем электромашинного возбуждения, у которого  $T_e = 0$ .

Применив уравнение Горева — Парка для синхронной машины без демпферных обмоток с чисто индуктивной нагрузкой, с учетом (11) получаем временную зависимость изменения тока возбуждения [Л. 1]:

$$I_{ft} = I_{f0} + \Delta I_{fnp} \left( 1 - \frac{\frac{t-t_1}{T'd} - \frac{t-t_1}{T_e}}{\frac{T'd}{T'_d} - T_e} \right), \quad (12)$$

где  $I_{f0}$  — ток возбуждения генератора до момента форсировки;  $\Delta I_{fnp} = I_{fnp} - I_{f0}$  — приращение тока возбуждения генератора при форсировке до потолочного тока возбуждения.

С учетом принятых выше допущений в относительных единицах  $E_{qe} = I_{ft}$ . Подставив выражение для тока возбуждения (12) вместо  $E_{qe}$  в дифференциальное уравнение (8) и решив последнее, находим аналитическое выражение, определяющее изменение напряжения генератора при пуске от него асинхронного двигателя соизмеримой мощности:

$$U = \frac{I_{fnp}}{k_n} + \left[ U_0 - \frac{I_{fnp}}{k_n} - \frac{\Delta I_{fnp} \frac{T'_d}{T_e}}{k_n (T'_d - T_e)} t \right] x_e e^{-\frac{t}{T'_d}} + \frac{\Delta I_{fnp} T_e^2 e^{\frac{T_e}{T'_d}}}{k_n (T'_d - T_e)^2} \left( e^{-\frac{t}{T'_d}} - e^{-\frac{t}{T_e}} \right), \quad (13)$$

где  $U_0$  — значение напряжения генератора в момент включения двигателя;

$$U_0 = E'_{q0} \frac{x_{vn}}{x'_d + x_{vn}}. \quad (14)$$

При частоте вращения ротора, равной 70—90% номинальной, полное активное сопротивление асинхронного двигателя соизмеримо с индуктивным и оказывает некоторое влияние на процесс пуска. Проведя более сложные выкладки, можно показать, что формула (13) пригодна и для расчета изменения напряжения при пуске асинхронного двигателя с учетом его активного сопротивления. В этом случае следует принимать:

$$T'd = \frac{x'_{\Sigma d} x_{\Sigma d} + r^2}{x_{\Sigma d}^2 + r^2} T_{d0}; \quad (15)$$

$$k_n = \frac{x_{\Sigma d}^2 + r^2}{z_{vn} \sqrt{x_{\Sigma d}^2 + r^2}}, \quad (16)$$

где  $r$  — активное сопротивление пускаемого двигателя или всей автономной системы.

По этим формулам рассчитано изменение напряжения при пуске двигателя воздуховодки с учетом его активного сопротивления (кривая 1, рис. 2). Результаты показывают, что максимальная погрешность в случае, когда не учитывается активное сопротивление двигателя, не превышает 5%. Таким обра-

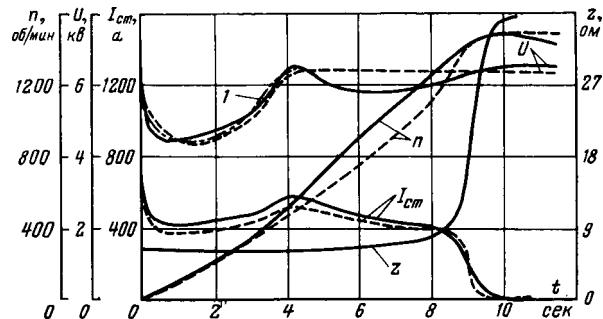


Рис. 2. Пуск воздуховодки (850 квт) от турбогенератора (4 000 квт).  
— опыт; — расчет.

зом, принятное допущение, приводящее к значительным упрощениям вычислительной работы, вполне оправдано.

Изменение частоты вращения двигателя в процессе пуска предлагается определять графо-аналитическим методом последовательных интервалов по кривым вращающего момента двигателя  $m_{vp}$  и момента сопротивления механизма  $m_c$ . При определении вращающего момента двигателя учитывается изменение напряжения, найденное по (13). Изменение скольжения двигателя в пределах каждого интервала времени определяется выражением:

$$\Delta s_i = - \frac{m_{vp} k_U^2 U_i - m_{ci}}{T_f} \Delta t_i, \quad (17)$$

где  $k_U = \frac{U}{U_{x,n}}$  — кратность напряжения;  $T_f$  — механическая постоянная времени агрегата двигатель — механизм.

Изменение тока пускаемого двигателя

$$I_{dt} = \frac{U}{z_{ds_i}}, \quad (18)$$

где  $z_{ds_i}$  определяется по кривой изменения сопротивления двигателя в зависимости от скольжения; кривая строится по общепринятым правилам в соответствии с опытными или каталогами данными [Л. 2].

На экспериментальной ТЭЦ МЭИ для проверки разработанной методики расчета были проведены опыты пуска воздуховодки (850 квт) от генератора Т-2-4-2 (4 000 квт) с небольшой предварительной нагрузкой (10% от номинальной мощности генератора). На рис. 2 приведены полученные при испытаниях кривые изменения напряжения тока статора, частота вращения и сопротивления двигателя. Там же приведены аналогичные расчетные зависимости, определенные по вышеизложенной методике. Параметры машин, участвующих при эксперименте, — синхронный турбогенератор:  $U_n = 6,3$  кв,  $P_n = 4 000$  квт,  $I_n = 458$  а,  $\cos \varphi_n = 0,8$ ,  $x_d = 1,78$ ,  $x'_d = 0,185$ ,  $T_{d0} = 5,4$ ; возбудитель ВТ-50-3000:  $T_e = 0,57$  сек,  $t_e = 0,4$  сек,  $I_{fnp} = 5$ ; асинхронный двигатель воздуховодки (ДАМСО-1510-4):  $U_n = 6$  кв;  $P_n = 850$  квт,  $I_n = 98$  а,  $n_n = 1480$  об/мин,  $\cos \varphi_n = 0,89$ ,  $I_k = 5,3$ . Механическая постоянная времени агрегата найдена из опыта выбега воздуховодки и равна 6,6 сек.

Расчеты изменения напряжения и частоты вращения двигателя проводились до достижения соответствующих номинальных значений. В дальнейшем эти параметры принимались постоянными, хотя при испытании (рис. 2) номинальное напряжение генератора устанавливалось не сразу, а после ряда колебаний, что объясняется наличием зоны нечувствительности у АРВ. Такое упрощение принято на основании результатов испытаний, которые показали, что амплитуда колебания напряжения невелика и не оказывает существенного влияния на процесс пуска двигателя.

## ЛИТЕРАТУРА

- Ульянов С. А., Электромагнитные переходные процессы в электрических системах, изд-во «Энергия», 1964.
- Сыромятников И. А., Режим работы асинхронных и синхронных электродвигателей, Госэнергоиздат, 1963.

# Дрейф нуля двухтактного магнитного усилителя и выбор схемы цепи смещения

И. Б. НЕГНЕВИЦКИЙ и М. В. РУБАНОВСКИЙ

Московский энергетический институт

При создании операционных и измерительных усилителей дрейф нуля базового магнитного усилителя и погрешности, обусловленные им, являются одним из определяющих факторов. Основные причины дрейфа нуля в магнитных усилителях с самонасыщением (МУС): изменение температуры окружающей среды, нестабильность напряжения и тока смещения. Возникающий при этом дрейф обусловлен в основном неидентичностью сердечников МУС. Различное построение и способ питания цепи смещения приводят к различному дрейфу нуля.

В данной работе рассматривается дрейф нуля, обусловленный изменением температуры окружающей среды в двухтактном МУС постоянного тока, выполненным по известной схеме с суммированием выходных напряжений плеч на активных балластных сопротивлениях [Л. 1 и 2]. При этом учитывается только изменение параметров сердечников. В одном из случаев рассматривается дрейф нуля от нестабильности тока смещения.

Если принять, что динамическая кривая размагничивания (ДКР) сердечников определяет характеристику вход — выход МУС [Л. 1 и 2], то можно установить непосредственную связь между изменениями параметров ДКР и дрейфом нуля усилителя. Наличие такой связи позволяет также более объективно подойти к выбору схемы и питания цепи смещения и к вопросам комплектации сердечников, когда критерием служит минимальный дрейф нуля. В [Л. 3] показано, что аналогичным путем можно подойти к оценке оптимального материала для сердечников.

На рис. 1,а показано наиболее распространенное построение цепи смещения. Потенциометр служит для установки нуля двухтактного усилителя. Напряжение смещения  $U_{cm}$  обычно получают отдельного выпрямителя с гладким  $RC$ -фильтром. Если при этом оно еще и стабилизировано, то такое смещение будем называть стабилизованным.

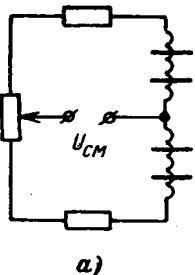
Возможно так называемое автоматическое смещение, когда напряжение  $U_{cm}$  не стабилизируется и изменяется так же, как напряжение питания усилителя.

На рис. 1,б показано питание цепи смещения, которое нашло применение в отечественной и зарубежной практике [Л. 4]; назовем его внутренним смещением. Напряжение  $U_{cm}$  снимается с сопротивления  $r$ , ток в котором равен сумме токов плеч и мало изменяется с изменением сигнала на входе усилителя. При этом не требуется отдельного выпрямителя, что делает схему более простой и более надежной.

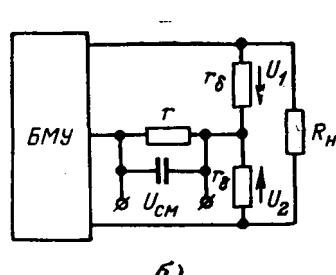
Изменения параметров ДКР при изменении температуры показаны в [Л. 5]. Примем, что с изменением температуры линейный участок ДКР (и соответственно линейный участок характеристики вход — выход одного плеча двухтактного МУС) смещается на величину  $\Delta H_t$  и изменяет свой наклон (рис. 2). Наклон ДКР соответствует некоторой магнитной проницаемости  $\mu_{nk}$ , которой пропорционально передаточное сопротивление  $k$ . Рабочему участку ДКР соответствует средняя проницаемость или крутизна; последнюю обозначим через  $k$ . Динамические кривые размагничивания сердечников одного плеча будем считать одинаковыми.

Параметры ДКР сердечников разных плеч при номинальной температуре отличаются друг от друга и от некоторых средних значений  $H_0$  и  $k$  для сердечников данного типа:

$$H_{01}=H_0+\Delta H_1; H_{02}=H_0+\Delta H_2; k_1=k+\Delta k_1; k_2=k+\Delta k_2. \quad (1)$$



а)



б)

Рис. 1

Вологодская областная универсальная научная библиотека

www.booksite.ru

Отклонения от средних значений могут быть выражены в относительных величинах по отношению к среднему значению. При этом, например,

$$H_{01}=H_0(1+\delta H_1), \quad k_2=k(1+\delta k_2), \quad (2)$$

где

$$\delta H_1=\Delta H_1/H_0, \quad \delta k_2=\Delta k_2/k. \quad (3)$$

Возьмем примерно на середине линейного участка ДКР опорную точку  $\Delta B_0, H_0$ . Тогда на этом участке имеем:

$$\Delta=\mu_0 k(H-H_0)+\Delta B_0. \quad (4)$$

В сбалансированном усилителе при отсутствии входного сигнала и токов дополнительных обратных связей перепады индукции в каждом плече равны друг другу:  $\Delta B_1=\Delta B_2=\Delta B_0$ . По уровню  $\Delta B_0$  и определяются величины  $H_{01}, H_{02}$  и  $\Delta H_t$  (рис. 2).

С изменением температуры изменяются (по-разному в плечах) значения обоих параметров ДКР:

$$\left. \begin{aligned} H_{01t} &= H_{01} + \Delta H_{1t}; & H_{02t} &= H_{02} + \Delta H_{2t}; \\ K_{1t} &= K_1 + \Delta k_{1t}; & k_{2t} &= k_2 + \Delta k_{2t}. \end{aligned} \right\} \quad (5)$$

Обычно температурные изменения даны в относительных величинах по отношению к значению параметра данного сердечника при номинальной температуре. Например,

$$\delta H_{1t}=\Delta H_{1t}/H_{01}; \quad \delta k_{2t}=\Delta k_{2t}/k_2. \quad (6)$$

Если значения параметров ДКР плеч и их отклонения выражены через средние значения, то тогда, например,

$$\Delta H_{1t}=H_0(1+\delta H_1)\delta H_{1t}; \quad (7)$$

$$\Delta k_{2t}=k(1+\delta k_2)(1+\delta k_{2t}). \quad (8)$$

Следует помнить, что в выражения типа (7) и (8) входят относительные величины, определенные по-разному: по (3) и (6).

При стабилизированном (и автоматическом) смещении усилителя величина поля смещения при изменении температуры сердечников не меняется, при внутреннем — зависит от величины токов плеч и меняется с температурой. При внутреннем смещении и отсутствии входного сигнала в плечах усилителя будут разные перепады индукции, зависящие от изменения параметров ДКР и поля смещения и отличающиеся от начального перепада  $\Delta B_0$  на величину (рис. 2)

$$\begin{aligned} \Delta B_{1t} &= \mu_0 k_{1t}(H_{1_{\text{вн}}}-H_{01}+\Delta H_{1t}), \\ \Delta B_{2t} &= \mu_0 k_{2t}(H_{2_{\text{вн}}}-H_{02}+\Delta H_{2t}), \end{aligned}$$

где  $H_{1_{\text{вн}}}$  и  $H_{2_{\text{вн}}}$  — поля смещения соответственно первого и второго плеча усилителя при данной температуре.

Напряжение дрейфа на выходе усилителя при неизмененных остальных параметрах усилителя равно [Л. 2]:

$$U_d=2f\omega_p S\eta(\Delta B_{2t}-\Delta B_{1t})$$

или

$$U_d=2f\omega_p S\mu_0\eta[\Delta H_{2t}k_{2t}-\Delta H_{1t}k_{1t}+(H_{2_{\text{вн}}}-H_{02})k_{2t}-(H_{1_{\text{вн}}}-H_{01})k_{1t}], \quad (9)$$

где  $\eta$  — к. п. д. рабочей цепи усилителя.

Из (7) — (9) имеем:

$$U_d=2f\omega_p S\mu_0\eta k H_0 \left[ a_1 \delta H_{2t} - a_1 \delta H_{1t} + (a_2 - a_1) \left( \frac{H_{1_{\text{вн}}}}{H_{01}} - 1 \right) \right], \quad (10)$$

где

$$\left. \begin{aligned} a_1 &= (1+\delta H_1)(1+\delta k_1)(1+\delta k_{1t}); \\ a_2 &= (1+\delta H_2)(1+\delta k_2)(1+\delta k_{2t}). \end{aligned} \right\} \quad (11)$$

В (10) учтено, что для относительных величин имеет место равенство:  $H_{2_{\text{вн}}}/H_{02}=H_{1_{\text{вн}}}/H_{01}$ .

Дрейф нуля в форме тока дрейфа  $J_d$ , приведенного ко входу усилителя с помощью среднего значения передаточного сопротивления в номинальных условиях

$$k_d=4f\omega_p S\eta\mu_0 k, \quad (12)$$

выражается в виде:

$$J_d = \frac{U_x}{k_R} = \frac{H_0 l}{2w_y} [\dots], \quad (12)$$

где в квадратных скобках то же выражение, что и в (10).

В усилителе со стабилизированным смещением  $(H_{1\text{вн}}/H_{01}) = 1$ . При этом ток дрейфа

$$J'_d = \frac{H_0 l}{2w_y} (a_2 \delta H_{2t} - a_1 \delta H_{1t}). \quad (13)$$

Такая же слагающая тока дрейфа (13) есть и при внутреннем смещении (12), но, кроме того, при этом есть еще вторая слагающая:

$$J''_d = \frac{H_0 l}{2w_y} (a_2 - a_1) \delta H_{\text{вн}}, \quad (14)$$

где

$$\delta H_{\text{вн}} = \frac{H_{1\text{вн}}}{H_{01}} - 1 = \frac{\Delta H_{1\text{вн}}}{H_{01}}$$

есть относительное температурное изменение поля смещения (по отношению к полю при номинальной температуре), зависящее от параметров цепи смещения и ДКР сердечников.

Поскольку значения и знаки приращений параметров ДКР сердечника — случайные величины, зависящие не только от свойств собственно материала, но и от механических деформаций сердечника, значения и знаки слагающих тока дрейфа (13) и (14) также случайные величины. В принципе контрольная аппаратура [Л. 6] позволяет подбирать сердечники так, чтобы получить минимальный дрейф нуля при том или ином типе смещения. Однако такой подбор осуществлять очень трудно. Обычно, если все сердечники проходят контроль не только при номинальной температуре, но и в заданном диапазоне рабочих температур, то комплектация ведется по заданным допускам на разницу в относительных изменениях параметров. Следовательно, нельзя утверждать, что внутреннее смещение обеспечивает большую стабильность нуля, чем стабилизированное: наоборот, в общем случае оно дает худшую стабильность нуля. Этот вывод был подтвержден экспериментом на ряде усилителей с различными сердечниками.

Если в номинальных условиях сердечники для обоих плеч подобраны так, что с достаточной точностью могут характеризоваться одной средней ДКР  $(\delta H_1 = \delta H_2 = \delta k_1 = \delta k_2 = 0)$ , то из (10) — (13) получим более простые выражения для тока дрейфа соответственно при стабилизированном и внутреннем смещениях:

$$J'_d = \frac{H_0 l}{2w_y} (\delta H_{2t} - \delta H_{1t} + \delta H_{2t} \delta k_{2t} - \delta H_{1t} \delta k_{1t}); \quad (15)$$

$$J_d = J'_d + J''_d = J'_d + \frac{H_0 l}{2w_y} \left( \frac{H_{1\text{вн}}}{H_0} - 1 \right) (\delta k_{2t} - \delta k_{1t}). \quad (16)$$

Можно связать величину  $H_{1\text{вн}}$  с изменениями параметров ДКР, полагая, что только ими вызвано изменение поля смещения. Обозначим выходные напряжения плеч в номинальных условиях через  $U_{10}$  и  $U_{20}$ , а при температуре соответственно  $U_{1t}$  и  $U_{2t}$ . Напряженность поля смещения при к. п. д.  $\eta = 1$  пропорциональна сумме выходных напряжений плеч (рис. 1, б).  $H_0 = c_1 (U_{10} + U_{20})$ ,  $H_{1\text{вн}} = c_1 (U_{1t} + U_{2t})$ ,

где постоянная  $c_1$  зависит от параметров цепи смещения, а выходные напряжения плеч (не учитывая напряжения на диодах) равны:

$$U_{10} = U_{20} = E - c_2 \Delta B_0; \quad U_{1t} = E - c_2 (\Delta B_0 + \Delta B_{1t});$$

$$U_{2t} = E - c_2 (\Delta B_0 + \Delta B_{2t}).$$

Здесь постоянная  $c_2 = 2f w_p S$ .

Из этих соотношений для случая, когда в номинальных условиях ДКР сердечников обоих плеч одинаковы, получим:

$$J''_d = - \frac{H_0 l}{2w_y} \times$$

$$\times \frac{c_1 (\delta H_{1t} + \delta H_{2t} + \delta H_{1t} \delta k_{1t} + \delta H_{2t} \delta k_{2t}) (\delta k_{2t} - \delta k_{1t})}{1 + c_1 c_2 \mu_0 k (2 + \delta k_{1t} + \delta k_{2t})}. \quad (17)$$

Эта вторая слагающая тока дрейфа при внутреннем смещении (16) обусловлена изменением поля смещения от температурных изменений ДКР. При стабилизированном смещении  $J''_d = 0$  (в выражении (17) надо полагать  $c_1 = 0$ ).

Экспериментальные исследования дрейфа от изменения температуры сердечников и проверка полученных соотношений были выполнены на трех различных усилителях (по два экземпляра каждый) с сердечниками из материала 79 НМ при частоте питания 427 Гц.

Усилители № 1 и 2. Сердечники ОЛ 25/35-5, толщина ленты 0,05; обмотки  $w_p = 2600$ ,  $w_y = 2000$ .

Усилители № 3 и 4. Сердечники ОЛ 35/40-7, толщина ленты 0,05; обмотки  $w_p = 3600$ ,  $w_y = 500$ .

Усилители № 5 и 6. Сердечники 19/25-2, 10 штампованных колец по 0,2; обмотки  $w_p = 1000$ ,  $w_y = 500$ .

Параметры ДКР сердечников определялись с помощью установки для контроля и комплектации сердечников [Л. 6] при 20 и 60 °C, относительные изменения параметров рассчитывались соответственно по (3) и (6).

Сердечники подбирались так, чтобы в одном экземпляре усилителя каждого типа дрейф при изменении температуры от 20 до 60 °C был меньше при стабилизированном смещении, чем при внутреннем смещении, а в другом экземпляре — наоборот. Такая возможность следует из выражений для слагающих тока дрейфа.

В табл. 1 даны величины приведенного тока дрейфа (в микроамперах); в числителе — рассчитанные по (12) и (13), в знаменателе — измеренные. В ходе эксперимента нагревались только дроссели. Из данных табл. 1 видно, что полученные выражения дают удовлетворительное количественное совпадение расчетных и опытных величин.

Специальным подбором сердечников можно при обоих типах смещения получить сравнимо близкие значения тока дрейфа. Однако на практике обычно невозможно вести такой подбор, поэтому поскольку, как указывалось выше, слагающие тока дрейфа  $J'_d$  и  $J''_d$  суть случайные величины, стабилизированное смещение обеспечит меньший дрейф нуля в партии усилителей.

Теперь остановимся на влиянии нестабильности тока смещения в схеме рис. 1, а, полагая все параметры усилителя, напряжение питания рабочей цепи и температуру неизменными. Если при номинальном токе смещения усилитель был сбалансирован, то при изменении тока смещения появится дрейф нуля, связанный с отличием параметров ДКР сердечников плеч.

Перепады индукции в плечах изменяются по сравнению с начальным перепадом на величину

$$\Delta B_{1\text{см}} = \mu_0 k_1 (H_{\text{см}1} - H_{01}); \quad \Delta B_{2\text{см}} = \mu_0 k_2 (H_{\text{см}2} - H_{02}),$$

что приведет к появлению напряжения дрейфа

$$U_d = 2f w_p S \eta (\Delta B_{2\text{см}} - \Delta B_{1\text{см}}).$$

Таблица 1

Тип смещения	Номер усилителя					
	1	2	3	4	5	6
Стабилизированное	0,43	0,55	0,06	0,35	1,60	1,27
	0,40	0,51	0,04	0,34	1,45	0,95
Внутреннее	0,83	0,39	0,07	0,10	0,82	1,45
	0,60	0,45	0,06	0,15	0,50	1,45

Таблица 2

Ток смещения	Номер усилителя					
	1	2	3	4	5	6
1,1 $I_{\text{см}N}$	1,65	0,30	0,48	0,40	9,3	5,9
	1,10	0,53	0,40	0,33	7,4	5,0
0,9 $I_{\text{см}N}$	1,65	0,30	0,48	0,40	9,3	5,9
	1,20	0,45	0,57	0,55	7,0	5,0

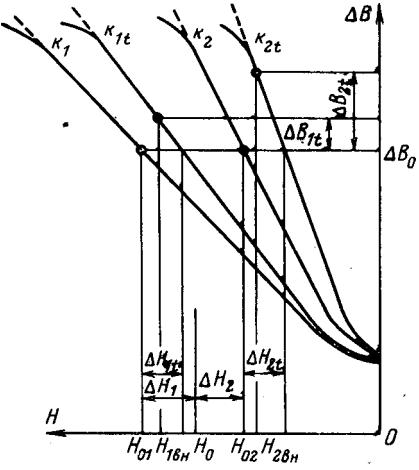


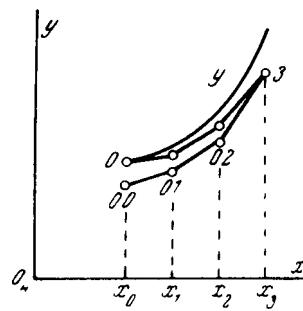
Рис. 2.

## Об одном приеме использования метода Эйлера для численного расчета переходных процессов

Канд. техн. наук, доц. А. Ф. БЕРЕЗОВСКИЙ

Ярославль

В электротехнике, например в задачах теории электропривода, используются приближенные численные методы решения дифференциальных уравнений, к которым относятся метод Эйлера [Л. 1] и представляющий его непосредственное развитие метод Рунге-Кутта [Л. 2].



до  $x_0$  (см. точки 3, 02, 01, 00 и в таблице).

Ниже предлагается опровергнутый прием применения метода Эйлера, состоящий в следующем.

1. При решении дифференциального уравнения типа  $y' = f(x, y)$  методом Эйлера производится несколько обычных шагов с интервалом  $h = x_{k+1} - x_k$ , например, от  $x_0$  до  $x_3$  (см. точки 0...3 искомой функции на рисунке и в таблице).

2. Методом Эйлера производится возврат в исходное положение, например, от  $x_3$  искомой функции на рисунке

$k$ (индекс шага)	$x_k$	$y_k$	$y'_k$	$k$ (индекс шага)	$x_k$	$y_k$	$y'_k$
0	$x_0$	$y_0$	$y'_0$	02	$x_2$	$y_{02} = y_3 - hy'_3$	$y'_{02}$
1	$x_1$	$y_1 = y_0 + hy'_0$	$y'_1$	01	$x_1$	$y_{01} = y_{02} - hy'_{02}$	$y'_{01}$
2	$x_2$	$y_2 = y_1 + hy'_1$	$y'_2$	00	$x_0$	$y_{00} = y_{01} - hy'_{01}$	$y'_{00}$
3	$x_3$	$y_3 = y_2 + hy'_2$	$y'_3$				

3. Вычисляются поправки  $\Delta_k$ , которые затем, если они существенные, добавляются к результатам, полученным при обычных шагах методом Эйлера (по п. 1).

Переходя, как и выше, к относительным величинам и полагая, что изменение тока смещения вызвано нестабильностью напряжения питания цепи смещения, когда относительные изменения поля смещения в обоих плечах одинаковы, т. е.

$$\delta H_{\text{см}1} = \frac{H_{\text{см}1} - H_{01}}{H_{01}} = \frac{H_{\text{см}2} - H_{02}}{H_{02}} = \delta H_{\text{см}},$$

получим

$$U_d = 2f\omega_p S \eta \mu_0 k H_0 [(1 + \delta H_2)(1 + \delta k_2) - (1 + \delta H_1)(1 + \delta k_1)] \delta H_{\text{см}}; \quad (18)$$

$$J_d = \frac{H_0 I}{2\omega_p} [\dots] \delta H_{\text{см}}. \quad (19)$$

В (19) в квадратных скобках то же выражение, что в (18).

В табл. 2 даны величины приведенного тока дрейфа (в микроамперах) при изменении тока смещения на  $\pm 10\%$  в схеме рис. 1,а (в числителе — рассчитанные по (19), в знаменателе — измеренные).

В статье не рассматривается дрейф нуля, вызванный изменением напряжения питания рабочей цепи. Анализ и эксперимент показали, что и в этих условиях в общем случае стабилизированное смещение дает наилучшие результаты по дрейфу нуля.

В заключение отметим, что при существующем уровне отечественной технологии производства, контроля и подбора идентичных сердечников следует отдать предпочтение стабилизированному смещению.

4. Поправки вычисляются по расхождению, которое накапливается при обычных и возвратных шагах метода Эйлера. Наиболее общий первый вариант вычисления поправок состоит в следующем. При обычном шаге от  $x_0$  к  $x_1$  и возвратном от  $x_1$  к  $x_0$  накапливается погрешность

$$\delta_{11} = (y_{00} - y_0) - (y_{01} - y_1). \quad (1)$$

Этому в среднем на первый шаг соответствует поправка

$$\Delta_{11} = -0,5\delta_{11} = \frac{(y_0 - y_{00}) - (y_1 - y_{01})}{2}. \quad (2)$$

Однако будем пользоваться не этой усредненной поправкой, а более определенным и точным добавлением третьего члена степенного ряда Тейлора.

Подставляя в (2) данные из таблицы и вводя обозначения:

$$\alpha_{11} = \frac{h}{2} (y'_1 - y'_{01}); \alpha_{21} = \frac{h}{2} (y'_2 - y'_{02}), \quad (3)$$

найдем выражение третьего члена степенного ряда Тейлора:

$$\frac{h^2 y''_0}{2!} = \frac{h^2 (y'_1 - y'_{01})}{2h} = \Delta_{11} + \alpha_{11}, \quad (4)$$

который отличается от поправки  $\Delta_{11}$  на корректирующую величину  $\alpha_{11}$ . Аналогично определяем третий член ряда соответственно для второго и третьего шагов:

$$\frac{h^2 y''_1}{2!} = \frac{h^2 (y'_2 - y'_{02})}{2h} = \Delta_{21} + \alpha_{21}; \quad \left. \begin{array}{l} \Delta_{21} = \frac{(y_1 - y_{01}) - (y_2 - y_{02})}{2} ; \end{array} \right\} \quad (5)$$

$$\frac{h^2 y''_2}{2!} = \frac{h^2 (y'_3 - y'_{00})}{2h} = \Delta_{31} = \frac{y_2 - y_{02}}{2}. \quad (6)$$

зированному смещению. В тех случаях, когда дрейф нуля не является определяющим или когда сердечники достаточно идентичны, целесообразно применять внутреннее смещение, так как при этом схема проще и надежность усилителя выше.

### ЛИТЕРАТУРА

1. Розенблат М. А., Магнитные усилители, изд-во «Советское радио», 1960.

2. Липман Р. А. и Негневич И. Б., Магнитные усилители постоянного тока с самонасыщением, Изд. МЭИ, 1966.

3. Елисеев С. И., Негневич И. Б. и Рубановский М. В., Дрейф нуля двухтактных магнитных усилителей и выбор материала для их сердечников, сб. «Электротехническая промышленность», 1969, вып. 339.

4. Розенблат М. А., Керников Ф. И. и Вербицкий М. В., Двухтактный магнитный усилитель, Авторск. свид. № 190427, Бюлл. изобр., 1966, № 2.

5. Елисеев С. И. и Негневич И. Б., Влияние температуры на динамическую кривую размагничивания тороидальных сердечников из пермаллоевых сплавов, «Автоматика и телемеханика», 1967, № 8.

6. Негневич И. Б. и Соловкин Э. Л., Исследование, контроль и комплектация тороидальных сердечников магнитных усилителей с самонасыщением по динамической кривой размагничивания, сб. «Магнитные аналоговые элементы», изд-во «Наука», 1965.

[12.2.1971]

Добавляя третий член ряда Тейлора по (4) к величине  $y_1$ , вычисленной при обычных шагах методом Эйлера, получим уточненное значение функции после первого шага:

$$y_{1p} = y_1 + \Delta_{11} + \alpha_{11} = y_0 + hy'_0 + \frac{h^2 y''_0}{2!}. \quad (7)$$

Для вычисления уточненного значения функции после второго шага аналогично добавляем две поправки  $\Delta_k$  с корректирующими величинами  $\alpha_k$ :

$$y_{2p} = y_2 + \Delta_{11} + \alpha_{11} + \Delta_{21} + \alpha_{21} = y_{1p} + hy'_1 + \frac{h^2 y''_1}{2!}. \quad (8)$$

После третьего шага добавляем три поправки с их корректирующими величинами:

$$y_{3p} = y_3 + \Delta_{11} + \alpha_{11} + \Delta_{21} + \alpha_{21} + \Delta_{31} = y_{2p} + hy'_2 + \frac{h^2 y''_2}{2!}. \quad (9)$$

Таким образом, при каждом шаге в уточненное значение функции входит точное или уточненное значение функции на предыдущем шаге и еще два члена степенного ряда Тейлора, вычисленные для неуточненного значения функции, найденного по методу Эйлера. Если вычисленные поправки  $\Delta_{11}$ ,  $\Delta_{21}$ ,  $\Delta_{31}$  (в сумме с их корректирующими величинами) заметно различаются, то можно для повышения точности ввести в качестве дополнительной поправки следующий член ряда Тейлора:

$$\begin{aligned} \delta_k &= \frac{h^3 y'''_k}{3!} = \frac{h^3 (y''_{k+1} - y''_k)}{6h} = \\ &= \frac{[(\Delta_{(k+1)1} + \alpha_{(k+1)1}) - (\Delta_{k1} + \alpha_{k1})]}{3}. \end{aligned} \quad (10)$$

Когда корректирующие величины  $\alpha_k$  достаточно малы, их можно не учитывать.

5. Возможен также более простой второй вариант вычисления поправок.

Разность  $(y_0 - y_{00})$  на рисунке и в таблице накопилась за три обычных и три возвратных шага. Поэтому соответствующая поправка в среднем составит:

## Способ аналитического представления характеристик нелинейных элементов

С. К. САВИН

При исследовании нелинейных электрических цепей возникает необходимость аналитического представления вольт-амперной характеристики нелинейного элемента. Для этого часто применяют разложение в ряд Тейлора:

$$i = f(e) \approx a_0 + \sum_{k=1}^n a_k (e - E)^k, \quad (1)$$

где

$$a_0 = f(E); \quad a_k = \frac{1}{k!} f^{(k)}(E).$$

В том случае, когда вольт-амперная характеристика известна в виде экспериментальной кривой или таблицы, определение производных сложно и, кроме того, не может быть произведено с высокой точностью. Поэтому рассмотрим другой, более простой способ определения коэффициентов полинома (1).

Пусть напряжение, действующее в цепи нелинейного элемента, имеет вид:

$$e = E + U \cos \tau, \quad (2)$$

где  $\tau = \omega t + \varphi$ ;  $\omega$  — круговая частота;  $t$  — время;  $\varphi$  — начальная фаза.

Подставляя (2) в ряд (1) и используя известные из тригонометрии соотношения

$$\cos^2 \alpha = \frac{1}{2} (1 + \cos 2\alpha); \quad \cos^3 \alpha = \frac{1}{4} (3 \cos \alpha + \cos 3\alpha);$$

$$\begin{aligned} \Delta_{12} &= \frac{y_0 - y_{00}}{6} \approx \frac{h^2}{2!} \frac{y''_0 + y''_1 + y''_2}{3} = \\ &= \frac{h^2 y''_0}{2!} + 3 \frac{h^3 y'''_0}{3!} + 4 \frac{h^4 y''''_0}{4!}. \end{aligned} \quad (11)$$

Разность  $(y_1 - y_{01})$  накопилась за два обычных и два возвратных шага, а потому поправка в среднем принимается равной

$$\Delta_{22} = \frac{y_1 - y_{01}}{4} \approx \frac{h^2}{2!} \frac{y''_1 + y''_2}{2} = \frac{h^2 y''_1}{2!} + 1,5 \frac{h^3 y'''_1}{3!}. \quad (12)$$

Разность  $(y_2 - y_{02})$  накопилась за один обычный и один возвратный шаг, вследствие чего поправка такая же, как в (6):

$$\Delta_{32} = \frac{y_2 - y_{02}}{2} = \Delta_{31} = \frac{h^2 y''_2}{2!}. \quad (13)$$

Приближенные знаки равенства в (11) и (12) вызваны тем, что принятые равными нулю корректирующие величины  $\alpha_k$  по (3). Уточненное значение искомой функции на каждом шагу находим по (7) — (9), подставляя вместо поправок  $\Delta_{11}$ ,  $\Delta_{21}$ ,  $\Delta_{31}$  поправки  $\Delta_{12}$ ,  $\Delta_{22}$ ,  $\Delta_{32}$  и принимая равными нулю корректирующие величины  $\alpha_{11}$  и  $\alpha_{21}$ .

В (11) и (12) среднее значение второй производной за несколько шагов соответствует введению новых членов ряда Тейлора с избыточными коэффициентами (3; 4; 1,5). Это повышает точность на первых шагах, а также компенсирует как малое количество членов ряда Тейлора на последнем шаге, так и пренебрежение на первых шагах корректирующими величинами  $\alpha_k$  по (3). Если появится опасение, что произошло «перекомпенсирование», то можно это проверить, перейдя к первому варианту поправок по п. 4.

6. Ошибки, допущенные в процессе вычислений, обнаруживаются по неравномерности прироста величины поправок  $\Delta_k$ .

## ЛИТЕРАТУРА

- Крылов А. Н., Лекции о приближенных вычислениях, Изд. АН СССР, 1933.
- Березин И. С. и Жидков Н. П., Методы вычислений, т. II, Физматгиз, 1960.

[22.2.1971]

УДК 621.372.001.24

$$\cos^4 \alpha = \frac{1}{8} (3 + 4 \cos 2\alpha + \cos 4\alpha);$$

$$\cos^5 \alpha = \frac{1}{16} (10 \cos \alpha + 5 \cos 3\alpha + \cos 5\alpha) \text{ и т. д.},$$

после преобразований получим:

$$i = f(E + U \cos \tau) \approx I_0 + \sum_{k=1}^n I_k \cos k\tau. \quad (3)$$

Для  $k = 5$

$$I_0 = a_0 + \frac{1}{2} a_2 U^2 + \frac{3}{8} a_4 U^4;$$

$$I_1 = a_1 U + \frac{3}{4} a_3 U^3 + \frac{5}{8} a_5 U^5;$$

$$I_2 = \frac{1}{2} a_2 U^2 + \frac{1}{2} a_4 U^4; \quad I_3 = \frac{1}{4} a_3 U^3 + \frac{5}{16} a_5 U^5;$$

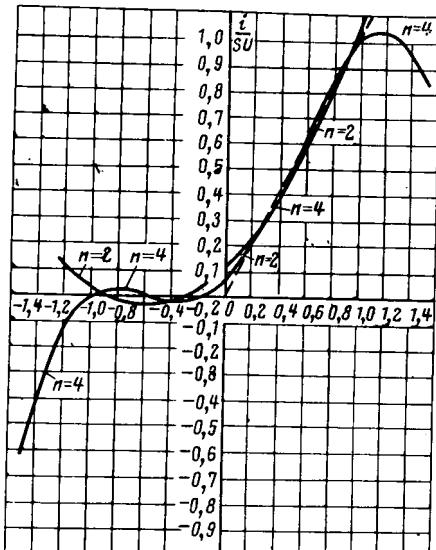
$$I_4 = \frac{1}{8} a_4 U^4; \quad I_5 = \frac{1}{16} a_5 U^5.$$

Из соотношений (4) находим:

$$a_0 = I_0 - I_2 + I_4; \quad a_1 = \frac{1}{U} (I_1 - 3I_3 + 5I_5);$$

$$a_2 = \frac{2}{U^2} (I_2 - 4I_4); \quad a_3 = \frac{4}{U^3} (I_3 - 5I_5); \quad (5)$$

$$a_4 = \frac{8}{U^4} I_4; \quad a_5 = \frac{16}{U^5} I_5,$$



откуда следует, что вычисление коэффициентов ряда (1) можно свести к определению постоянной составляющей  $I_0$  и амплитуд гармоник  $I_k$  тока, протекающего в цепи нелинейного элемента при воздействии напряжения (2). Коэффициенты тригонометрического ряда (3), входящие в соотношения (5), определим как коэффициенты Фурье:

$$I_0 = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} f(E + U \cos \tau) d\tau;$$

$$I_k = \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} f(E + U \cos \tau) \cos k\tau d\tau. \quad (6)$$

Для вычисления коэффициентов (6) можно воспользоваться методами практического гармонического анализа [Л. 1]. Их также можно определить и инструментально с помощью различных механических, электромеханических, электронных и других анализаторов гармоник [Л. 1 и 2].

Соотношения (5) получены для полинома степени  $n=5$ . Для полиномов степени  $n < 5$  коэффициенты находятся из этих же соотношений приравниванием отсутствующих коэффициентов нулю. Например, при  $n=2$  имеем:

$$a_0 = I_0 - I_2; \quad a_1 = \frac{1}{U} I_1; \quad a_2 = \frac{2}{U^2} I_2.$$

Апроксимируем полиномом (1) вольт-амперную характеристику вида:

$$i = f(e) = \begin{cases} S(e - E) & \text{при } e \geq E; \\ 0 & \text{при } e < E. \end{cases} \quad (7)$$

В этом случае в цепи нелинейного элемента под воздействием напряжения (2) протекает ток в виде косинусоидальных импульсов с углом отсечки равным  $90^\circ$ . Коэффициенты (6) равны:

$$I_0 = 0.319SU; \quad I_1 = 0.5SU; \quad I_2 = 0.212SU; \\ I_3 = I_5 = 0; \quad I_4 = -0.042SU.$$

По формулам (5) определяем коэффициенты полинома (1):

1) при  $n=2$ ; 3:

$$a_0 = 0.107SU; \quad a_1 = 0.5S; \quad a_2 = 0.424 \frac{S}{U}; \quad a_3 = 0;$$

2) при  $n=4$ ; 5:

$$a_0 = 0.065SU; \quad a_1 = 0.5S; \quad a_2 = 0.76 \frac{S}{U};$$

$$a_3 = a_5 = 0; \quad a_4 = -0.336 \frac{S}{U^3}.$$

Подставляя найденные значения коэффициентов в (1), получаем:

1) при  $n=2$ :

$$i \approx SU \left[ 0.107 + 0.5 \frac{e - E}{U} + 0.424 \left( \frac{e - E}{U} \right)^2 \right];$$

2) при  $n=4$

$$i \approx SU \left[ 0.065 + 0.5 \frac{e - E}{U} + 0.76 \left( \frac{e - E}{U} \right)^2 - 0.336 \left( \frac{e - E}{U} \right)^4 \right].$$

Графики этих полиномов приведены на рисунке. На том же рисунке штриховой линией показан оригинал (7). Точность совпадения кривых возрастает с увеличением степени полинома (1).

В пределах изменения напряжения

$$E - U \leq e \leq E + U \quad (8)$$

аналитическое выражение при  $n=4$  относительно хорошо отображает оригинал. Вне этой области точность резко ухудшается. Поэтому амплитуду  $U$  и смещение  $E$  напряжения (2) необходимо выбирать так, чтобы область изменения напряжения, в пределах которой необходимо представить вольт-амперную характеристику полиномом (1), удовлетворяла условию (8).

В отличие от непосредственного разложения в ряд Тейлора рассмотренный способ позволяет представить в виде степенного полинома зависимости, имеющую точки разрыва. Основным же достоинством рассмотренного способа является возможность свести определение коэффициентов полинома (1) к инструментальным методам гармонического анализа.

## ЛИТЕРАТУРА

1. Серебренников М. Г., Гармонический анализ. Гостехиздат, 1948.

2. Крылов А. Н., Лекции о приближенных вычислениях. Гостехиздат, 1954.

13.11.1970

УДК 621.314.224.001.24:621.316.925.2

## Расчет трансформаторов тока по упрощенной характеристике намагничивания

Инж. Э. М. ЛИБЕРЗОН

Горький

В [Л. 1—3] анализ установившихся и переходных процессов в трансформаторах тока, питающих аппаратуру релейной защиты, основан на приближенных методах, базирующихся на использовании простейшей идеально прямоугольной характеристики намагничивания (ПХН), что вызывается трудностями аналитического решения задачи с учетом нелинейности магнитных характеристик сердечников трансформаторов, особенно при глубоком насыщении.

В данной статье определялась область применения приближенных методов и оценивались значения расчетных погрешностей, свойственных этим методам. Эта задача решалась на АВМ<sup>1</sup>.

<sup>1</sup> Моделирование производилось автором совместно с В. Д. Южбенко.

Структурная схема модели (рис. 1) составлена на основании схемы замещения трансформаторов тока (рис. 2) по уравнениям:

$$\begin{aligned} i_2 &= i'_1 - i'_0; \\ \Phi &= r_2 \int i_2 dt + L_2 i_2 + \Phi_r; \\ i_0(\Phi) & \end{aligned} \quad (1)$$

где  $\Phi$  — потокосцепление вторичной обмотки трансформатора;  $\Phi_r$  — остаточное потокосцепление.

При составлении схемы модели были использованы рекомендации [Л. 4] по обеспечению устойчивой ее работы при любом характере нагрузки. Моделировался трансформатор тока типа ТВ-35, 200/5 со следующими параметрами: число витков

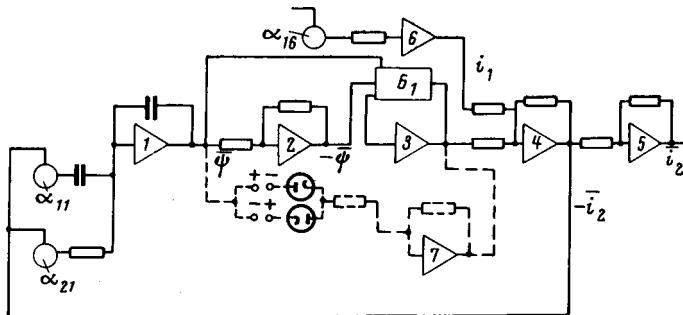


Рис. 1.

вторичной обмотки  $w_2=38$ , сечение магнитопровода  $S=34 \times 10^{-4} \text{ м}^2$ , средняя длина магнитной силовой линии  $l=0,41 \text{ м}$ , сталь марки Э42. Зависимость  $i_0(\psi)$  набиралась дважды: вначале ПХН на диодных ячейках, включенных на вход решающего усилителя, а затем средняя кривая намагничивания на универсальном блоке нелинейности, включенном в цепь обратной связи усилителя.

Средняя кривая намагничивания дает наибольшую точность расчетов при определении кривых тока и напряжения [Л. 4 и 5]. Эта кривая была получена из динамической петли, снятой осциллографическим способом со вторичной обмотки трансформатора ТВ-35, 200/5. При высоких значениях напряженности поля использовалась амплитудная динамическая характеристика. При моделировании была сделана попытка произвести расчеты с учетом динамической петли, включая инерционное звено, состоящее из усилителя, в цепи обратной связи которого параллельно включены  $R$  и  $C$  [Л. 4 и 6].

Однако в рассматриваемых режимах ( $H>H_c$ ) петля получилась настолько узкой, что заметной разницы в форме вторичных токов без учета и с учетом петли обнаружено не было. Это подтверждает выводы [Л. 7]. Поэтому все расчеты выполнялись по средней кривой без учета динамической петли.

Для оценки влияния наклона характеристики намагничивания в насыщенном состоянии на значения и формы кривых токов отдельные расчеты проводились по характеристике вида (2,6) с увеличенным наклоном кривой. Такую характеристику может иметь трансформатор со стержневыми сердечниками. Значения первичного и вторичного токов и потокосцепления регистрировались на шлейфном осциллографе Н-102.

Масштабы моделирования: частота — 1 гц,  $m_f=0,02$ ; ток  $(i'_1, i_2, i'_0) — 18—1a$ ,  $m_i=1 \text{ в/а}$ ; потокосцепление 75 в — 0,25 в·сек,  $m_\phi=288 \text{ в/в·сек}$ .

Напряжение ограничения на диодной ячейке — 45 в (соответствует индукции насыщения  $B_s=1,2 \text{ тл}$ ). Моделирование тока короткого замыкания с апериодической слагающей при исследовании переходных процессов проводилось с использованием инерционного звена, подключенного к схеме с синусоидальным напряжением [Л. 4]. Результаты анализа для установившегося и переходного режимов приведены ниже.

**Установившийся режим.** Поскольку выбор расчетного параметра  $B_s$  для обычных электротехнических сталей в известной степени произведен, расчеты выполнялись для трех его значений: рекомендованного [Л. 1] ( $B_s=1,4 \text{ тл}$  для ленточного сердечника из стали Э42), а также для  $B_s=1,2 \text{ тл}$  и  $B_s=1,6 \text{ тл}$ .

Оценка точности графо-аналитического метода расчета трансформатора с ПХН [Л. 1 и 2] производилась сравнением вторичных токов, полученных по ПХН и по средней характеристике (кривые  $a$  и  $b$  рис. 2) при различных нагрузках. Предварительно была установлена тождественность результатов расчета по ПХН на АВМ и графо-аналитическим методом по универсальным характеристикам [Л. 1 и 2].

С учетом этой тождественности на АВМ моделировался только один режим с ПХН — при  $B_s=1,2 \text{ тл}$ . При  $B_s=1,4 \text{ тл}$  и  $B_s=1,6 \text{ тл}$  расчет производился по универсальным характеристикам.

По методу ПХН погрешности трансформатора тока однозначно определяются обобщенным коэффициентом:

$$c = \frac{k}{I_1 z_2}, \quad (2)$$

где  $k$  — постоянный для данного типа трансформатора коэффициент, зависящий от его параметров и принятой индукции насыщения  $B_s$ ;  $I_1$  — первичный ток, протекающий через трансформатор;  $z_2$  — сопротивление вторичной ветви трансформатора.

Для трансформатора ТВ-35  $k=1310$  ( $B_s=1,2 \text{ тл}$ );  $k=1530$  ( $B_s=1,4 \text{ тл}$ );  $k=1750$  ( $B_s=1,6 \text{ тл}$ ).

Сравнивались два режима при активной нагрузке и неизменном значении произведения  $I_1 r_2$ :

1-й режим —  $I=2700 \text{ а}$ ;  $r_2=0,825 \text{ ом}$ ;  $I_1 r_2=2230$ .

2-й режим —  $I=1270 \text{ а}$ ;  $r_2=1,75 \text{ ом}$ ;  $I_1 r_2=2230$ .

Расчеты ПХН дают в обоих случаях одну и ту же токовую погрешность при следующих значениях вторичных токов:

$B_s=1,2 \text{ тл}$   $I_2=55,5 \text{ а}$ ;  $I_2=37,4 \text{ а}$ ;  $k_\phi=1,48$  — 1-й режим;  
 $c=0,585$   $I_2=26,1 \text{ а}$ ;  $I_{2\text{ep}}=17,6 \text{ а}$ ;  $k_\phi=1,48$  — 2-й режим;

$B_s=1,4 \text{ тл}$   $I_2=62 \text{ а}$ ;  $I_{2\text{ep}}=45 \text{ а}$ ;  $k_\phi=1,38$  — 1-й режим;  
 $c=0,685$   $I_2=29,1 \text{ а}$ ;  $I_{2\text{ep}}=21,1 \text{ а}$ ;  $k_\phi=1,38$  — 2-й режим;

$B_s=1,6 \text{ тл}$   $I_2=65,3 \text{ а}$ ;  $I_{2\text{ep}}=49 \text{ а}$ ;  $k_\phi=1,33$  — 1-й режим;  
 $c=0,78$   $I_2=30,8 \text{ а}$ ;  $I_{2\text{ep}}=23 \text{ а}$ ;  $k_\phi=1,33$  — 2-й режим.

Здесь  $k_\phi$  — коэффициент формы кривой тока.

Расчет на АВМ по кривой намагничивания (2,6) дал следующий результат:

1-й режим —  $I_2=60 \text{ а}$ ;  $I_{2\text{ep}}=50 \text{ а}$ ;  $k_\phi=1,20$ ;

2-й режим —  $I_2=26,5 \text{ а}$ ;  $I_{2\text{ep}}=21,9 \text{ а}$ ;  $k_\phi=1,21$ .

Осциллограммы кривых первичных и вторичных токов приведены на рис. 3 (А и В — расчет по ПХН  $B_s=1,2 \text{ тл}$ ; Б и Г — расчет по характеристике 2,а). Значения расчетных ошибок по ПХН (относительно результатов расчета по кривой 2,а) приведены в таблице.

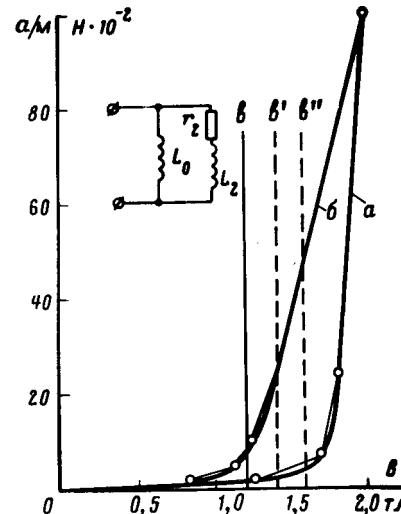


Рис. 2.

Значение индукции насыщения $B_s, \text{ тл}$	Расчетная ошибка, %			
	Действующие значения, $\Delta$		Средние значения, $\Delta$	
	для 1-го режима	для 2-го режима	для 1-го режима	для 2-го режима
1,2	$\frac{55,5-60}{60} \cdot 100 = -7,50$	$\frac{26,1-26,5}{26,5} \cdot 100 = -1,50$	$\frac{37,4-50}{50} \cdot 100 = -25,00$	$\frac{17,6-21,9}{21,9} \cdot 100 = 19,60$
1,4	$\frac{62-60}{60} \cdot 100 = +3,35$	$\frac{29,1-26,5}{26,5} \cdot 100 = +9,80$	$\frac{45-50}{50} \cdot 100 = -10,00$	$\frac{21,1-21,9}{21,9} \cdot 100 = -3,65$
1,6	$\frac{65,3-60}{60} \cdot 100 = +8,85$	$\frac{30,8-26,5}{26,5} \cdot 100 = +16,20$	$\frac{49-50}{50} \cdot 100 = -2,00$	$\frac{23-21,9}{21,9} \cdot 100 = +5,00$

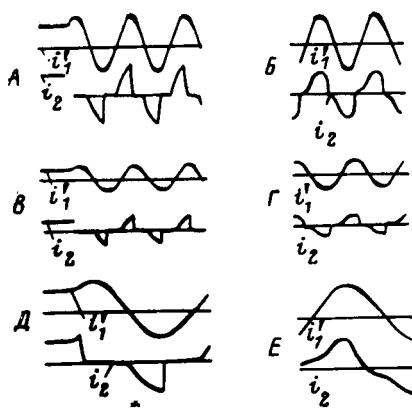


Рис. 3.

Сравнение результатов расчетов по ПХН при различных значениях  $B_s$  свидетельствует о том, что наименьшая расчетная ошибка (по абсолютной величине) при определении действующего и среднего значений токов имеет место при  $B_s = 1,4$  тл, т. е. рекомендованных [Л. 1]. Значение расчетной ошибки при этом ( $\pm 10\%$ ) для практики может считаться вполне допустимой.

В практических расчетах часто интерес представляет не

только значение возможной расчетной ошибки, но и ее знак. Например, при проверке чувствительности защиты, согласованию характеристик защиты смежных элементов сети и т. д. желательно, чтобы расчетные значения токов были либо равны, либо несколько меньше действительных, т. е. расчетная ошибка была отрицательной. В противном случае в расчет пришлось бы вводить поправочные коэффициенты. Поэтому представляется целесообразным при определении по ПХН действующего значения вторичного тока использовать несколько уменьшенные значения параметра  $B_s = 1,20-1,30$  тл для трансформаторов тока с ленточными сердечниками из стали Э42, что гарантирует небольшой расчетный запас. При определении среднего значения вторичного тока, наоборот, целесообразно повысить расчетное значение  $B_s$  до (1,45-1,55) тл, что позволяет уменьшить расчетную ошибку, сохранив отрицательным ее знак.

Проведенный анализ выявил зависимость значения расчетной ошибки метода ПХН от сопротивления вторичных цепей трансформатора. Существенно эта зависимость проявляется при использовании метода ПХН для расчета средних значений токов трансформатора со штампованным сердечником при активной нагрузке. Для таких трансформаторов средняя характеристика имеет увеличенный наклон в области насыщения (рис. 2, б), т. е. ветвь намагничивания обладает конечной индуктивностью в насыщенном состоянии ( $L_0$ ).

Для учета этой индуктивности в схеме замещения трансформатора с ПХН [Л. 1] последовательно с ключом нужно включить индуктивность  $L_0$ . При этом после замыкания ключа в момент насыщения сердечника в образовавшемся контуре возникает свободная составляющая тока при активной нагрузке, затухающая с постоянной времени

$$\tau = \frac{L_0}{r_2} \cdot \quad (3)$$

Так как  $L_0 > 0$ , установившееся значение вторичного тока после наступления насыщения не равно нулю и при изменении первичного тока по закону:  $i_1 = I_{1m} \sin \omega t$  вторичный ток при активной нагрузке

$$i_2 = \frac{I'_{1m}}{\sqrt{1 + \left(\frac{r_2}{\omega L_0}\right)^2}} \sin(\omega t + \varphi), \quad (4)$$

где

$$\operatorname{tg} \varphi = \frac{\omega L_0}{r_2}; \quad (5)$$

$I'_{1m}$  — приведенное ко вторичной обмотке максимальное значение первичного тока.

Из анализа (4) и (5) видно, что  $L_0$  в большей степени влияет на значение вторичного тока при малых значениях  $r_2$ . Отличие формы кривой тока  $i_2$  по характеристике 2, б от идеализированной по ПХН (рис. 3 осциллограммы  $\Gamma$  и  $E$ ) существенно в области малых значений токов (вблизи перехода мгновенных значений тока через нуль).

Поэтому при определении по ПХН действующего (среднеквадратичного) значения тока  $i_2$  она оказывает существенное влияние на результаты расчета, в особенности при

$r_2 > (3-5)\omega L_0$ . Среднее значение тока при неизменном коэффициенте  $c$  в большей степени зависит от отношения  $\frac{r_2}{\omega L_0}$ .

Результаты расчета действующего и среднего значений токов по ПХН при активно-индуктивной нагрузке в меньшей степени, чем при активной нагрузке, зависит от сопротивления  $r_2$  (при неизменном коэффициенте  $c$ ). Это объясняется тем, что ПХН учитывает в этом случае свободную составляющую, затухающую с постоянной времени

$$\tau = \frac{L_2}{r_2} \left( \text{вместо } \tau = \frac{L_2 + L_0}{r_2} \right) \text{ и при } L_2 > L_0.$$

Ошибка от неучета  $L_0$  невелика.

Например, осциллограммы, полученные на АВМ по ПХН и кривой (2, б) при  $\varphi_2 = 45$  эл. град отличаются незначительно (по действующему значению на 7%, по среднему на 9%).

Переходные процессы. При исследовании переходных процессов ставились задачи:

— проверить метод расчета по ПХН при активной нагрузке, изложенный в [Л. 3];

— оценить влияние индуктивной составляющей нагрузки на протекание переходного процесса.

Моделирование производилось при следующих параметрах:

постоянная времени первичной сети  $T_1 = 0,1$  сек;

первичный ток (периодическая составляющая)  $I_1 = 1300$  а;

нагрузка вторичной цепи  $r_2$  менялась по величине и характеру от 0,8 ом (соответствует 10% погрешности при токе 1300 а) до 0,4 ом и  $\varphi_2$  от 0 до 80 эл. град;

остаточная индукция принималась равной нулю или максимально возможной (0,7 тл).

На кривых  $A$  и  $B$  рис. 4 приведены осциллограммы токов  $i_1$  и  $i_2$  при  $r_2 = 0,8$  ом ( $L_2 = 0$ )  $B_{\text{ост}} = 0$ . Кривая  $A$  снята при ПХН (2, б), а  $B$  — при характеристике рис. 2, а. Их сравнение свидетельствует о достаточно близком совпадении кривых токов  $i_2$  (расхождение по действующему и среднему значению в нечетных полупериодах до 15 включительно не более 10%). На осциллограммах  $B$  и  $\Gamma$  приведены кривые потокосцеплений (индукции) для тех же режимов. Кривые на обеих осциллограммах практически совпадают (отличие лишь по абсолютному значению индукции, которая на кривой  $B$  меньше, чем на осциллограмме  $\Gamma$  за счет более высокого значения индукции насыщения кривой 2, а по сравнению с ПХН — 2, б).

Характер изменения индукции полностью соответствует приведенной в [Л. 3] расчетной кривой индукции, что свидетельствует о допустимости использования расчетного метода, изложенного в [Л. 3]. На осциллограмме  $\Delta$  приведены кривые токов при  $r_2 = 0,4$  ом, т. е. при сопротивлении в 2 раза меньшем, чем на осциллограмме  $B$ . За исключением первого полупериода токи  $i_2$  на кривых  $B$  и  $\Delta$  отличаются друг от друга незначительно (не более, чем на 10% по действующему значению). Это подтверждает вывод [Л. 3] о нецелесообразности применения повышающих расчетную кратность тока коэффициентов для учета переходных процессов.

Для определения влияния индуктивной составляющей нагрузки на протекание переходного процесса на осциллограмме  $E$  приведены кривые токов  $i_1$  и  $i_2$  при  $x_2 = 0,4$  ом;  $r_2 = 0,1$  ом ( $B_{\text{ост}} = 0$ ).

Трансформатор тока работает без погрешности (при активной нагрузке  $r_2 = 0,4$  ом — осциллограмма  $\Delta$  — токовые погрешности значительны). Это соответствует выводу [Л. 3] об определяющем влиянии активной составляющей нагрузки на насыщение трансформатора в переходном процессе.

Однако, если трансформатор все же насыщается в переходном процессе (за счет остаточной индукции в сердечнике трансформатора и имеющегося всегда в реальных схемах активного сопротивления вторичной цепи), переходные токовые погрешности<sup>2</sup> при преобладающей индуктивной нагрузке резко возрастают и могут превысить погрешности при чисто активной нагрузке той же величины.

Длительность переходного процесса при этом значительно увеличивается. Для иллюстрации этого положения на осциллограмме  $\mathcal{K}$ , снятой в тех же условиях, что и осциллограмма  $E$ , но при остаточной индукции неблагоприятного знака ( $B_{\text{ост}} = 0,7$  тл), приведены кривые токов  $i_1$  и  $i_2$ . Из осциллограмм видно, что начиная с пятого полупериода переходные

<sup>2</sup> Под переходной токовой погрешностью для рассматриваемого полупериода понимается отношение разности действительного вторичного тока и приведенного (ко вторичной обмотке) первичного тока к приведенному первичному току.

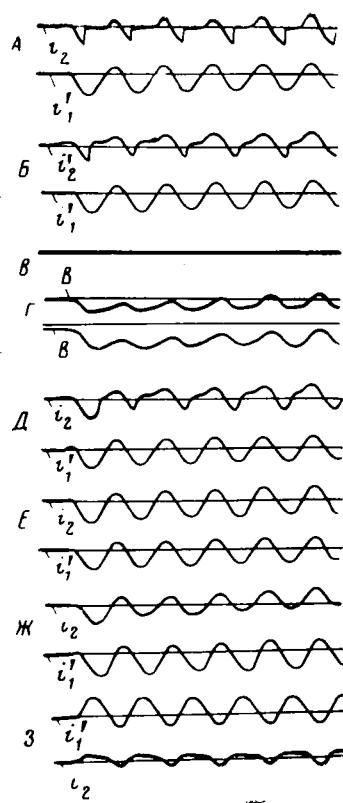


Рис. 4.

47%), по амплитудному значению значительно ниже (11% против 60%), по среднему значению выше (57% против 43%). Длительность переходного процесса во вторичной цепи при активной нагрузке существенно меньше, чем при индуктивной. Из приведенных данных следует, что в зависимости от принципа действия конкретного устройства релейной защиты тот или иной характер сопротивления вторичной цепи может оказаться более благоприятным по условию работы защиты в переходном процессе короткого замыкания.

Например, для некоторых видов дифференциально-фазных защит, реагирующих на скважность полуволны выпрямленного напряжения, пропорционального току, высокие токовые погрешности при индуктивной нагрузке не оказывают существенного влияния на работу защиты, так как на поведение этих устройств влияет погрешность по переходу тока через нуль. Эта погрешность при индуктивной нагрузке мала.

Для устройств защиты, реагирующих на действующее, и особенно амплитудное значение тока, предпочтительным является режим работы с активной нагрузкой. Активная нагрузка предпочтительнее и в случаях, когда постоянная времени короткого замыкания в первичной сети невелика, а время работы защиты превышает  $(3-4)T_1$ . Если при этом нагрузка активная (или активно-индуктивная с  $\varphi_2 < 25-30$  эл. град.) переходной процесс во вторичной цепи затухает практически с той же постоянной времени, что и в первичной, и не оказывает влияния на работу защиты. Поэтому в отдельных случаях слабо загруженные трансформаторы целесообразно дополнительно нагружать сопротивлением того или иного характера для создания благоприятных условий работы защиты во время переходного процесса.

токовые погрешности в нечетных полупериодах велики. Например, в седьмом полупериоде погрешность по действующему значению тока достигает 47%, по среднему — 43%, а по амплитудному — 60%. Расчет, выполненный для подобного режима по ПХН, дал еще большие значения погрешностей (осциллограмма 3):  $i_1 = 71\%$ ;  $i_{1cp} = 70\%$ ;  $i_{1a} = 75\%$  (при  $x_2 = 0,565$  ом;  $r_2 = 0,1$  ом;  $I_1 = 1300$  а;  $B_{ost} = 0,7$  тл.). Большие токовые погрешности объясняются тем, что при индуктивной нагрузке кривая индукции совпадает по фазе с кривой вторичного тока, поэтому в четных полупериодах не происходит размагничивания сердечника трансформатора, что в последующих нечетных полупериодах обуславливает быстрое насыщение трансформатора и высокие погрешности.

Из сравнения осциллограмм Д и Ж следует, что для седьмого полупериода токовая погрешность по действующему значению при активной нагрузке несколько ниже, чем при индуктивной (42% против 47%), по амплитудному значению значительно ниже (11% против 60%), по среднему значению выше (57% против 43%).

Длительность переходного процесса во вторичной цепи при активной нагрузке существенно меньше, чем при индуктивной. Из приведенных данных следует, что в зависимости от принципа действия конкретного устройства релейной защиты тот или иной характер сопротивления вторичной цепи может оказаться более благоприятным по условию работы защиты в переходном процессе короткого замыкания.

Выводы. 1. Методы расчета, основанные на использовании ПХН, могут широко использоваться при приближенном анализе установившихся и переходных режимов работы трансформаторов тока. Эти методы целесообразно применять прежде всего в случаях, когда трансформаторы работают в области насыщения, т. е. при токовых погрешностях более 10%.

2. Точность метода ПХН при определении действующего и среднего значений токов и правильно выбранном значении параметра  $B_s$  составляет  $\pm 10\%$  для трансформатора с ленточным сердечником из стали с плохой прямоугольностью (например Э42). Применение в современных конструкциях трансформаторов сталей с высокой прямоугольностью характеристики намагничивания увеличивает точность метода ПХН.

3. Анализ подтвердил вывод [Л. 3] об определяющем влиянии активной составляющей нагрузки на насыщение трансформатора в переходном процессе при наличии в первичном токе апериодической составляющей. После насыщения переходные токовые погрешности трансформатора при преобладающей индуктивной нагрузке резко возрастают и могут превысить погрешности при активной нагрузке той же величины (особенно по амплитудному значению тока). Длительность переходного процесса во вторичной цепи при индуктивной нагрузке увеличивается по сравнению с активной нагрузкой и значительно превышает длительность переходного процесса в первичной сети.

4. В зависимости от принципа действия конкретного устройства защиты тот или иной характер сопротивления вторичной цепи может оказаться более благоприятным по условию работы защиты в переходном процессе короткого замыкания.

5. При оценке поведения различных устройств защиты необходимо учитывать характер протекания переходных процессов во вторичной цепи трансформатора тока. В отдельных случаях целесообразно дополнительно нагружать трансформатор сопротивлением того или иного характера для создания благоприятных условий работы защиты в переходном процессе короткого замыкания.

## ЛИТЕРАТУРА

- Дмитриев К. С. и др., Метод расчета токовой и угловой погрешностей трансформаторов тока при глубоком насыщении сердечника, «Электричество», 1967, № 12.
- Казанский В. Е., Трансформаторы тока в схемах релейной защиты, изд-во «Энергия», 1969.
- Либерзон Э. М. и Королев Е. П., Инженерный метод расчета переходных процессов в трансформаторах тока, «Электричество», 1968, № 12.
- Дроздов А. Д., Электрические цепи с ферромагнитными сердечниками в релейной защите, изд-во «Энергия», 1965.
- Янус Р. И. и Фридман Л. А., О случаях неправильного применения коммутационной кривой магнитности при приближенных расчетах цепей с ферромагнетиками, «Электричество», 1958, № 12.
- Гельфанд Я. С., Исследование переходных процессов в трансформаторах тока на машинах непрерывного действия, «Электричество», 1961, № 9.
- Подгорный Э. В. и Хлебников С. Д., О выборе расчетной характеристики намагничивания трансформаторов тока в переходных режимах, «Электричество», 1966, № 9.



# Регулирование по углу первичных двигателей синхронных генераторов автономных энергетических установок

В. В. КРАСНОВ, В. С. МИХАИЛОВ, А. М. ПИСКУНОВ и К. А. ЧЕКУНОВ

Николаевский кораблестроительный институт

Специфика работы автономных систем электроснабжения, например, судовых электроэнергетических установок, предъявляет особые требования к автоматизации этих систем. Быстрая и точная синхронизация агрегатов даже при слабой электрической связи между ними или при отсутствии ее, равномерное распределение нагрузки между параллельно работающими агрегатами могут быть обеспечены при использовании регулирования по угловому положению вала первичного двигателя. При этом представляется возможным создать регулятор, обеспечивающий автоматизацию всех режимов работы энергосистемы, так как большинство ее параметров является функциями угла.

В настоящей статье рассматривается устройство, формирующее управляющие воздействия по углу, скорости и ускорению первичного двигателя и одновременно выполняющее функции гидропривода органа управления первичного двигателя.

Управляющие воздействия формируются с помощью реактивного синхронного задающего двигателя малой мощности, напряжение питания которого служит управляющим сигналом. Как известно, момент синхронной машины

$$m = J \frac{d^2\alpha}{dt^2} + m_a \left( \frac{d\alpha}{dt} \right) + m_e(\alpha), \quad (1)$$

где  $\alpha$  — угол между вектором, определяющим положение ротора, и вектором напряжения питания (напряжения опорной частоты).

Принимая в качестве независимой переменной угол  $\alpha$  и соединяя вал задающего двигателя 3, рис. 1, с валом первичного двигателя 2 через измеритель момента — вращающийся гидравлический потенциометр, выходной сигнал последнего можно использовать как управляющее воздействие в системе регулирования первичных двигателей по углу.

Принцип действия устройства заключается в следующем. При отклонении вектора э. д. с.  $\bar{E}_r$  генератора 1 от синхронного синфазного вращения с вектором  $\bar{U}_{op}$  опорного напряжения на валу задающего двигателя 3 возникает момент  $m$ , определяемый уравнением (1). Под влиянием этого момента заслонка 4 гидравлического потенциометра прикроет одно из сопл диска 5, связанного с валом первичного двигателя. Вследствие этого равновесие давлений в полостях гидропривода нарушится, что вызовет перемещение поршня 6 и изменение подачи топлива насосом 7 в первичный двигатель для ликвидации возникшего отклонения вектора  $\bar{E}_r$ . В результате скорость вращения генератора будет восстановлена до заданной.

Задающий двигатель и измеритель момента составляют регулятор системы, представленный на рис. 1. Испытания регулятора на электромеханической модели судового газотурбогенератора показали его высокие качества<sup>1</sup>.

Требуемые параметры регулятора для конкретной системы определяются сопоставлением логарифмических амплитудно-фазовых частотных характеристик системы и объекта регулирования (дизель- или турбогенератора), причем для системы характеристика строится из условий заданных показателей качества регулирования. Необходимая для этого передаточная функция регулятора может быть получена из линеаризованных уравнений задающего двигателя и гидравлического потенциометра.

Запишем уравнение задающего двигателя в линейном плане при малых отклонениях угла:

$$m_{3D} = J \frac{d^2\alpha_1}{dt^2} + c \frac{d\alpha_1}{dt} + \delta \alpha_1, \quad (2)$$

где  $m_{3D}$  — момент задающего двигателя ЗД;  $c$  — коэффициент демпфирования;  $\delta$  — жесткость угловой характеристики ЗД;  $\alpha_1$  — угол перемещения вала ЗД.

Уравнение гидравлического потенциометра для тех же условий:

$$\left. \begin{aligned} \alpha &= \alpha_1 + \Delta \alpha; \\ k \Delta \alpha &= \Delta p; \\ m_{3D} &= S_{cr} \Delta p + c_n \frac{d \Delta \alpha}{dt}, \end{aligned} \right\} \quad (3)$$

где  $\alpha$  — угол перемещения вала первичного двигателя;  $\Delta \alpha$  — угол относительного перемещения диска потенциометра и заслонки;  $\Delta p$  — разность давлений в каналах сопл;  $k$  — коэффициент пропорциональности, полученный при линеаризации зависимости  $\Delta p(\Delta \alpha)$ ;  $S_{cr}$  — площадь сечения сопл потенциометра;  $r$  — расстояние сопл от оси вращения;  $c_n$  — коэффициент демпфирования, обусловленного гидравлическим трением при перемещении заслонки в зазоре.

Гидропривод органа управления первичного двигателя относится к объекту регулирования. Тогда, решая совместно уравнения (2) и (3), получим передаточную функцию регулятора:

$$W_p(s) = \frac{\Delta p(s)}{\alpha(s)} = \frac{T_1^2 s^2 + T_2 s + 1}{T_3^2 s^2 + T_4 s + 1} k_p, \quad (4)$$

где

$$T_1^2 = \frac{J}{\delta}; \quad T_2 = \frac{c}{\delta}; \quad T_3^2 = \frac{J}{\delta + S_{cr} k}; \quad T_4 = \frac{c + c_n}{\delta + S_{cr} k};$$

$k_p = \frac{\delta k}{\delta + S_{cr} k}$  — коэффициент усиления регулятора. Из (4)

видно, что регулятор представляет собой последовательное соединение двух звеньев: форссирующего звена второго порядка с передаточной функцией задающего двигателя

$$W_{3D}(s) = \frac{m_{3D}(s)}{\alpha(s)} = T_1^2 s^2 + T_2 s + 1 \quad (5)$$

и колебательного звена с передаточной функцией измерительного элемента (гидравлического потенциометра)

$$W_i(s) = \frac{\Delta p(s)}{m_{3D}(s)} = \frac{k_p}{T_3^2 s^2 + T_4 s + 1}. \quad (6)$$

Передаточную функцию гидропривода  $W_r(s)$  можно получить из линеаризованного уравнения гидропривода

$$\Delta p = \frac{\delta_n}{S_n} \eta + R_n S_n \frac{d\eta}{dt},$$

где  $\delta_n$  — жесткость пружины гидропривода;  $S_n$  — площадь поршня гидропривода;  $\eta$  — перемещение органа управления;  $R_n$  — гидравлическое сопротивление трубопровода.

Обозначая

$$T_r = \frac{R_n S_n^2}{\delta_n} \quad \text{постоянная времени гидропривода}; \quad k_r = \frac{S_n}{\delta_n} -$$

— коэффициент усиления,

получаем передаточную функцию гидропривода

$$W_r(s) = \frac{\eta(s)}{\Delta p(s)} = \frac{k_r}{T_r s + 1}.$$

В соответствии с полученными выражениями передаточных функций регулятора и гидропривода и с учетом передаточной функции регулируемого агрегата на рис. 2 представлена структурная схема системы.

При выбранных задающем двигателе и потенциометре регулировать их параметры в определенных пределах можно, изменения момент инерции ротора ЗД (с помощью маховика), жесткость пружины гидропривода и гидравлическое сопротивление трубопроводов.

Остановимся на методе экспериментального определения параметров регулятора, для чего воспользуемся осциллограммами

<sup>1</sup> Краснов В. В., Михайлов В. С., Пискунов А. М. и Чекунов К. А., Система управления синхронными генераторами по углу, изд-во «Судостроение», 1970, № 3.

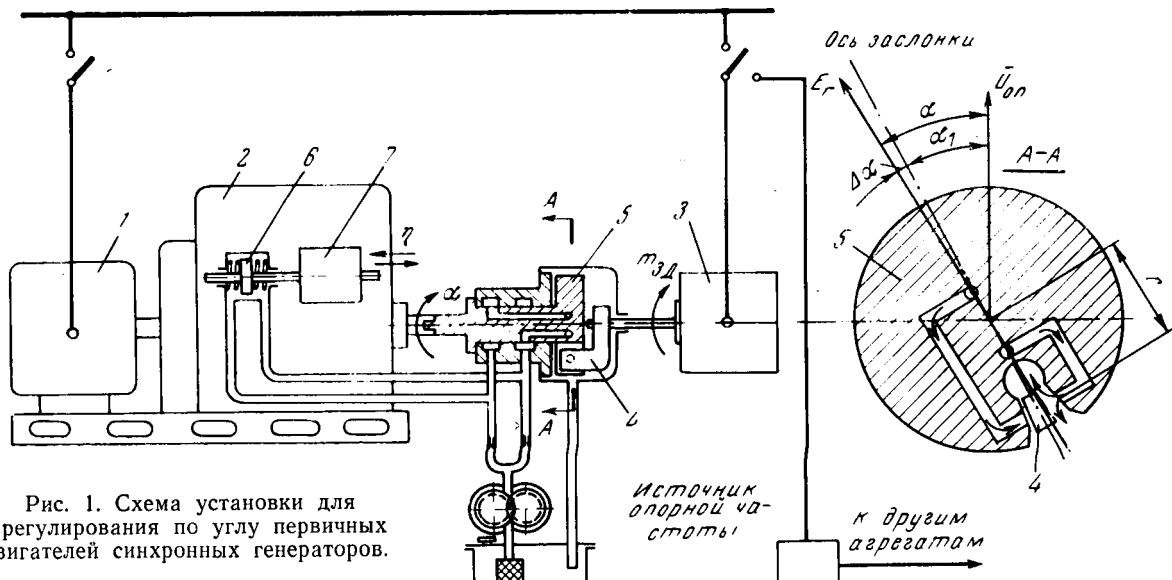


Рис. 1. Схема установки для регулирования по углу первичных двигателей синхронных генераторов.

мами переходных процессов в электромеханической модели системы, структурная схема которой представлена на рис. 2.

Осциллограмма на рис. 3, а снята в разомкнутой системе, когда обратная связь после измерителя момента разомкнута, а питание задающего двигателя отключено. На этой осциллограмме, снятой при разгоне агрегата на холостом ходу до скорости выше синхронной, представлены изменения сигнала измерителя момента ЗД (кривая 1) и изменения тока приводного двигателя (кривая 2) — аналога движущего момента первичного двигателя синхронного генератора, а следовательно, и ускорения вала агрегата. Наличие периодической составляющей на выходе измерителя момента ЗД с частотой, пропорциональной скорости вращения агрегата, объясняется несоосностью расположения диска потенциометра и заслонки. Амплитуда этой составляющей убывает с увеличением скорости вращения агрегата.

На осциллограмме показан момент  $m_{M\text{п}}$  потерь на трение в задающем двигателе, который изменяется пропорционально скорости вращения регулируемого агрегата.

С помощью осциллограммы рис. 3, а может быть определена инерциальная составляющая  $m_M$  момента ЗД  $m_{ZD}$ .

Действительно, считая, что начальное ускорение агрегата соответствует единичному моменту в соответствии со структурной схемой рис. 2,

$$\frac{d^2\alpha}{dt^2} = \frac{\omega_B}{T_a}.$$

С другой стороны, сигнал измерителя момента, соответствующий этому ускорению, измеряется величиной  $h_1$  (рис. 3, а), т. е.

$$h_1 = k_m J \frac{d^2\alpha}{dt^2},$$

где  $k_m$  — масштабный коэффициент.

Следовательно,

$$k_m J = \frac{h_1 T_a}{\omega_B}.$$

Осциллограмма рис. 3, б снята при включенном питании задающего двигателя. На этой осциллограмме легко выделяются составляющие асинхронного и синхронного моментов, и по ним с точностью до масштабного коэффициента  $k_m$  могут быть определены коэффициенты  $c$  и  $\delta$ , входящие в уравнение задающего двигателя:

$$k_m c = \frac{h_2}{\Delta\omega}; k_m \delta = \frac{h_3}{\Delta\alpha},$$

где  $h_2$  и  $h_3$ , м.м. — измеренные на осциллограмме рис. 3, б отрезки, пропорциональные приращениям асинхронного и син-

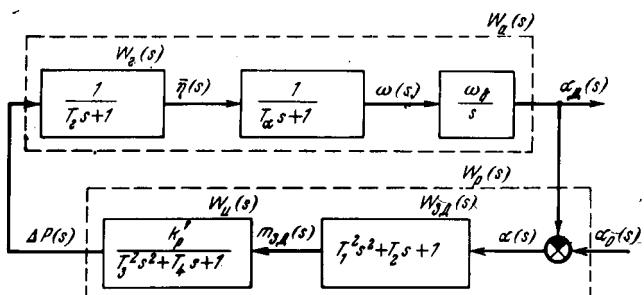


Рис. 2. Структурная схема установки для режима синхронизации.

$k_p' = k k_r$ ;  $T_a$  — постоянная времени агрегата;  $\omega_B = 314$  1/сек — угловая базовая частота генератора;  $\alpha_d$  — выходная координата объекта;  $\alpha$  — управляющее воздействие.

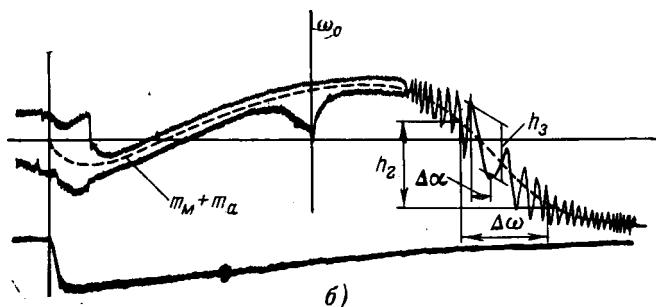
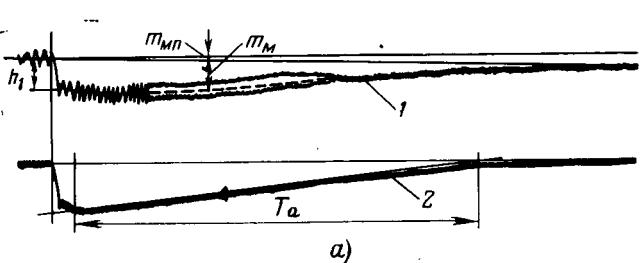


Рис. 3. Осциллограммы сигнала регулятора и тока приводного двигателя.

хронного момента;  $\Delta\omega$  и  $\Delta\alpha$  — приращения угловой скорости и угла, соответствующие величинам  $h_2$  и  $h_3$ .

Таким образом, для задающего двигателя вместо уравнения (2) запишем:

$$m_{3,2} = \frac{1}{k_m} \left( \frac{h_1 T_a}{\omega_B} \frac{d^2 \alpha}{dt^2} + \frac{h_2}{\Delta\omega} \frac{d\alpha}{dt} + \frac{h_3}{\Delta\alpha} \alpha \right),$$

Тогда выражения для постоянных времени в (4) принимают вид:

$$T_1^2 = \frac{h_1 T_a \Delta\alpha}{h_3 \omega_B}; \quad T_2 = \frac{h_2 \Delta\alpha}{h_3 \Delta\omega}.$$

Найденным значениям параметров соответствует обратная передаточная функция, определяемая по уравнению (5).

Параметры измерителя момента можно определить по резонансной частоте  $\omega_0$  и по относительному изменению (декре-

менту затухания) амплитуды выходного сигнала измерителя рис. 3,б:

$$T_3 = \frac{1}{\omega_0}; \quad T_4 = 2\xi T_3.$$

Изложенный метод определения параметров может быть использован для контроля параметров регулятора при настройке системы.

Рассмотренные соотношения справедливы при малых возмущениях, прикладываемых к системе, когда допущения, принятые при линеаризации уравнений, являются приемлемыми. Динамика системы при больших отклонениях, когда система становится существенно нелинейной, подлежит дополнительному изучению. Можно, однако, отметить, что при больших отклонениях определяющим будет сигнал регулятора по скорости и ускорению, а влияние синхронной составляющей момента начнет проявляться при подсинхронных скоростях вращения агрегата.

[6.10.1970]

◆ ◆ ◆

УДК 62-83

## Определение допустимых пульсаций напряжения помех в системах вентильного электропривода

Инж. А. А. КАТАРСКАЯ

Московский энергетический институт

В системах современного вентильного электропривода возникают различного рода помехи; источники их весьма разнообразны [Л. 1 и 2].

В последнее время все большее распространение получают трансидиодные системы регулирования, основанные на блочном исполнении элементов. Они просты в наладке и эксплуатации, имеют небольшие габариты. Так как последовательная коррекция применима лишь в системах с очень малым токами управления (до 10 мА), то вопросы исследования помехоустойчивости этих систем весьма актуальны.

В статье сделана попытка оценить влияние одного из видов помех (низкочастотных периодических) и выявить допустимые граничицы изменения амплитуды и частоты сигнала помехи, при которых не нарушается нормальное функционирование систем вентильного электропривода.

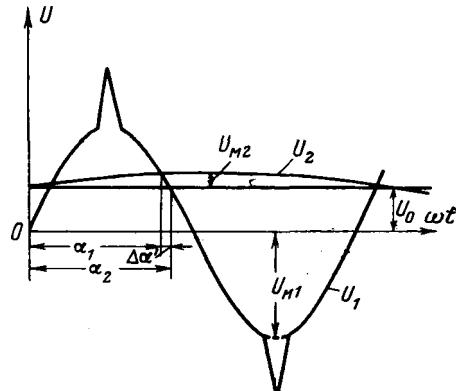
Рассмотрение низкочастотных помех обусловливается следующими обстоятельствами:

1. Элементы системы вентильного электропривода являются фильтрами для высокочастотных помех (полоса пропускания элементов УБСР лежит в пределах 30—40 гц).

2. Для высокочастотных помех разработаны способы устранения и подавления их.

3. Отсутствие к настоящему времени разработанных способов исследования и подавления низкочастотных помех.

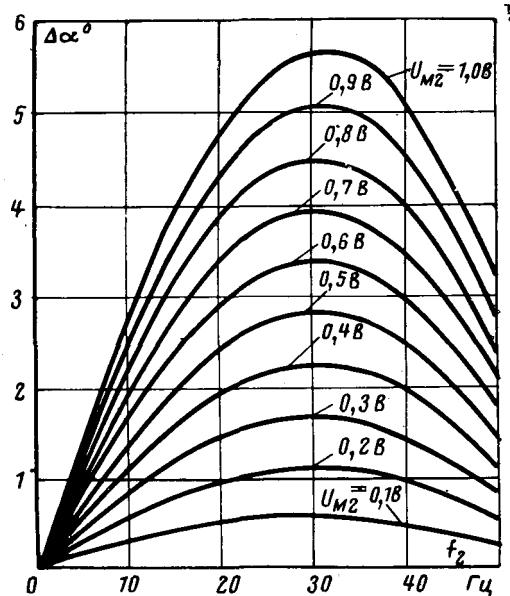
В основу исследований взята конкретная система электропривода — нереверсивного ионного привода обжимной клети



станицы 300 завода «Серп и Молот». Для сеточного управления игнитронным преобразователем применена транзисторная система ССУП-5. Допустимая асимметрия сеточных импульсов системы сеточного управления  $\Delta\alpha \leq \pm 1^\circ$ . Амплитуда опорного напряжения 12 в, частота опорного напряжения  $f_1 = 50$  гц.

В качестве критерия для оценки влияния помехи при постоянном сигнале управления выбран угол сдвига (ассиметрии) сеточных импульсов, который равен отклонению угла регулирования вентиля от заданного значения.

Задача исследования сводится к следующему: определить угол сдвига сеточных импульсов  $\Delta\alpha = \alpha_2 - \alpha_1$  от заданного значения угла  $\alpha_2$  при наложении на постоянный сигнал управления  $U_0$  синусоидального сигнала помехи  $U_2 = U_{M2} \sin \omega_2 t$  с переменной частотой  $\omega_2$  и амплитудой  $U_{M2}$  и при постоянной частоте и амплитуде опорного напряжения  $U_1$ . Эта задача поясняется на рис. 1, где  $U_1 = U_{M1} \sin \omega_1 t$  — опорное синусоидальное напряжение;  $U_0$  — напряжение управления;  $U_{up}$  —



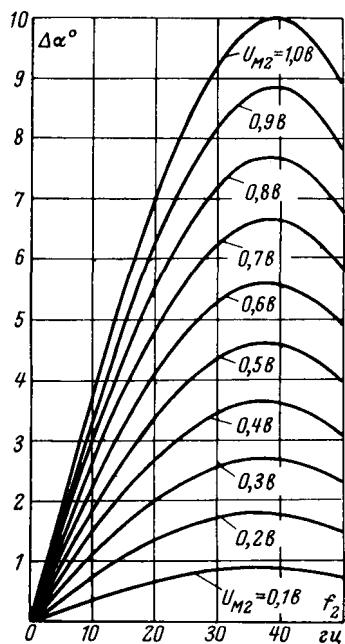


Рис. 3.

$=U_0+U_{m2} \sin \omega_2 t$  — управляющее напряжение с учетом помехи;  $\alpha_1$  — угол пересечения управляющего напряжения с учетом помехи  $U_{up}$  с опорным напряжением  $U_0$ ;  $\alpha_2$  — угол пересечения управляющего напряжения  $U_0$  с опорным напряжением  $U_1$ ;  $\Delta\alpha=\alpha_2-\alpha_1$  — угол сдвига сеточных импульсов при наложении помехи.

В общем случае напряжение помехи может быть несинусоидальным, тогда следует воспользоваться разложением в ряд Фурье. Исследование низкочастотных периодических помех проводилось с использованием ЦВМ «Минск-22».

Для определения угла сдвига сеточных импульсов необходимо найти углы  $\alpha_1$  и  $\alpha_2$ .

Угол  $\alpha_1$  находится совместным решением уравнений:

$$U_1=U_{m1} \sin \omega_1 t; \quad (1)$$

$$U_{up}=U_0+U_{m2} \sin \omega_2 t. \quad (2)$$

В точке пересечения двух кривых  $U_1(\omega t)$  и  $U_{up}(\omega t)$  имеет место равенство:

$$U_{m1} \sin \alpha_1=U_0+U_{m2} \sin \omega_2 t, \quad (3)$$

из которого следует, что

$$\alpha_1=\pi-\arcsin \left( \frac{U_0}{U_{m1}}+\frac{U_{m2}}{U_{m1}} \sin \omega_2 t \right). \quad (4)$$

Угол  $\alpha_2$  определяется из уравнения:

$$\alpha_2=\pi-\arcsin \frac{U_0}{U_{m1}}. \quad (5)$$

При решении (4) на ЦВМ использовался итеративный метод Вегстейна, позволяющий ускорить сходимость итерационного процесса [Л. 3]. Углы рассчитывались с точностью до  $0,005^\circ$ .

По результатам расчетов, выполненных на ЦВМ, на рис. 2 и 3 построены зависимости угла сдвига сеточных импульсов  $\Delta\alpha$  от частоты помехи  $f_2$  при разных значениях амплитуды помехи  $U_{m2}$ . Каждое семейство кривых построено при определенном уровне управляющего сигнала  $U_0$ . В качестве примера на рис. 2 и 3 приведены семейства кривых  $\Delta\alpha=f(U_{m2})$ , построенные соответственно при  $U_0$ , равном 6 и 10 в.

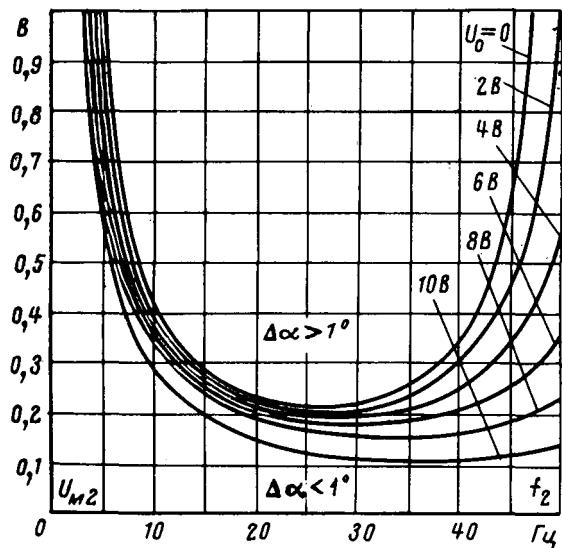


Рис. 4.

Анализ этих кривых показывает: угол сдвига сеточных импульсов  $\Delta\alpha$  увеличивается с ростом амплитуды помехи  $U_{m2}$ , а также с ростом сигнала управления, так как рабочая зона при этом перемещается к вершине синусоиды, где даже небольшая помеха вызывает появление значительного угла сдвига сеточных импульсов  $\Delta\alpha$ .

Принимая во внимание, что  $\Delta\alpha_{\text{доп}} \leq 1^\circ$ , на рис. 4 с учетом кривых рис. 2 и 3 построены кривые  $U_{m2}=f(f_2)$  при разных сигналах управления  $U_0$ . Каждая из кривых рис. 4 представляет собой границу, разделяющую две зоны. Зона, расположенная вниз от кривой, где  $\Delta\alpha < 1^\circ$ , представляет собой область допустимых значений амплитуды помехи при переменной частоте  $f_2$ . Зона, расположенная вверх от кривой, — область недопустимых значений амплитуды помехи при переменной частоте помехи.

Кривые рис. 4 показывают, что с увеличением уровня управляющего сигнала  $U_0$  минимально допустимое значение амплитуды пульсаций уменьшается. Наименьшее значение амплитуды пульсаций, соответствующее наибольшему уровню сигнала управления  $U_0=10$  в, равно 0,12 в.

Расчеты, проведенные при наличии угла сдвига между кривыми  $U_1(\omega t)$  и  $U_{up}(\omega t)$ , показали, что наименьшее значение амплитуды пульсаций остается равным 0,12 в.

Таким образом, в системах управления, построенных с использованием УБСР и работающих с уровнем управляющего сигнала  $U_0=10$  в для выполнения требования по углу асимметрии сеточных импульсов  $\Delta\alpha_{\text{доп}} \leq \pm 1^\circ$ , амплитуда напряжения помех не должна превышать 0,12 в.

Указанное нами ограничение амплитуды помех относится в первую очередь к тахогенераторам, используемым для выполнения обратной связи по скорости, и операционным усилителям.

## ЛИТЕРАТУРА

1. Ващенко А. П., Влияние преобразователей на характеристики питающей их сети и друг на друга. Сб. технической информации Тяжпромэлектропроекта, 1969, № 10.
2. Венчиковский Л. Б., Исследование помех в силовой сети напряжением 0,4/6 кв, «Автоматика и телемеханика», 1960, № 8, т. XXI.
3. Ланс Дж. Н., Численные методы для быстродействующих вычислительных машин, пер. с англ., Изд-во иностр. лит., 1962.



## К МЕТОДИКЕ ВЫБОРА РАСЩЕПЛЕННЫХ ПРОВОДОВ ЛИНИЙ СВЕРХВЫСОКОГО НАПРЯЖЕНИЯ

(Статья Г. Н. Александрова, «Электричество», 1968, № 7)

Канд. техн. наук **О. В. ОЛЬШЕВСКИЙ**

СибНИИЭ

Статью Г. Н. Александрова можно разделить на две части — методические предложения и обоснование эффективности применения расширенных проводов. По последнему вопросу статья аналогична [Л. 1].

Проанализируем методический подход Г. Н. Александрова к выбору конструкции фазы линий сверхвысокого напряжения 1 150 кв.

Суть методических предложений [Л. 1] по выбору конструкций фазы ВЛ напряжением 500—1 150 кв сводится к сожмению требований по потерям энергии на нагрев проводов и по градиентам электрического поля на их поверхности, ограничивающих мощностью коронного разряда и уровнем радиопомех. Такая методика может служить основой для обсуждения как одна из вариантов решения поставленной задачи.

В электропередачах сверхвысокого напряжения при заданном номинальном напряжении наиболее простым и эффективным остается путь уменьшения волнового сопротивления линии за счет выбора оптимальной конструкции фазы. Фаза линии электропередачи претерпела серьезные конструктивные изменения при внедрении напряжения 500 кв, когда расщепление на три провода позволило, наряду с другими усовершенствованиями, уменьшить волновое сопротивление почти в 1,5 раза и примерно в той же мере повысить пропускную способность.

Для линий 750 кв было выбрано расщепление на четыре провода, что привело еще к некоторому снижению волнового сопротивления. Но, как известно, волновое сопротивление можно уменьшить не только увеличением числа составляющих, но, что более эффективно, увеличением радиуса расщепления. Вместе с тем обычно радиус расщепления выбирается не по условиям пропускной способности, а в первую очередь по условиям допустимой напряженности на поверхности проводов. Практически он близок к значению в экстремальной точке кривой функциональной зависимости напряженности от радиуса расщепления ( $R_{\min}$ ). Это вынужденное решение, как было сказано выше, обусловлено ограничениями по радиопомехам и, в какой-то мере, потерями на корону. Вместе с тем нельзя исключить из рассмотрения то обстоятельство, что увеличением количества составляющих расщепленного провода можно управлять напряженностью поля и, следовательно, расширять область допустимых радиусов расщепления. Это можно подтвердить данными табл. 1, где даны минимально допустимые радиусы проводов при разном числе  $n$  для напряжений 750 и 1 150 кв.

Таким образом, волновое сопротивление линии в ряде случаев целесообразно вводить в число управляемых параметров, и его оптимальное значение может быть найдено также в процессе экстремального поиска. Поэтому принятый Г. Н. Александровым критерий оптимальности параметров линии по расчетным затратам не всегда может соответствовать поставленной цели, так как не учитывает различный уровень достижимой эффективности и не дает сравнения результатов с затратами, что является обязательным условием выбора правильного решения. Поэтому за критерий эффективности должен быть принят критерий «удельные расчетные затраты».

Рассмотрим методику оптимизации параметров по критерию «удельные расчетные затраты» на одной из схем электропередачи с пропускной способностью, равной натуральной мощности однородной линии. Считаем, что электропередача примыкает к системам большой мощности и пропускная способность пропорциональна волновому сопротивлению.

Отсюда

$$z_{\pi} = z_{\theta} + \theta_S S + \theta_{\Delta} (\Delta - k_p \sqrt{S}) + \theta_R (R - R_{\min}) + \theta_D (D - D_{\min}) + \frac{\theta_h}{S^2} + \theta_k e^f \quad \text{при } \Delta \geq \Delta_{\min}, D \geq D_{\min}. \quad (1)$$

Обобщенные комплексы  $\theta$  зависят от исходных технических и экономических показателей (номинальное напряжение, длина линии, нормативный коэффициент эффективности, норма амортизации, стоимость потерь энергии, стоимость отдельных элементов линии и подстанций и др.).

Волновое сопротивление

$$z_{\pi} = A_z \left( \ln D_{\text{ср}} - \frac{1}{n} \ln \Delta - n^6 \ln R \right), \quad (2)$$

где  $A_z = 58$ .

Обобщенный комплекс  $\theta_{\pi}$  учитывает номинальное напряжение и число использования максимума нагрузки.  $\theta_0$  отражает сумму постоянных затрат на электропередачу.

$\theta_S$ ,  $\theta_{\Delta}$ ,  $\theta_R$  и  $\theta_D$  связаны с изменением затрат на линию в зависимости от активного сопротивления, удельной площади проводов, радиуса расщепления и расстояния между фазами. Важно разделить воздействие нагрузок на опоры как за счет активного сечения фазы, так и за счет ее конструктивных осо-

Таблица 1

$n$	$r_0, \text{ см}$	Стандартное сечение	$\Delta, \text{ см}$	$C_{\text{ср}}, \text{ нф/м}$	$C_{\text{кр}}, \text{ нф/м}$	$E_{\text{ср}}, \text{ кв/см}$	$E_{\text{кр}}, \text{ кв/см}$	$E_0, \text{ кв/см}$	$P_k, \text{ квт/км}$	$z_{\pi}, \text{ ом}$
$U = 787 \text{ кв}; D = 17,5 \text{ м}; R = 30 \text{ см}$										
4	1,655	4×600 (2 400)	6,62	13,06	12,36	26,60	25,18	32,30	15,0	274
6	0,860	6×150 (900)	5,10	13,32	12,59	34,50	32,61	34,66	25,0	269
8	0,675	8×95 (760)	5,10	13,58	12,83	33,69	31,81	35,70	18,0	264
$U = 1 200 \text{ кв}; D = 25 \text{ м}; R = 30 \text{ мм}$										
6	1,900	6×700 (4 200)	11,40	12,91	12,38	26,30	25,23	31,87	28,5	278
8	1,175	8×300 (2 400)	9,40	12,96	12,43	30,98	29,72	33,42	31,8	277
10	0,850	10×150 (1 500)	8,50	13,01	12,48	33,90	32,51	34,66	30,0	275

бенностей в результате изменения числа составляющих и коэффициента заполнения провода активным материалом ( $k_3$ ). Лучше всего это сделать, если из суммарной удельной площади вычесть удельную площадь одиночного провода. В этом случае стоимость линии по элементам

$$K_n = k_0 + k_S S + k_\Delta (\Delta - k_p \sqrt{S}) + k_R (R - R_{gas}) + k_D (D - D_{gas}) 10^3, \text{ руб.} \quad (3)$$

где  $k_p$  — коэффициент расширения провода, равный  $k_p = (\pi k_3)^{-1/2}$ .

Для стандартных проводов типа АСО коэффициенты  $k_p$  и  $k_3$  практически равны 0,68.

Обобщенный комплекс  $\theta_k$  представляет составляющую затрат, связанную с потерями на нагрев проводов.

Последний обобщенный комплекс  $\theta_k$  характеризует затраты на покрытие потерь энергии на корону. Не останавливаясь подробно на обосновании аппроксимирующей зависимости этой функции, приведем одну из рациональных форм записи:

$$p_k = A_k e^f = A_k \exp [aR - (b + cR) \Delta - dn - hD]. \quad (4)$$

В частности, для типовой характеристики погоды и конкретных среднегодовых значений плотности воздуха и интенсивности дождя, снега и других видов погоды согласно [Л. 2] были найдены следующие коэффициенты для линии 750 кв:  $A_k = 60$ ;  $a = 0,021$ ;  $b = 0,3$ ;  $c = 0,0001$  и для линии 1150 кв:  $A_k = 290$ ;  $a = 0,012$ ;  $b = 0,2$ ;  $c = 0,0003$ ;  $d = 0,06$ ;  $h = 0,02$ . Для линий 750 кв влияние числа составляющих расщепленного провода на потери коронного разряда малосущественно и без ущерба точности можно принять  $d = 0$ .

Будем искать глобальное решение нелинейного критериального уравнения (1) классическим методом, т. е. на основе системы минимизируемых уравнений в частных производных.

Интересно рассмотреть два возможных варианта системы. Первый вариант предусматривает полную независимость друг от друга управляемых параметров  $S$ ,  $n$ ,  $R$ ,  $\Delta$  и  $D$ . Во втором варианте независимыми можно считать такие параметры, как  $S$ ,  $n$ ,  $R$  и  $D$ , а удельную площадь проводов записать как функцию  $S$  и  $n$ . Полагая, что коэффициент заполнения может принимать любые значения, первая система уравнений была получена в виде:

$$S^0 = \left[ \frac{2\theta_n}{z^2 (2\theta_S \sqrt{S^0} - k_p \theta_\Delta)} \right]^{2/3};$$

$$R^0 = \frac{n_0 [1 + \theta_S S + \theta_\Delta (\Delta - k_p \sqrt{S}) + \theta_D (D - D_{gas})] + \theta_k \exp f - \frac{\theta_n}{S^0 z^2} - \theta_R R}{\theta_k z (a - c\Delta) \exp f} \rightarrow$$

$$\rightarrow + \theta_R (z - n_0);$$

$$\Delta^0 = \frac{1 + \theta_S S + \theta_R (R - R_{gas}) + \theta_D (D - D_{gas}) + \theta_k \exp f - \frac{\theta_n}{S^0 z^2} - \theta_\Delta k_p \sqrt{S}}{\theta_\Delta (nz - 1) - \theta_k nz (b + cR) \exp f} \rightarrow$$

$$\rightarrow + cR \exp f;$$

$$D^0 = \frac{1 + \theta_S S + \theta_\Delta (\Delta - k_p \sqrt{S}) + \theta_R (R - R_{gas}) + \theta_k \exp f - \frac{\theta_n}{S^0 z^2} + \theta_k \exp f - \theta_D D_{gas}}{1,26 [\theta_k z h \exp f - \theta_D (z + 1)]} \rightarrow$$

$$\rightarrow - \theta_D (z + 1);$$

$$n^0 = \left\{ \frac{\ln \frac{\Delta}{R} [1 + \theta_S S + \theta_\Delta (\Delta - k_p \sqrt{S}) + \theta_R \times \times (R - R_{gas}) + \theta_D (D - D_{gas}) + \theta_k \exp f - \frac{\theta_n}{S^0 z^2}]}{\theta_k z d \exp f} \right\}^{1/2} \rightarrow$$

Расчеты показали, что из-за отсутствия конкурирующей составляющей, приводящей к удорожанию линии при увеличении  $n$ , выгодно увеличивать количество проводов в фазе до очень больших значений.

Однако при решении этого вопроса не следует переходить определенные пределы, так как эффект от более глубокого расщепления сечения фазы быстро уменьшается и при достижении какого-то уровня практически не сказывается на абсолютном значении удельных расчетных затрат. Поэтому без существенного экономического ущерба можно ограничить  $n$  в фазе пределом 6—8 для линий 750 кв и пределом 10—12 для линий 1150 кв.

Вторая система уравнений в общем повторяет первую, если в последней учесть, что  $\Delta = k_p \sqrt{n S}$ . Другую форму записи имеет лишь уравнение оптимального сечения, которое можно представить в упрощенном виде, если считать, что  $S$  оказывает малое влияние на волновое сопротивление:

$$S^0 = \left\{ \frac{2\theta_n}{z^2 [2\theta_S \sqrt{S^0} + \theta_\Delta k_p (\sqrt{n} - 1) - \theta_k k_p \sqrt{n} (b + cR) \exp f]} \right\}^{2/3}. \quad (6)$$

В табл. 2 даны результаты решения первой системы уравнений для электропередач 1150 кв для ряда вариантов расчетной стоимости потерь электроэнергии. В расчетах принималось, что

$$k_S = 1,5 \text{ тыс. руб/см}^2; k_\Delta = 2,8 \text{ тыс. руб/см}^2;$$

$$k_R = 0,025 \text{ тыс. руб/см}; n = 8; T_{max} = 7500 \text{ ч}; p_n = 0,15;$$

для линий  $p_a = 0,025$ ; для подстанций  $p_a = 0,07$ .

Данные результатов решения второй системы уравнений даны в табл. 3.

Таблица 2

№ варианта	$C, \text{коп/квт}\cdot\text{ч}$	$S^0, \text{см}^2$	$R^0, \text{см}$	$\Delta^0, \text{см}$	$z^0, \text{ом}$	$P_{нат}^0, \text{Мвт}$	$P_k, \text{квт/км}$	$\beta, \text{коп/квт}\cdot\text{ч}\cdot10^{-6}$	$k_p$	$j_0, \text{а/мм}^2$
1	0,45	33,1	80	9,65	226	5 850	54	54,00	0,60	0,89
2	0,55	38,7	101	11,5	215	6 150	43	58,74	0,65	0,80
3	0,75	50,7	153	14,75	192	6 850	30	66,50	0,73	0,69
4	1,0	57,0	155	15,8	191	6 870	25	74,82	0,74	0,62

Таблица 3

№ варианта	$C, \text{коп/квт}\cdot\text{ч}$	$S^0, \text{см}^2$	$R^0, \text{см}$	$\Delta^0, \text{см}$	$z^0, \text{ом}$	$P_{нат}^0, \text{Мвт}$	$P_k, \text{квт/км}$	$\beta, \text{коп/квт}\cdot\text{ч}\cdot10^{-6}$	$k_p$	$j_0, \text{а/мм}^2$
1	0,45	34,5	105	11,37	214	6 150	45	54,03	0,68	0,90
2	0,55	40,0	115	12,16	208	6 400	41	58,75	0,68	0,80
3	0,75	46,7	115	13,14	208	6 400	33	66,58	0,68	0,69
4	1,0	54,0	130	14,13	195	6 800	29	80,06	0,68	0,62

Не останавливаясь подробно на анализе полученных данных, укажем, что возможно значительно улучшить технико-экономические характеристики существующих систем передачи электроэнергии на дальние и сверхдальние расстояния, прежде всего за счет более глубокого расщепления проводов фазы до значений  $R = 100—150 \text{ см}$ , что ведет к явному увеличению передаваемой мощности. Сравнение данных табл. 2 и 3 позволяет в определенной мере судить о целесообразности применения расширенных проводов. При свободном поиске  $\Delta$  коэффициент  $k_p$  в пределах изменения  $C$  от 0,45 до 1,0  $\text{коп/квт}\cdot\text{ч}$  меняет свое значение от 0,6 до 0,74, причем уже при  $C = 0,55 \text{ коп/квт}\cdot\text{ч}$   $k_p = 0,65$ , т. е. оптимальная конструкция проводов практически совпадает со стандартной типа АСО.

Ограничение коэффициента  $k_p$  стандартным значением 0,68 приводит к изменению оптимального значения радиуса расщепления, но в большинстве вариантов  $C$  оказывается сравнительно мало на абсолютном уровне расчетных затрат. Как альтернативу решения по расщепленным проводам можно рассматривать увеличение количества составляющих в расщепленной фазе до 9—10. Для практического использования расщепленных проводов необходимы дополнительные исследования, проведение которых должно быть поставлено в зависимость от региональных экономических показателей производства электроэнергии.

## УПРАВЛЯЕМЫЕ ПЕРЕДАЧИ ПЕРЕМЕННОГО ТОКА ПОВЫШЕННОЙ ПРОПУСКНОЙ СПОСОБНОСТИ

(Статья В. А. Венкова, Ю. Н. Астахова и В. М. Постолатия, «Электричество» 1969, № 12)

Доктор техн. наук Н. А. МЕЛЬНИКОВ

(Москва)

Дальние электропередачи (ВЛ) обладают существенными недостатками, связанными с относительно большими распределенными по длине реактивными параметрами — сопротивлением (индуктивным) и проводимостью (емкостной). Эти недостатки устраняются с помощью компенсации, которая принципиально может быть непосредственная (индуктивности — емкостью, а емкости — индуктивностью) и косвенная — устранением или снижением их влияния, что, в частности, достигается в рассматриваемой статье [Л. 1]. В последнем случае требуется достаточно быстрое (практически безынерционное) изменение параметров соответствующих устройств в зависимости от режима работы ВЛ в электрической системе.

Непосредственная компенсация уже находит применение, причем с ее помощью достигается воздействие на эквивалентные параметры ВЛ (или ее участков) достаточно большой длины. К недостаткам такого вида компенсации относятся неблагоприятные условия работы ВЛ в связи с резкой зависимостью напряжений от значения нагрузки линии и возможностью возникновения резонансных явлений. Известны, например, компенсированные (частично) линии, настроенные и разомкнутые. Возможны и другие решения — независимые или сочетаемые с косвенной компенсацией [Л. 1].

Косвенная компенсация предлагалась и ранее (схема Баума, работы Р. Рюденберга, А. А. Вульфа и др.), но практически она не могла быть достаточно действенной из-за сравнительно больших постоянных времени регулирующих устройств. Возможность быстродействующего регулирования в корне изменяет представление о его роли при осуществлении косвенной компенсации.

Как это показано расчетами и экспериментами на модели [Л. 1], действие таких устройств равносильно изменению параметров ВЛ, которая при этом приобретает новые свойства. В этих условиях можно даже решать обратную задачу — синтеза цепи: задаваться желаемыми свойствами и определять требуемые параметры регулирования и его законы. Это — одна из частных задач кибернетизации электрической системы, относящаяся к ее типовому элементу — к ВЛ.

Для оценки возможностей качественного изменения свойств дальних ВЛ средствами автоматического регулирования ниже рассмотрена задача в идеализированной постановке. Предполагается, что регулирующие устройства равномерно распределены по длине ВЛ (как и ее параметры), а регулирование происходит безынерционно.

По-видимому, по мере приближения действительных условий регулирования к принятым идеализированным можно ожидать и приближение действительных свойств ВЛ к обнаруженным в рассмотренном случае. А полученные свойства являются весьма привлекательными, так как в принципе означают, что можно добиваться осуществления передачи любой мощности и на любое расстояние.

Для получения большей наглядности решенная авторами рассматриваемой статьи [Л. 1] задача исследуется ниже в несколько иной постановке. Напряжение вдоль всей линии в любом режиме ее нагрузки предполагается неизменным по модулю. Это условие, конечно, может не соответствовать оптимальному и принимается в известной мере произвольно. Во всяком случае неясными остаются вопросы экономичности. Совершенно очевидно, что применение регулирующих устройств, обладающих нужными параметрами, может привести к значитель-

## ЛИТЕРАТУРА

1. Александров Г. Н. и др., Об экономической эффективности применения расширенных проводов на линиях сверхвысокого напряжения, «Электричество», 1967, № 1.

2. Левитов В. И. и Попков В. И., Методика расчетной оценки уровня потерь мощности и энергии на корону на проводах ЛЭП сверхвысокого напряжения, Известия АН СССР, «Энергетика и транспорт», 1968, № 1.

[21.1.1971]

УДК 621.3.018.35:621.314.6

ному удорожанию линии. Поэтому в дальнейшем требуется более тщательное изучение вопроса.

Ниже решение выполняется упрощенно в целях выяснения только технических возможностей. При этом рассматривается только установившийся режим, т. е. задача решается в статической постановке.

Приципиальное решение. Уравнения состояния в установившемся режиме для любого участка длиной линии имеют следующий вид:

$$\dot{U}_I = \dot{U}_{II} \sin \varphi + \dot{Z}_X I_{II} \sin \varphi$$

$$I_I = \frac{1}{Z_X} \dot{U}_{II} \sin \varphi + I_{II} \sin \varphi$$

где

$$Z_X = \sqrt{\frac{z}{y}}$$

и

$$\varphi = \sqrt{z} y = \alpha + j\beta,$$

определяются по следующим параметрам линии — сопротивлению

$$z = r + jx = ze^{j\kappa}$$

и проводимости

$$y = g - jb = ye^{j\lambda}.$$

Исходным является условие

$$\dot{U}_I = \dot{U}_{II} e^{j\delta}$$

Как видно из первого уравнения, для этого должно быть

$$\dot{Z}_X I_{II} = \dot{U}_{II}.$$

Если, кроме того, потребовать, чтобы  $\alpha = 0$ , то

$$\dot{U}_I = \dot{U}_{II} e^{j\delta} \text{ и } I_I = I_{II} e^{j\delta},$$

что характерно при передаче натуральной мощности по линии «без потерь».

При этом для любого места линии

$$\dot{S} = \dot{U} \dot{I} = \dot{U}_{II} \dot{I}_{II}$$

или при  $\arg \dot{U} = \arg \dot{I}$  неизменно  $P = UI$  и для любого ее участка длиной  $l$  получается  $\delta = \beta l$ .

Однако для этого должны выполняться некоторые условия. В частности, должно быть:

$$\alpha = \sqrt{zy} \cos \frac{\zeta - \xi}{2} = 0,$$

что возможно при  $\zeta - \xi = \pm\pi$  или, например, при  $\xi = \zeta - \pi$ , что можно выполнить, если компенсировать действие активного сопротивления линии и активной проводимости (практически — короны на проводах).

Кроме того, надо обеспечить следующее равенство:

$$Z_x = \frac{U}{I} = \frac{U^2}{P}$$

при условии, что

$$\arg Z_x = \frac{\zeta + \xi}{2} = 0$$

или

$$\frac{\zeta + \xi - \pi}{2} = \zeta - \frac{\pi}{2} = 0,$$

т. е. при условии, что

$$\zeta = -\xi = \frac{\pi}{2}.$$

Это дополнительно подтверждает требование компенсации потерь активной мощности в ВЛ.

Можно считать, что такой параметр линии, как  $x$ , задан (определяется конструктивными данными, хотя в принципе тоже может быть в какой-то мере изменен или компенсирован), поэтому надо регулировать величину  $b_c$ .

Из условия

$$\sqrt{\frac{x}{b_c}} = \frac{U^2}{P}$$

следует, что

$$b_c = x \frac{P^2}{U^4}.$$

Это выражение определяет закон регулирования параметра  $y$  для получения требуемых свойств ВЛ. Регулирование должно выполняться безынерционно соответствующими попарно включенными устройствами (равномерно распределенными по длине ВЛ).

В указанных идеализированных условиях с изменением режима нагрузки ВЛ должен изменяться и угол сдвига по фазе между напряжениями по концам линии:

$$\delta = \beta = l \sqrt{xb_c} = lx \frac{P}{U^2}.$$

Тогда мощность передачи

$$P = U^2 \frac{\delta}{lx}.$$

Пользуясь обычным практическим критерием статической устойчивости ВЛ, найдем:

$$\frac{\partial P}{\partial \delta} = \frac{U^2}{lx} > 0.$$

Таким образом оказывается, что для рассматриваемой ВЛ, действительно, нет предела передаваемой мощности по статической устойчивости. При этом, конечно, предполагается, что компенсирующие устройства с автоматическим регулированием параметров обеспечивают требуемый регулировочный диапазон, т. е. имеют достаточную мощность.

Для определения требуемого закона регулирования для самих компенсирующих устройств ( $b_{cp}$ ) достаточно учесть удельную емкостную проводимость линии  $b_{ce}$ . Из полученного ранее закона регулирования

$$b_{cp} + b_{ce} = x \frac{P^2}{U^4}$$

получим:

$$b_{cp} = x \frac{P^2}{U^4} - b_{ce}.$$

Как и следовало ожидать, дополнительная удельная емкостная проводимость может оказываться как положительной, так и отрицательной. Это значит, что в действительности может потребоваться как регулируемая индуктивность (при сравнительно малых значениях мощности передачи — в пределах натуральной), так и регулируемая емкость (при сравнительно больших значениях мощности — выше натуральной).

Смысъ полученного результата заключается в следующем. На любом элементе длины линии избыточная реактивная мощность (как разность между мощностью, генерируемой емкостью, и мощностью, потребляемой в индуктивности при данном токе нагрузки) компенсируется с помощью автоматически

настраивающегося устройства. При любой нагрузке линия оказывается работающей как бы при натуральной мощности, т. е. является самонастраивающейся.

Здесь следует заметить, что все сказанное относится только к установленному режиму. Волновой характер явления в линии при этом остается справедливым. Кроме того, конечная скорость регулирования должна как-то искажить полученные свойства.

Однако полученные результаты приходится признать весьма обнадеживающими. Во всяком случае новые свойства ВЛ с автоматически регулируемыми устройствами обнаруживаются достаточно убедительно. Полученное решение позволяет внести и некоторые дополнительные пояснения.

Поскольку в действительности регулирование индуктивности может оказаться экономически выгоднее, чем регулирование емкости, то для повышения пропускной способности ВЛ ее надо строить так, чтобы она обладала по возможности большей удельной емкостью. Это, в частности, достигается расщеплением проводов, приближением второй цепи, включением ее «в противофазу» и т. д.

Все перечисленные мероприятия оказываются целесообразными и в связи с одновременным уменьшением удельной индуктивности ВЛ. Однако наивыгоднейшее решение, конечно, может быть получено только на основании тщательных технико-экономических исследований при рабочем проектировании.

**Практическое решение.** В действительности распределенная компенсация с помощью автоматически регулируемых устройств не может быть выполнена; в этом нет и никакой необходимости, так как участки сравнительно небольшой длины (например, по 100—200 км) приближенно можно рассматривать как звенья цепочки с сосредоточенными параметрами.

Поэтому и компенсирующие устройства могут располагаться по концам таких участков. Наивыгоднейшее решение опять же определяется из технико-экономического анализа. Проводимость каждого из таких устройств можно определить умножением соответствующей удельной величины на длину участка (или половину ее — для концевых устройств):

$$B_y = b_{cp} l = \frac{x l}{U^4} (P^2 - P_{nat}^2).$$

Соответствующая реактивная мощность (потребляемая или генерируемая)

$$Q_y = U^2 B_y = \frac{x l}{U^2} (P^2 - P_{nat}^2).$$

В принципе возможна и компенсация активных сопротивлений и проводимостей участков линии. Для этого в тех же пунктах линии должны помещаться источники питания сравнительно небольшой мощности и должны устанавливаться вольтодобавочные трансформаторы, э. д. с. которых компенсировали бы падения напряжения в соответствующих сопротивлениях линии.

Однако можно предполагать, что практически этого не требуется, так как потери активной мощности сравнительно невелики; невелики и падения напряжения в активных сопротивлениях линии. Изменение же мощности передачи вдоль линии не изменяет общего положения, так как регулирующие устройства должны автоматически настраиваться на фактическую величину мощности передачи в соответствующих местах линии. При этом каждый из участков линии работает в значительной мере независимо от других.

Для каждого участка линии длиной  $l$  в том диапазоне нагрузки, где поддержание напряжений  $U$  по его концам обеспечивается автоматически настраивающимися устройствами (с достаточно малой постоянной времени), справедливой остается обычная угловая характеристика мощности:

$$P = \frac{U^2}{x l} \sin \delta_1.$$

Однако предел передаваемой мощности по самонастраивающейся линии даже с участками конечной длины определяется не по этой характеристике, а регулировочным диапазоном автоматически настраивающихся устройств. Вне этого диапазона линия перестает быть самонастраивающейся и должна рассматриваться не по участкам, а в целом — с учетом дополнительных устройств, работающих в соответствующем предельном режиме.

В пределах работы ВЛ в качестве самонастраивающейся углы  $\delta_i$  для всех ее  $n$  участков суммируются. Суммарное значение  $\delta = \delta_{1,n}$  может быть достаточно большим. В этом отношении самонастраивающаяся линия аналогична транзитной линии с промежуточными присоединениями электрических станций [Л. 2].

Чтобы определить экономическую эффективность целесообразности повышения пропускной способности ВЛ изложенным способом, нужно найти суммарную мощность компенсирующих устройств для всех ее  $n$  участков или на всю длину  $L=ln$ . Ее целесообразно выразить в относительных единицах:

$$Q_{*\Sigma} = \frac{Q_y n}{P_{\text{нат}}} = \frac{x l}{Z_{\lambda}} (P_*^2 - 1),$$

где

$$P_* = \frac{P}{P_{\text{нат}}}.$$

Важно отметить, что все приведенные выше рассуждения применимы к линиям обычной конструкции. При этом допустимо и присоединение к линии в любых ее местах промежуточных установок генерации и потребления электрической энергии. Это никак не должно отразиться на результатах, так как автоматические устройства на каждом участке должны реагировать на фактическое значение мощности передачи и сравнивать ее с задаваемым значением (по-видимому, с помощью

телеканалов). Соответственно разными должны быть только значения мощности для автоматически регулируемых устройств, устанавливаемых в разных местах ВЛ, т. е. пределы регулирования.

Задача о выборе конструкции ВЛ, как уже было указано выше, при этом не снимается. Такое изменение может оказаться экономически оправданным. В частности, некоторые преимущества могут обнаружиться и при включении проводов двух цепей «в противофазу» (т. е. выполнение линии по шестифазной системе).

Дополнительного исследования требуют вопросы переходных процессов такой ВЛ и ее динамической устойчивости, влияния конечной скорости автоматического регулирования и наличия запаздываний, работы ВЛ при возникновении несимметричных режимов и т. д.

Представляется, что на ближайшем этапе развития дальних ВЛ в первую очередь будут применяться регулируемые реакторы (например, с поперечным подмагничиванием). Однако при этом пропускная способность соответствующих ВЛ может только приближаться к их натуральной мощности.

Для дальнейшего повышения пропускной способности ВЛ требуется применение быстро регулируемых источников реактивной мощности (ИРМ), как об этом ставится вопрос в рассматриваемой статье [Л. 1]. Можно утверждать, что применение подобных устройств в электрических сетях и в ВЛ открывает новые возможности.

Инженеры Е. В. ПУТЯТИН, Л. В. ЯРНЫХ  
(МЭИ)

При оценке эффективности мероприятий, увеличивающих пропускную способность ВЛ в [Л. 1] недостаточно рассмотрено влияние отдельных элементов ВЛ на эквивалентный параметр  $B_3$ .

На рис. 1 изображены схемы ВЛ, для которых исследовалось влияние уменьшения волнового сопротивления ВЛ на параметр  $B_3$  (далее значения  $B_3$  отнесены к базисному волновому сопротивлению  $Z_c = 270 \text{ ом}$ ).

Для варианта *a*

$$B_3 = \frac{z_c^2 - x^2}{z_c} \sin \alpha_0 l + 2x \cos \alpha_0 l.$$

При длине линии 1500 км  $\alpha_0 l = 90^\circ$  и  $B_3 = \frac{z_c^2 - x^2}{z_c}$ .

Относительные изменения  $B_3$ , как видно из рис. 2, наибольшие значительны при больших значениях сопротивлений концевых устройств. Так, при уменьшении  $z_c$  на 25%  $B_3$  уменьшается в 1,37 раза для  $x=50 \text{ ом}$  и в 24 раза для  $x=200 \text{ ом}$ .

Увеличение длины ВЛ повышает эффективность уменьшения волнового сопротивления. Абсолютные значения  $B_3$  оказываются меньшими при большем значении сопротивлений концевых устройств и большей длине ВЛ.

В схеме ВЛ с включенными по концам реакторами (вариант *b*) эквивалентный параметр

$$B_3 = \frac{z_c^2 (1 + x b_p)^2 - x^2}{z_c} \sin \alpha_0 l + 2(x + x^2 b_p) \cos \alpha_0 l.$$

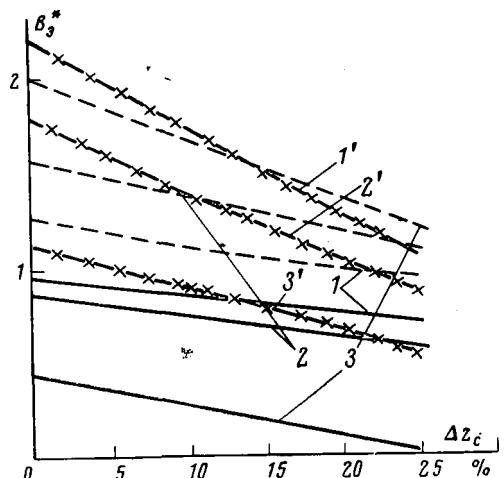
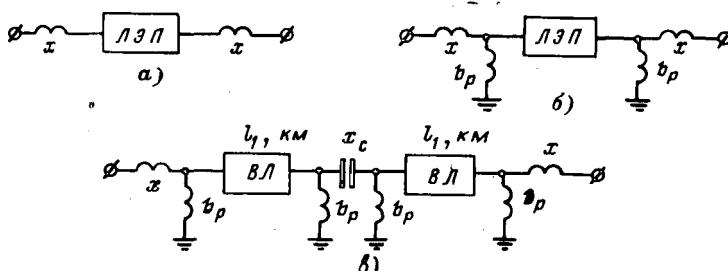


Рис. 2. Влияние волнового сопротивления линии на эквивалентную ВЛ  $B_3$  при длине  $l = 1500 \text{ км}$ .

— кривые для схем *a*, *b*, *c* соответственно: 1, 2, 3 — при  $x=50, 100, 200 \text{ ом}$ ;  $b_p = 3 \cdot 10^{-3} \text{ 1/ом}$ ; 1', 2', 3' — при  $x_c=0, 100, 300 \text{ ом}$  и  $x=50 \text{ ом}$ ,  $b_p = 2 \cdot 10^{-3} \text{ 1/ом}$ .

уменьшилось в 1,68 раза. Для случая  $x=50 \text{ ом}$  относительные уменьшения  $B_3$  в вариантах *a* и *b* равны между собой.

С увеличением проводимости реакторов значения  $B_3$  увеличиваются, относительные же изменения  $B_3$  практически остаются постоянными.

Для варианта *c*

$$\begin{aligned}
 B_0 = & [2(1+xb_p)(1-x_c b_p)x - x_c(1+xb_p)^2 + \\
 & + x^2 b_p(2-x_c b_p)] \cos^2 \alpha_0 l + \left[ z_c^2 b_p (1+xb_p)^2 (2-x_c b_p) - \right. \\
 & - 2x(1+xb_p)(1-x_c b_p) - \frac{x_c^2 x}{z_c^2} \left. \right] \sin^2 \alpha_0 l + \\
 & + 2 \left[ x b_p z_c (1+xb_p) 2 - x_c b_p + \frac{x x_c}{z_c} (1+xb_p) + \right. \\
 & \left. + z_c (1+xb_p)^2 (1-x_c b_p) - \frac{x^2}{z_c} (1-x_c b_p) \right] \sin \alpha_0 l \cos \alpha_0 l,
 \end{aligned}$$

где  $l$  — половина длины ВЛ.

При постоянных значениях  $x=50$  ом,  $b_p=2 \cdot 10^{-3}$  1/ом и  $l=1500$  км выявлены зависимости  $B_0$  от  $z_c$  для различных сопротивлений продольного компенсирующего устройства. При возрастании сопротивления продольного компенсирующего устройства значения  $B_0$  уменьшаются (рис. 2), а их относительные изменения при уменьшении волнового сопротивления практически постоянны. По мере увеличения длины ВЛ эффективность влияния уменьшения  $z_c$  на постоянную  $B_0$  становится все более значительной.

Выявление зависимости  $B_0^*$  для различных схем и параметров элементов ВЛ позволяет сделать вывод о том, что для оценки эффективности мероприятий, направленных на улучшение параметров отдельных элементов, необходимо рассматривать свойство всей ВЛ в целом. Предлагаемая в [Л. 1] управляемая ВЛ оказывается более чувствительной к изменениям концевых устройств, чем передача обычной конструкции.

Канд. техн. наук В. И. СОКОЛОВ, инж. И. И. БАТЮК  
(Москва)

Поиск новых решений для усовершенствования дальних электропередач, предпринимаемый в рассматриваемой статье, заслуживает всемерной поддержки.

Совпадение аналитических расчетов с результатами, полученными на физической модели, позволяет считать их результаты достоверными. Поэтому целесообразно переходить к обсуждению вопросов сооружения и эксплуатации таких линий, как это было сделано, например, для испытания настроенной электропередачи.

Одним из важных вопросов дальнейшего исследования «полуразомкнутой» линии должен быть вопрос ее надежности в сравнении с надежностью обычной двухцепной ВЛ. Необходимо выяснить пределы нагрузки одной цепи при отключении второй. Неясна возможность поочередного ремонта цепей «полуразомкнутой» линии.

Следует отметить большие конструктивные трудности в создании двухцепных опор для ВЛ напряжением выше 500 кв. Вопросы технической рациональности и экономической эффективности создания таких опор и, следовательно, сооружения предлагаемых авторами «полуразомкнутых» линий электропередачи нуждается в самом тщательном исследовании. Для предлагаемого авторами типа ВЛ совершенно не изучены вопросы перенапряжений, динамической устойчивости, поведения их в переходных процессах.

Предлагаемый тип ВЛ может рассматриваться для блочных электропередач. Использование их в качестве системообразующих связей с присоединением к ним в промежуточных точках линий такого же класса напряжения для создания единой сети встретит трудности, связанные с включением линий в противофазу.

Канд. техн. наук И. А. ФЕДОРОВА и доктор техн. наук, проф. Г. Е. ПОСПЕЛОВ  
(Минск)

Опубликованное в порядке обсуждения предложение [Л. 1] представляет несомненный интерес как направленное на улучшение основных технико-экономических характеристик линии электропередачи.

При рассмотрении [Л. 1] необходимо учесть, что снижение капитальных вложений и себестоимости передачи электроэнергии будет иметь решающее значение для оценки возможности передачи.

Размер капитальных затрат на строительство ВЛ и сетей приближается к общей сумме капиталовложений в электрические станции. Зачастую капитальные вложения в ВЛ достигают 60% от общих капитальных вложений, связанных с сопротивлением энергосистем.

Наиболее естественный путь обеспечения необходимой передаваемой мощности для улучшения технико-экономических показателей электропередачи — компенсация ее параметров. Однако еще далеко не все проблемы компенсации параметров ВЛ решены. К ним относится, в частности, проблема создания регулируемых компенсирующих устройств. Анализ режимов электропередач и разработка методов синтеза компенсирующих устройств показали, что их регулирование даст значительное улучшение характеристик ВЛ переменного тока [Л. 3 и 4].

Рассматриваемые авторами обсуждаемой статьи [Л. 1] вариант управляемой ВЛ позволяет надеяться на весьма существенный экономический эффект и заслуживает самого серьезного внимания.

Дополнительные, по сравнению с обычными двухцепными линиями, капитальные вложения на усиление междуфазовой изоляции — распорки, растяжки, изоляционные траверсы, необходимые для фиксации принимаемых новых междуфазовых расстояний в управляемых ВЛ, относительно невелики и полностью окупаются резким возрастанием пропускной способности управляемых ВЛ.

Исследования на физической модели и расчеты, проведенные авторами обсуждаемой статьи, показали, что перевод

в режим противофазы и сближение цепей до расстояния 9,5 м позволяет увеличить пропускную способность ВЛ 1000 кв в 1,5 раза по сравнению с двумя одноцепными линиями. Электропередача, состоящая из двух сближенных противофазных цепей, эквивалентна по пропускной способности трем одноцепным линиям электропередачи того же класса напряжения. Ориентировочно можно ожидать, что экономия будет близка к стоимости одноцепной линии.

Указанные авторами [Л. 1] значения удельных мощностей компенсирующих реакторов управляемых ВЛ примерно такие же, как и для компенсированных ВЛ, что следует рассматривать как благоприятный технико-экономический показатель управляемых ВЛ.

Особый интерес представляет сама постановка задачи создания управляемых ВЛ переменного тока повышенной пропускной способности. Основные требования по регулированию таких ВЛ отвечают условиям типичных кибернетических устройств, в которых непрерывно решается задача синтеза — производится отработка необходимых характеристик дополнительных устройств.

Необходимо дальнейшее подробное развитие поднятых вопросов, исследование их и доведение до уровня проектирования.

На наш взгляд, следует уделить серьезное внимание исследованию эффективности влияния на параметры и режим управляемых ВЛ различных устройств как параллельной, так и продольной компенсации. Авторами подчеркивается необходимость применения быстродействующих регулируемых устройств (типа ИРМ). Применение этих устройств, естественно, позволит наиболее полно использовать достоинства новых ВЛ. Но наряду с этим управляемые ВЛ могут, видимо, допускать и частичное применение регулирующих устройств с не-большим быстродействием либо регулируемых ступенчато. Эти регулируемые устройства могли бы работать в базовом режиме. Естественно, должны быть установлены необходимые со-

отношения мощностей быстродействующих и небыстродействующих устройств и определено их взаимодействие с целью обеспечения необходимых технических характеристик ВЛ и качества переходных процессов.

Для дальнейших исследований важна отработка наиболее целесообразных схем соединения управляемых ВЛ с концевыми устройствами, регулируемыми компенсирующими устройствами и с пунктами промежуточного отбора мощности.

Промежуточный отбор мощности от управляемых ВЛ,

в принципе возможный, связан с исследованием его влияния на параметры режима ВЛ и разработкой некоторых специфических требований схемного и режимного характера к пунктам отбора мощности.

Сложность создания управляемых электропередач требует решения целого ряда вопросов и проведения большого объема теоретических и экспериментальных исследований. Безусловный интерес вызывают переходные процессы, а также послеаварийные режимы.

Инженеры В. Д. МОСКАЛЕВ, В. В. БУМАГИНА  
(Москва)

Результаты обсуждаемой статьи иллюстрируются только примером ВЛ 1 000 кв со сближенными цепями, работающими в режиме противофазы. Однако применение аналогичных мероприятий эффективно и для ВЛ средней и малой длины. Эффект увеличения пропускной способности в этом случае подтверждается практическими результатами, полученными в Мосэнерго при транспортировании двухцепных ВЛ, что может рассматриваться как частичное использование мероприятий, предложенных в статье.

Для создания отрицательного взаимоиндуктивного влияния цепей и, следовательно, уменьшения значения эквивалентного индуктивного сопротивления фазы необходимо иметь такое взаиморасположение фаз на опоре двухцепной линии, при котором достигается максимальное сходство параметров всех фаз (сопротивления  $x$  и емкостной проводимости  $b$ ). Такое взаиморасположение фаз на опоре называется транспортированием.

Транспортирование преследует ту же цель, что и трансляция, хотя между ними есть большое отличие. Трансляция проводов выравнивает параметры  $x$  и  $b$  фаз. Транспортирование же проводов лишь снижает степень неравенства параметров фаз до определенного предела, определяемого геометрией расположения проводов на опоре, но при этом и улучшает параметры фаз, т. е. снижает среднее сопротивление фаз, увеличивает емкость фаз  $c$ . При одновременном проведении трансляции и транспортирования достигается полное равенство параметров фаз и их улучшение.

В Мосэнерго на ЦВМ была разработана программа по методике, изложенной в [Л. 5—7] и проведен расчет пофазных параметров для различных вариантов взаиморасположения фаз на двухцепной опоре. Некоторые данные расчетов приведены в таблице. Линии с принятым в Мосэнерго расположением фаз на двухцепных опорах (расположение № 1 таблицы) имеют худшие параметры, чем при предлагаемом в [Л. 1]. Меняя положение фаз на опоре, можно уменьшить индуктивное сопротивление и увеличить емкостную проводимость двухцепной линии на 6—8%.

Даже такое небольшое улучшение параметров двухцепной ВЛ приводит к существенному экономическому эффекту. Пропорционально уменьшению индуктивного сопротивления линии снизятся потери передаваемой реактивной мощности, а также уменьшатся потери напряжения в сети.

Транспортирование двухцепных линий приводит также к снижению активных потерь в проводах и тросах транспортированных ВЛ, а также в распределительных сетях.

Физическое объяснение снижения активных потерь в линии затруднительно, так как в формуле активных потерь  $\Delta P = \frac{P^2 + Q^2}{U^2} r$  нет прямой зависимости  $\Delta P$  от  $x_L$ , и изменение потерь при транспортировании  $\Delta P = \Delta P_{6/t} - \Delta P_{c/t}$  объясняется изменением режима всей сети в целом, т. е. изменением всех параметров известной схемы замещения ВЛ (рис. 1). Из этой схемы следует:

$$U_2 = U_1 - \frac{P_2 r + Q_2 x}{U_1}; \quad Q_{c2} = \frac{U_2^2 b}{2}; \quad Q_{c1} = \frac{U_1^2 b}{2};$$

$$P_1 = P_2 + \Delta P = P_2 + \frac{(P'_1)^2 + (Q'_1)^2}{U_1^2} r; \quad (1)$$

$$Q_1 = Q_2 + \Delta Q = Q_2 - Q_{c2} = Q_2 + \frac{(P'_1)^2 + (Q'_1)^2}{U_1^2} x - Q_{c1} - Q_{c2}; \quad (2)$$

$$Q'_1 = Q_1 - Q_{c1}. \quad (3)$$

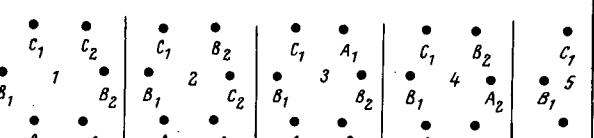
Результаты совместного решения уравнений (1) и (2) графически представлены на рис. 2 и 3. Расчеты проводились при условии, что начальные параметры  $U_1$ ,  $P_1$ ,  $Q_1$  остаются неизменными для сравниваемых вариантов с транспортированием и без него.

Для доказательства снижения потерь в распределительной сети и в тросах не обязательны математические расчеты. Уменьшение потери напряжения в сети при транспортировании приводит к повышению напряжения в распределительной сети, что приводит к снижению потерь в распределительной сети, так как потери обратно пропорциональны квадрату напряжения. Транспортирование существенно уменьшает несимметрию поля линии и, следовательно, снижает наводимые токи в тросах. Для применяемых конструкций опор существующих ВЛ 35—220 кв, как показывают расчеты, наводимые токи в тросах уменьшаются в 7—10, а потери соответственно в 50—100 раз.

Как видно из рис. 2 и 3, транспортирование двухцепных линий наиболее эффективно для загруженных линий и для линий напряжением 35—110 кв. Расчеты показали, что снижение потерь при транспортировании зависит от  $\cos \phi$  (чем меньше  $\cos \phi$ , тем эффективнее транспортирование). Было отмечено также, что транспортирование более выгодно для ВЛ большой

Продолжение	расположение фаз	Позиции проводов на опоре	Сопротивление фаз 0м км						$x_{cp}$	$b_{cp}$
			$x_{A1}$	$x_{B1}$	$x_{C1}$	$x_{A2}$	$x_{B2}$	$x_{C2}$		
AC-150	1	I	0,408	0,365	0,410	0,408	0,365	0,410	0,394	0,410
"	3		0,368	0,365	0,384	0,384	0,365	0,368	0,372	2,94
"	4		0,379	0,366	0,366	0,364	0,381	0,367	0,370	2,96
AC-150	5	II	0,386	0,367	0,395	—	—	—	0,382	2,81
AC-150	1	III	0,410	0,368	0,411	0,410	0,368	0,411	0,387	2,78
"	2		0,379	0,371	0,410	0,379	0,410	0,371	0,387	2,84
"	3		0,369	0,366	0,369	0,369	0,366	0,369	0,368	2,99
AC-150	4	IV	0,377	0,377	0,368	0,379	0,369	0,369	0,372	3,03
ACO-400	1	V	0,416	0,381	0,493	0,416	0,381	0,493	0,410	2,55
"	2		0,414	0,387	0,394	0,414	0,394	0,387	0,398	2,75
ACO-400	3		0,380	0,381	0,383	0,383	0,381	0,380	0,381	2,88
AC-150	1	VI	0,409	0,366	0,401	0,409	0,366	0,401	0,392	2,80
"	3	VI	0,364	0,366	0,385	0,385	0,365	0,364	0,372	2,94
AC-150	4	VI	0,379	0,359	0,384	0,355	0,394	0,365	0,3745	2,92
AC-25	1	VII	0,399	0,367	0,405	0,399	0,367	0,405	0,390	2,82
"	3		0,390	0,367	0,376	0,376	0,367	0,380	0,374	2,89
AC-25	4		0,390	0,364	0,376	0,361	0,388	0,381	0,377	2,92

Схемы расположений фаз на двухцепных опорах



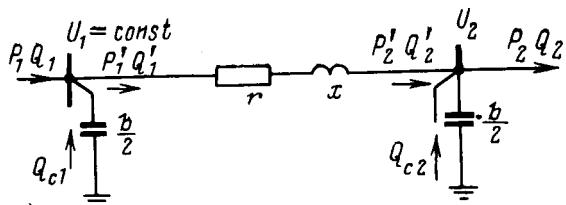


Рис. 1. Схема замещения ВЛ.

протяженности, но менее оправдано для проводов большого сечения. Эффект от транспортирования зависит также от конструкции опоры: наибольший эффект достигается при расположении проводов согласно позициям I—III таблицы и он значительно снижается для опор с расположением проводов по позициям IV и V таблицы.

При транспортировании меняется расположение фаз на концевой опоре или на портале подстанции.

В 1968 г. в электросетях Мосэнерго транспортирование выполнено на ВЛ 110 кВ общей протяженностью 300 км.

Таким образом, исследования показывают, что даже незначительное изменение в конструкции двухцепных линий приводит к существенным результатам, которые естественно, бу-

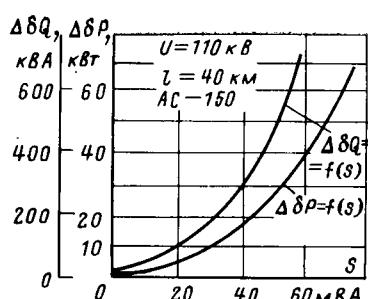


Рис. 2. Зависимость изменения разности потерь активной и реактивной мощности при транспортировании от передаваемой мощности.

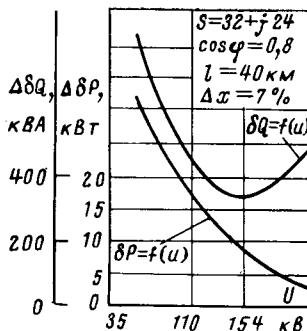


Рис. 3. Зависимость изменения разности потерь активной и реактивной мощности при транспортировании от напряжения ВЛ.

дут более ощутимыми для дальних ВЛ рассматриваемого авторами типа.

Необходимо продолжить исследования и более детально выявить преимущества полуразомкнутых управляемых линий, предложенных авторами [Л. 1].

Инж. С. Т. КУСИМОВ  
(Москва)

Для технико-экономической оценки ВЛ, предложенных в [Л. 1], требуется проработка, в частности, вопросов, связанных с несимметричными режимами и выполнением устройств релейной защиты.

Анализ может быть проведен на основе схемы замещения поврежденной цепи в виде активного трехполюсника или схемы замещения всей ВЛ в виде некоторого пассивного многоугольника.

Уравнения для тока и напряжения в произвольной точке одной из цепей, образующих «полуразомкнутую» передачу (см. рисунок), при отсчете расстояния от начала линии могут быть записаны в следующей форме [Л. 8]:

$$\left. \begin{aligned} \dot{U}_{1x} &= \frac{A_1 + A_2}{2} \dot{U}_{1H} - \frac{B_1 - B_2}{2} I_{1H} + \\ &+ \frac{A_1 - A_2}{2} \dot{U}_{2H} - \frac{B_1 - B_2}{2} I_{2H}; \\ I_{1x} &= -\frac{C_1 + C_2}{2} \dot{U}_{1H} + \frac{A_1 + A_2}{2} I_{1H} - \\ &- \frac{C_1 - C_2}{2} \dot{U}_{2H} + \frac{A_1 - A_2}{2} I_{2H}, \end{aligned} \right\} \quad (1)$$

где

$$A_1 = \operatorname{ch} k_1 x; \quad A_2 = \operatorname{ch} k_2 x;$$

$$B_1 = \frac{1}{a} \operatorname{sh} k_1 x; \quad B_2 = \frac{1}{b} \operatorname{sh} k_1 x;$$

$$C_1 = a \operatorname{sh} k_1 x; \quad C_2 = b \operatorname{sh} k_2 x.$$

Остальные обозначения соответствуют [Л. 1].

Система (1), представляющая собой уравнения активного трехполюсника, записывается в матричной форме:

$$\begin{bmatrix} \dot{U}_{1x} \\ I_{1x} \\ 1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A & -B & E \\ -C & A & -F \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \dot{U}_{1H} \\ I_{1H} \\ 1 \end{bmatrix}, \quad (2)$$

где

$$A = \frac{A_1 + A_2}{2}; \quad B = \frac{B_1 + B_2}{2}; \quad C = \frac{C_1 + C_2}{2};$$



3. Значение тока в месте повреждения зависит от режима работы неповрежденной цепи. При прочих равных условиях максимальное значение тока короткого замыкания в месте повреждения будет в случае, когда предшествующий короткому замыканию режим был режимом работы «противофазой», т. е. со сдвигом векторов напряжений одноименных фаз соседних цепей на  $180^\circ$ .

Доктор техн. наук Н. И. СОКОЛОВ  
(Москва)

Задача передачи больших мощностей на значительные расстояния в настоящее время чрезвычайно актуальна. Нет еще и ясного ответа на вопрос о дальнейших путях развития дальних передач. Поэтому особый интерес вызывают новые идеи и различные предложения в этой области.

В анализируемой статье [Л. 1] рассматривается предложенная ими так называемая «полуразомкнутая» линия и высказываются некоторые соображения по поводу применения искусственных источников реактивной мощности (ИРМ). Возможности, даваемые «полуразомкнутой» линией, иллюстрируются рядом цифр. Полученные авторами результаты сравниваются с измерениями на специально созданной физической модели. Несмотря на это, полученные авторами результаты далеко не бесспорны. К сожалению, оценить возможности такой передачи довольно трудно: статья изложена очень сжато, не содержит многих основных данных, очень спорны физические обоснования причин повышения пропускной способности таких линий, из статьи трудно понять, что представляет собой «полуразомкнутая» линия и почему она так называется.

У авторов сказано, что это линия повышенной пропускной способности, между цепями которой протекают емкостные токи, что она имеет «уменьшенные значения реактивных сопротивлений» аналогично двум параллельным линиям, работающим в режиме противофазы и что «особенностью таких передач является их живучесть». Это почти все, что сказано о принципе работы таких передач. Далее в статье сказано, что геометрические расстояния между одноименными фазами должны выбираться минимальными, чтобы повысить емкость между ними, которая существенно влияет на значение передаваемой мощности. Из последнего видно, что речь идет именно о двух параллельных линиях, работающих в режиме противофазы, так как если бы линии были синфазны, то незачем повышать емкость между однополярными проводами.

Такой режим можно создать при блочной схеме передачи по двум цепям, если на приемном конце у трансформаторов обоих блоков применить диаметрально противоположные группы соединений трансформаторов, например, одиннадцатую и пятую. Влияние параллельных линий на снижение индуктивности отмечалось уже давно: так еще в 1932 г. в [Л. 10] указывалось на уменьшение на 3–6% индуктивности цепей.

Предлагаемая «полуразомкнутая» линия, как нетрудно убедиться, представляет собой просто шестифазную передачу, поскольку по проводам протекают токи, сдвинутые относительно друг друга на  $60^\circ$ . Особенностью рассматриваемой передачи является то, что в ней взаимно сближенными оказываются провода со сдвигом токов на  $180^\circ$ , т. е. находящиеся в противофазе.

Такая шестифазная передача и рассчитываться может как обычная многофазная линия или как три однофазных двухпроводных линий, образующих трехфазную систему. Для таких линий нельзя ожидать каких-то особенностей по сравнению с обычными двухцепными трехфазными линиями передачи.

В статье особенно подчеркивается роль емкости между проводами, находящимися в противофазе, на повышение пропускной способности линии. Однако с равным успехом будет повышаться и пропускная способность обычных трехфазных линий с увеличением рабочей емкости, поскольку с ее возрастанием снижается волновое сопротивление линии  $z_b = \sqrt{L_0/C_0}$ . Здесь  $L_0$  и  $C_0$  — индуктивность и емкость одного километра фазы линии.

Для ВЛ, не имеющих компенсирующих устройств, в пренебрежении активными сопротивлениями, величины  $L_0$  и  $C_0$  жестко между собою связаны. Можно показать, что волновое сопротивление строго пропорционально только индуктивности или обратно пропорционально только емкости. Это следует

Минимальное значение тока в месте повреждения имеет место в случае работы передачи без сдвига фаз между напряжениями соседних цепей. В этом случае существует точка, при повреждении в которой значение тока в месте короткого замыкания близко к нулю. Координата этой точки зависит от параметров передачи и при реально возможных параметрах может находиться в пределах 1 000–1 500 км от начала.

из того, что для таких линий скорость распространения волн равна скорости света в вакууме, т. е.

$$v = \frac{1}{\sqrt{L_0 C_0}} = 300\,000 \text{ км/сек.}$$

Из последнего выражения

$$z_b = L_0 v = \frac{x_0}{2\pi f} v = 955 x_0.$$

Предельная передаваемая по линии мощность

$$P_{\text{пред}} = \frac{U_1 U_2}{z_b \sin \alpha_0 l} = \frac{U_1 U_2}{v L_0 \sin \alpha_0 l}.$$

Поэтому для ВЛ, не имеющих компенсирующих устройств, вне зависимости от того, сколько она имеет фаз, пропускная способность на фазу определяется только волновым сопротивлением или ее индуктивностью на единицу длины линии и длиной линии. При одинаковых длинах остается неизменным и поворот фазы  $\alpha_0 l$  по линии, зависящий от скорости распространения энергии по линии. Здесь  $U_1$ ,  $U_2$  — напряжения по

Таблица 1

Расположение проводов линии	Позиции	Расстояние между проводами, м	Рабочая индуктивность одной фазы, с/м/км	Волновое сопротивление, с/м
	<i>a</i>	$s=9,5$	0,199	190
	<i>b</i>	$a=9,5$ $s=24$	0,182	174
	<i>в</i>	$a=9,5$ $s=9,5$	0,169	162
	<i>г</i>	$a=24$ $d=48$	0,240	230
	<i>д</i>	$a=24$ $d=44$	0,233	223
	<i>е</i>	$s=9,5$	0,203	192
	<i>ж</i>	$s=24$	0,258	246
	<i>з</i>	$s=9,5$	0,186	178
	<i>и</i>	$s=8,5$	0,178	170

концам линии,  $a_0$  — коэффициент изменения фазы на единицу длины. Для ВЛ  $a_0$  — постоянная величина, связанная со скоростью  $v$ . Следовательно, при неизменной длине постоянна и величина  $\sin a_0 v$ . Для такой линии предельная мощность определяется значением  $z_0$  или пропорциональной ей индуктивностью на единицу длины. Полученное авторами повышение пропускной способности «полуразомкнутой» линии до  $(3,0-3,1)P_{\text{нат}}$  одной цепи или  $1,5-1,55$  двухцепной линии можно объяснить только тем, что пропускная способность обычной трехфазной линии определялась при расстояниях между проводами  $24$  м, а «полуразомкнутой» — при расстояниях одинаковых проводов, находящихся в противофазе,  $9,5$  м. Очевидно, если взять обычную линию с такими же расстояниями  $9,5$  м, то ее пропускная способность значительно повысится и это отношение не будет таким большим. Рассмотрим это более подробно.

Так как в статье отсутствуют какие-либо численные подсчеты индуктивностей линий и их волновых сопротивлений и не приведена методика их определения, то для нескольких вариантов расположения проводов были вычислены индуктивности линий и волновые сопротивления. Методика расчетов изложена в приложении, результаты приведены в табл. 1.

При наших расчетах, как и в обсуждаемой статье, расстояние между проводами «полуразомкнутой» линии принято  $9,5$  м, хотя это значение представляется нам нереальным. Если согласиться с авторами статьи, что «расстояния ограничиваются критическим напряжением короны», то для обычных линий, у которых напряжение между проводами меньше, следовало бы выбирать при одинаковой конструкции проводов и меньшее расстояние. Однако, учитывая, что кроме короны на выбор расстояний между проводами влияют и другие факторы (конструкция распорок между проводами разных фаз, величины внутренних перенапряжений и др.) примем и в последнем случае те же расстояния, т. е.  $9,5$  м.

Для несимметричных ВЛ (см. табл. 1, позиции б—ж) приведены сопротивления прямой последовательности, которые получаются при транспозиции всех проводов одноцепных линий или попарной транспозиции шестипроводных линий. Индуктивные сопротивления нетранспонированных линий несколько меньше и могут быть найдены из приведенной на рис. 1 схемы замещения. Заметим, что в такой линии неизбежно появление токов обратной и нулевой последовательностей, значения которых могут быть найдены из той же схемы замещения.

Из табл. 1 видно, что «полуразомкнутая» линия имеет практически те же сопротивления на фазу, что и обычные трехфазные линии, если они находятся в эквивалентных условиях. Так, следует сравнивать случай расположения проводов по предложенной авторами схеме (позиция б), для которого волновое сопротивление  $174$  ом с расположением проводов, показанным на позиции з, для которого  $z_b=178$  ом, или, в крайнем случае, с расположением, для которого  $z_b=192$  ом (позиция е). Можно также сравнить шестипроводную «полуразомкнутую» линию с проводами в одной плоскости и вывернутой средней фазой (позиция з) с обычной трехфазной линией (позиция ж) при одинаковых расстояниях между проводами у обеих линий. Расстояния при этом приняты примерно такими, какие их можно ожидать реально. Разница по сопротивлению в пользу шестипроводной линии составляет всего  $6\%$ .

Отметим те трудности, которые испытывает читатель при изучении обсуждаемой статьи. Авторы называют свою передачу «двуцепной линией новой конструкции». Естественно и сравнивать ее с двухцепной трехфазной. Однако в статье она чаще сравнивается с одноцепной, при этом ее показатели внешне улучшаются в 2 раза. В сноске на стр. 10 указано, что «здесь значение мощности отнесено к  $P=3P_{\text{нат}}$ », однако где это имеет место — обнаружить не удалось. Если сравнить рис. 4 обсуждаемой статьи с относящимся к нему текстом, то не совпадает ни одно из приведенных значений мощностей. Приводятся цифры, из которых следует, что «мощность регулируемых реакторов, выбираемых по режиму холостого хода» будет наибольшей при длине линии  $180^\circ$ , т. е. при полуволновой длине. Однако в режиме полуволны на холостом ходу напряжения и без реакторов будут снижены.

В статье не приведены характеристики трехфазных линий, относительно которых проводится сравнение. Есть только указание, что волновое сопротивление такой линии  $260$  ом (стр. 10). Обращаясь к табл. 1, видим, что у всех линий, включая и трехфазные одноцепные при одинаковых расстояниях между проводами, волновые сопротивления много меньше

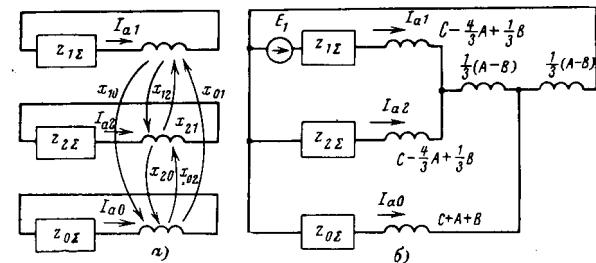


Рис. 1. Схема замещения для симметричных составляющих токов системы, содержащей несимметричную линию.  
а — с трансформаторной связью; б — с непосредственными связями.

Отсюда, по-видимому, в полтора раза большая пропускная способность «полуразомкнутой» линии по сравнению с обычными. Очевидно, что в качестве эталона принята линия, у которой не предпринято никаких мер по снижению индуктивности, таких как: сближение проводов и, возможно, их расщепление. Наиболее близкие параметры по волновому сопротивлению имеет трехфазная линия с расположением проводов по позиции ж. У «полуразомкнутой» линии провода сближены до  $9,5$  м, а у линии, относительно которой проводится сравнение, расстояния более  $24$  м.

Поскольку индуктивные сопротивления как у «полуразомкнутой», так и у обычной линии в действительности близки друг к другу, то и применение искусственных источников реактивной мощности должно давать примерно одинаковый эффект.

Нам представляются чрезмерно оптимистическими высказывания авторов в отношении эффекта, который может быть получен за счет применения ИРМ как на обычных, так и на «полуразомкнутых» линиях. Указываемое увеличение натуральной мощности двухцепной передачи до  $5P_{\text{нат}}$  одноцепной передачи с  $z_b=260$  ом технически возможно, однако экономически вряд ли может быть оправдано. К сожалению, недостаточно данных, чтобы провести экономические сравнения. Однако порядок величин грубо можно оценить.

При передаче натуральной мощности по линии без потерь, имеющей одинаковые напряжения по концам, значения напряжения и тока по линии везде одинаковы, так как имеет место самокомпенсация реактивных мощностей, т. е. потери реактивной мощности в индуктивностях линии покрываются реактивной мощностью как от емкостей линии, так и от дополнительных источников реактивной мощности. Предполагается, что дополнительные источники реактивной мощности распределены равномерно по линии.

При волновом сопротивлении  $z_b=260$  ом ( $x_0=0,272$  ом/км) натуральная мощность одной цепи при напряжении  $1000$  кВ

$$P_{\text{нат}} = \frac{U^2}{z_b} = \frac{1000^2}{260} = 3850 \text{ Мвт.}$$

Ток по линии при натуральной мощности

$$I = \frac{P_{\text{нат}}}{\sqrt{3} U} = \frac{3850}{\sqrt{3} \cdot 1000} = 2,23 \text{ ка.}$$

Значение  $5P_{\text{нат}}$  для одной цепи или  $2,5P_{\text{нат}}$  для двух цепей составит  $3850 \cdot 5 = 19250$  Мвт, что близко совпадает с приводимым в обсуждаемой статье значением  $(20000$  Мвт).

Определим необходимую дополнительную мощность от ИРМ и конденсаторов для доведения натуральной мощности обычной двухцепной линии с  $z_b=280$  ом до  $19250$  Мвт.

При этом ток в каждой цепи увеличится в 2,5 раза и в  $2,5^2=6,25$  раза увеличится потери реактивной мощности в реактивности линий. Отсюда дополнительная мощность ИРМ и конденсаторов на один километр двухцепной линии

$$\Delta Q = 2,23^2 \cdot 0,272 \cdot 6 (6,25-1) = 42,6 \text{ Мвар/км,}$$

при этом натуральная мощность увеличится на

$$19250 - 2 \cdot 3850 = 11550 \text{ Мвт.}$$

Дополнительная мощность источников на 1 Мвт и на 1 км

$$\frac{42,6}{11550} = 0,00369 \text{ Мвар/Мвт·км.}$$

Результаты, полученные для этой линии и линий другого исполнения, приведены в табл. 2.

Таблица 2

Вид линии	$z_b$ одной цепи, $\text{ом}$	$x_b$ одной цепи, $\text{ом/км}$	$P_{\text{наг}}$ на цепь, $\text{Мет}$	Реактивная мощность, источников для получения $P_{\text{наг}} = 19250 \text{ Мет/км}$	Реактивная мощность источников на единицу дебавочной мощности, $\text{Мет/км}$
Двухцепная линия обычного исполнения	260	0,272	3 850	42,8	0,00369
Двухцепная линия со сближенными проводами: $a=9,5 \text{ м}$ (табл. 1, позиция 3)	178	0,186	5 370	21,6	0,00252
«Полуразомкнутая» линия (табл. 1, позиция 6)	174	0,182	5 500	20,2	0,00244

Результаты расчетов указывают на необходимость установки источников реактивной мощности на очень большую мощность для доведения натуральной мощности линии до значения, указанного авторами статьи. Для линий со сближенными проводами или для полуразомкнутой необходимая мощность источников реактивной мощности примерно в 2 раза меньше, но все же чрезмерно велика.

Предполагая, что компенсация осуществляется только конденсаторами и стоимость одного квадрата реактивной мощности 10 руб., получим затраты на установку компенсации на одном километре линии  $42,8 \cdot 10^3 \cdot 10 = 428000 \text{ руб/км}$  для случая компенсации линии с  $z_b = 260 \text{ ом}$  до мощности 19 250 Мет. Для компенсации линий со сближенными проводами или «полуразомкнутой» затраты будут примерно в 2 раза меньше. Для сравнения укажем, что стоимость сооружения одного километра линии 500 кв составляет 35 000 руб [1, 11].

Однако на такой передаче должны быть установлены управляемые источники реактивной мощности, которые включают в себя конденсаторы на полную реактивную мощность, трансформаторы и вентили<sup>1</sup> [1, 12]. Во всяком случае, стоимость ИРМ будет много больше по сравнению с конденсаторами.

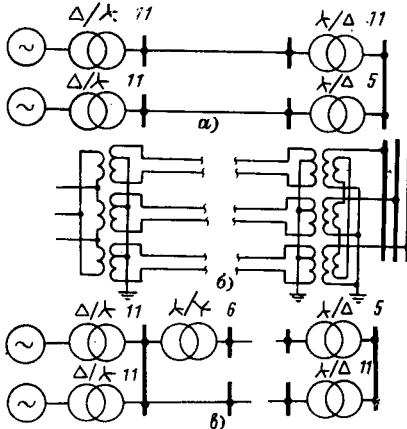
Остановимся особо на надежности «полуразомкнутой» передачи. Очевидно, что говорить о надежности можно только учитывая схемы подключения линий и трансформаторов к отправной и приемной подстанциям. Поскольку в статье эти схемы не приводятся, то ниже рассматриваются возможные варианты и проводятся их сравнения.

1. Наиболее простым является вариант подключения двух систем (цепей) проводов «полуразомкнутой» линии к шинам приемной подстанции через трансформаторы с диаметрально противоположными группами соединений, например, одиннадцатой и пятой (рис. 2, а). Поэтому как на приемном, так и на отправном концах не может быть общих шин для обеих цепей. Невозможно соединение их и на промежуточных подстанциях или переключательных пунктах. При такой схеме даже однофазное повреждение при неуспешном АПВ вызывает не полнофазный режим по одной цепи с замыканием токов обратной последовательности через генераторы и трансформаторы, а токов нулевой — через трансформаторы. Токи в отдельных обмотках трансформатора увеличиваются в 1,5—1,7 раза, а в генераторах — до 1,5 раза при токе обратной последовательности до 50%. При предлагаемом расположении проводов, когда одноименные, но противоположные по знаку провода располагаются один над другим, наиболее вероятным является замыкание или даже склестывание между собой одноименных проводов. При таких повреждениях, в принципе, возможно отключение только одного провода, чем будет ликвидировано короткое замыкание и одна цепь сохранится в работе. Вторая же цепь окажется в режиме передачи по двум фазам и должна быть отключена или немедленно разгружена, как и в первом случае.

2. При подключении передачи по схеме рис. 2, б должны быть применены шестифазные трансформаторы или группы из

Рис. 2. Возможные варианты выполнения «полуразомкнутой» передачи.

а — блочный вариант с диаметрально противоположными группами соединений трансформаторов приемного конца; б — вариант с шестифазными трансформаторами; в — связанный вариант с «поворачивающим» трансформатором.



трех специальных однофазных трансформаторов с выводами от средних точек. Как видно из схемы, отключение любого из проводов повлечет протекание уравнительных токов через обмотки трансформаторов и землю. Токи обратной последовательности в генераторах будут примерно в 2 раза меньше, если все генераторы объединить на своем напряжении. При разделении генераторов на две группы или применении рассщепленных трансформаторов условия будут аналогичны рассмотренным в п. 1. Здесь также невозможно применение переключательных пунктов на линии и общих приемных шин без трансформаторов.

3. К числу возможных можно отнести и схему рис. 2, в с дополнительным трансформатором, поворачивающим фазу на 180°. Здесь отключение одной цепи не приведет к отключению половины генераторов, но потребует разгрузки передачи. Такое улучшение дается дорогой ценой: необходим дополнительный трансформатор, цепи передачи не могут работать на общие шины.

При обычных двухцепных передачах всегда могут быть сборные шины на отправленной и приемных концах. Отключение одного провода почти не вызывает токов обратной последовательности в генераторах, так как токи обратной и нулевой последовательности будут замыкаться в основном через сборные шины. Межфазовые замыкания будут приводить к отключению одной цепи или участка, при этом генераторы остаются в работе. Как уже указывалось, такая двухцепная передача будет иметь практически ту же пропускную способность, что и «полуразомкнутая», при условии того же сближения проводов.

Во всех рассмотренных вариантах «полуразомкнутой» линии вряд ли возможно создать противоаварийную автоматику, существенно улучшающую свойства линии.

Отметим еще, что надежность обычной двухцепной линии с уменьшенными междуфазовыми расстояниями выше надежности «полуразомкнутой» даже при расположении обеих цепей на одной опоре. Если принять те же расстояния между крайними проводами, как у «полуразомкнутой» линии, т. е. 48 м, то для двухцепной линии с расположением проводов, представленным в табл. 1 на позиции 3, крайние соседние провода разных цепей окажутся разнесеными на расстояние около 30 м, замыкания фаз разных цепей здесь исключены, ремонт легко осуществим. В то же время индуктивности на фазу здесь практически одинаковы (0,182 ом для «полуразомкнутой» и 0,186 ом для обычной линии).

**Выводы.** 1. «Полуразомкнутые» или «совмещенные» линии являются просто шестифазными линиями.

2. Полученное авторами повышение пропускной способности в полтора раза объясняется тем, что для сравнения взята линия при неэквивалентных условиях ( $z_b = 260 \text{ ом}$  вместо возможных 175—180 ом), т. е. с расстоянием между фазами примерно 25 м вместо 9,5 м, принятых для «полуразомкнутых» линий, несмотря на большее на 16% напряжение.

3. Эксплуатационные свойства и надежность («живучесть») «полуразомкнутой» линии значительно хуже, чем двухцепной трехфазной линии.

4. Поскольку параметры «полуразомкнутых» линий почти не отличаются от возможных параметров обычных линий, то и эффект от применения ИРМ будет примерно одинаков.

5. Область применения ИРМ должна устанавливаться на основе технико-экономических расчетов. Увеличение пропуск-

<sup>1</sup> Предполагается, что используется система ИРМ МЭИ, выполненная в соответствии с наиболее поздней публикацией, 1969.

ной способности линии до  $2,5P_{\text{нат}}$  (19 250 Мет), как рекомендуется в статье, технически возможно, однако экономически неприемлемо для любой конструкции линии.

**Приложение.** Параметры трехфазных и шестифазных передач. Учитывая, что для воздушных линий без компенсации все параметры могут быть получены из удельной индуктивности на один километр линии, ограничимся определением только индуктивностей.

В общем случае как трехфазные, так и шестифазные передачи являются несимметричными, поэтому прибегнем к разложению сопротивления на симметричные составляющие. Для наших случаев (табл. 1) задача несколько упрощается из-за наличия частичной симметрии, так как некоторые сопротивления взаимоиндукции оказываются между собой равными; собственные сопротивления всех проводов также равны друг другу.

Рассмотрим сначала одноцепную трехфазную линию с горизонтальным расположением проводов (табл. 1, позиции  $e$  и  $sc$ ).

Для такой линии матрица сопротивлений

$$\|z\| = \begin{bmatrix} a & b & c \\ a & C & A & A \\ b & A & C & B \\ c & A & B & C \end{bmatrix}. \quad (\text{П-1})$$

Здесь  $A = x_{ab} = x_{ac} = x_{ca} = x_{bc}$ ;  $B = x_{bc} = x_{cb}$ ;  $C = x_{aa} = x_{bb} = x_{cc}$ . Однаковыми являются взаимные сопротивления между средней и обеими крайними фазами.

Для нахождения симметричных составляющих сопротивлений необходимо произвести следующую операцию [Л. 13]:

$$\|z'\| = \frac{1}{3} \|C^* \cdot \| \cdot \|z\| \cdot \|C\|, \quad (\text{П-2})$$

где

$$\|C\| = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 2 \\ 0 & 1 & 1 & 1 \\ 1 & 1 & a^2 & a \\ 2 & 1 & a & a^2 \end{bmatrix}; \quad (\text{П-3})$$

$$\|C^*\| = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 2 \\ 0 & 1 & 1 & 1 \\ 1 & 1 & a & a^2 \\ 2 & 1 & a^2 & a \end{bmatrix}. \quad (\text{П-4})$$

После перемножения получаем матрицу симметричных составляющих сопротивления линии:

$$\|z'\| = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 2 \\ 0 & x_{00} & x_{01} & x_{02} \\ 1 & x_{10} & x_{11} & x_{12} \\ 2 & x_{20} & x_{21} & x_{22} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 2 \\ 0 & 3C + 4A + 2B & A - B & A - B \\ 1 & A - B & 3C - 2A - B & 2(A - B) \\ 2 & A - B & 2(A - B) & 3C - 2A - B \end{bmatrix}. \quad (\text{П-5})$$

Здесь схемы отдельных последовательностей связаны между собой взаимоиндуктивностями. Этой матрице соответ-

ствуют схемы замещения, изображенные на рис. 1; в них учтены и сопротивления  $z_{1\Sigma}$ ;  $z_{2\Sigma}$ ;  $z_{0\Sigma}$  для токов прямой, обратной и нулевой последовательностей системы, в которую входит рассматриваемая линия [Л. 14].

Если линия транспонирована, то матрицы сопротивлений для других участков будут отличаться только взаимными сопротивлениями  $x_{12}$ ,  $x_{21}$ ,  $x_{01}$ ,  $x_{10}$ ,  $x_{20}$ ,  $x_{02}$ , которые получают коэффициенты поворота фаз  $a$  и  $a^2$ . Так, при перемещении фазы  $B$  в середину матрица сопротивлений приобретает вид:

$$\begin{array}{c} \parallel z' \parallel = \frac{1}{3} \times \\ \times \begin{array}{c} 0 \quad 1 \quad 2 \\ \begin{array}{|c|c|c|} \hline 3C + 4A + 2B & a^2(A - B) & a(A - B) \\ \hline a(A - B) & 3C - 2A - B & 2a^2(A - B) \\ \hline a^2(A - B) & 2a(A - B) & 3C - 2A - B \\ \hline \end{array} \end{array} \end{array} \quad (\text{П-6})$$

При дальнейшем перемещении фаз будем получать аналогичную матрицу с соответствующей заменой коэффициентов  $a$  и  $a^2$  на  $a^2$  и  $a$ .

Поэтому суммарное сопротивление трех одинаковых участков при транспозиции будет содержать только сопротивления для токов прямой, обратной и нулевой последовательностей и не будет иметь взаимных сопротивлений, так как  $a^2 + a + 1 = 0$ .

Для транспонированной линии сопротивления прямой и обратной последовательностей

$$x_{11} = x_{22} = \left( C - \frac{2}{3} A - \frac{1}{3} B \right). \quad (\text{П-7})$$

Собственные и взаимные сопротивления фаз линии

$$\begin{array}{c} x_{aa} = x_{bb} = x_{cc} = C = 0,145 \lg \frac{1}{r} ; \\ x_{ab} = x_{ac} = A = 0,145 \lg \frac{1}{s} ; \\ x_{bc} = B = 0,145 \lg \frac{1}{2s} , \end{array} \quad (\text{П-8})$$

где  $r$  — эквивалентный радиус системы проводов одной фазы;  $s$  — расстояние между проводами соседних фаз.

Подставив эти значения в выражение (П-7), получим сопротивления для токов прямой и обратной последовательностей:

$$x_1 = x_2 = x_{11} = x_{22} = 0,145 \lg \frac{\sqrt[3]{2} s}{r}.$$

Подсчет по обычным выражениям для среднего сопротивления трехфазной линии дает также

$$x = 0,145 \lg \frac{\sqrt[3]{s_{ab}s_{bc}s_{ac}}}{r} = 0,145 \lg \frac{\sqrt[3]{2} s}{r},$$

т. е. в данном случае имеем совпадение выражений для сопротивления прямой последовательности и среднего сопротивления.

Определим теперь некоторые численные значения сопротивлений такой линии, приняв расстояния между проводами, как у авторов статьи для «полуразомкнутой» линии, т. е. 9,5 м. При шаге расщепления 0,4 м радиус будет 0,48 м. Примем эквивалентный радиус равным 0,5 м.

При этом  $x_1 = x_2 = 0,203 \text{ ом}$ .

Если провода расположить по вершинам равностороннего треугольника, то  $x_1 = x_2 = 0,186 \text{ ом}$ , т. е. на 9% меньше, чем подсчитано выше.

Для ВЛ без транспозиции необходимо учитывать взаимные сопротивления между схемами последовательностей. При горизонтальном расположении проводов

$$x_{01} = x_{02} = x_{20} = x_{10} = \frac{1}{3} (A - B) =$$

$$= \frac{1}{3} 0,145 \left( \lg \frac{1}{s} - \lg \frac{1}{2s} \right) = 0,015;$$

$$x_{21} = x_{12} = \frac{2}{3} (A - B) = 0,03,$$

т. е. последнее составляет 15% от сопротивления прямой последовательности.

Рассмотрим теперь шестифазную линию по (табл. 1, позиция б) или, как ее называют авторы, «полуразомкнутую».

Линию можно представить состоящей из трех петель —  $a-a'$ ,  $b-b'$  и  $c-c'$ , связанных между собой сопротивлениями взаимоиндукции.

Сопротивления отдельных петель

$$C = x_{aa} = x_{bb} = x_{cc} = 0,29 \lg \frac{a}{r} = 0,372 \text{ ом.}$$

Здесь коэффициент принят 0,29 вместо 0,145, так как на единицу длины линии приходится двойная длина проводов.

Сопротивление взаимоиндукции между петлями определяются по известному выражению

$$x_{ab} = 0,145 \lg \frac{r_{14}r_{23}}{r_{13}r_{24}}.$$

Взаимные сопротивления между петлями:

$$A = x_{ab} = x_{ac} = 0,145 \lg \frac{(\sqrt{a^2 + s^2})^2}{s^2} = 0,0093 \text{ ом.}$$

$$B = x_{bc} = 0,145 \lg \left( 1 + \frac{a^2}{4s^2} \right) = 0,0019 \text{ ом.}$$

Матрица же сопротивлений имеет такой же вид, как и для обычной трехфазной линии:

$$x_{11} = x_{22} = C - \frac{2}{3} A - \frac{1}{3} B = 0,365 \text{ ом.}$$

Если расстояние между парными линиями увеличить до бесконечно большого, то  $A=B=0$  и  $x_{11}=x_{22}=0,372$ , т. е. увеличение примерно на 2%.

Сопротивления для петли получены на два провода.

Сопротивление на фазу в один конец

$$x_{11} = x_{22} = \frac{1}{2} 0,365 = 0,182 \text{ ом.}$$

Рассмотрим еще линию, у которой провода расположены по вершинам правильного шестиугольника и идут тремя петлями с расстоянием между проводами в противофазе 9,5 м (табл. 1, позиция а). Для такой ВЛ

$$r_{ab} = 2R; \quad r_{a'b} = R; \quad r_{ab} = r_{bc} = r_{ac} = \sqrt{3} R.$$

Сопротивления взаимоиндукции между петлями  $aa$ ,  $bb$  и  $cc$

$$A = B = x_M = + 0,145 \lg \frac{R^2 R}{\sqrt{3} R \sqrt{3} R} = -0,0256 \text{ ом.}$$

Сопротивление собственное петли, как и ранее:

$$x_{aa} = x_{bb} = x_{cc} = 0,372 \text{ ом.}$$

Сопротивление прямой последовательности

$$x_{11} = x_{22} = 0,398 \text{ ом.}$$

Сопротивление на фазу и провод

$$x_1 = x_2 = \frac{1}{2} x_{11} = 0,199 \text{ ом.}$$

Определим теперь параметры линии, относительно которой авторы статьи проводили сравнение. Ее волновое сопротивление 260 ом. Используя приведенное нами соотношение между волновым сопротивлением и индуктивным сопротивлением на один километр, определяем сопротивление одного километра этой линии:

$$x_0 = \frac{260}{955} = 0,272 \text{ ом/км.}$$

Предполагая систему расщепления проводов такую же, как и у полуразомкнутой линии, и зная, что

$$x_1 = 0,145 \lg \frac{\sqrt{2}s}{0,5} = 0,272 \text{ ом,}$$

определяем расстояние между проводами, которое оказываеться равными 30 м.

Поскольку предлагаемая авторами система расположения проводов при напряжении 1000 кв, вероятно, невыполнима, рассмотрим линию с горизонтальным расположением проводов и с шагом между проводами 24 м. Определим сопротивления такой линии.

Сопротивления отдельных петель:

$$C = x_{aa} = x_{bb} = x_{cc} = 0,29 \lg \frac{24}{0,5} = 0,488 \text{ ом.}$$

Взаимные сопротивления между соседними петлями:

$$A = x_{ab} = x_{ac} = 0,145 \lg \frac{r_{14}r_{23}}{r_{13}r_{24}} = -0,0181 \text{ ом;}$$

$$B = x_{bc} = x_{cb} = 0,145 \lg \frac{24 \cdot 5 \cdot 24 \cdot 3}{24 \cdot 4 \cdot 24 \cdot 4} = -0,004 \text{ ом.}$$

При таком расположении проводов за счет взаимоиндукции сопротивление прямой последовательности увеличится:

$$x_1 = x_2 = \frac{1}{2} \left( C - \frac{2}{3} A - \frac{1}{3} B \right) = 0,251 \text{ ом.}$$

Если у средней фазы поменять местами провода, то  $A$  изменит знак на обратный, а  $B$  останется с тем же знаком. Тогда сопротивления прямой последовательности  $x_1 = x_2 = 0,240 \text{ ом.}$

Последнее значение и приведено в табл. 1.

Однако при этом потребуется очень сложная транспозиция. В этом самом благоприятном случае уменьшение сопротивления на фазу по сравнению с трехфазной линией, также с горизонтальным расположением проводов, составит всего 7%.

## ЛИТЕРАТУРА

1. Веников В. А., Астахов Ю. Н. и Постолатий В. М., Управляемые электропередачи переменного тока повышенной пропускной способности, «Электричество», 1969, № 12.
2. Веников В. А., Переходные электромеханические процессы в электрических системах, изд-во «Высшая школа», 1970.
3. Попсевлов Г. Е. и Федоров И. А., Об изменении стоимости передачи электроэнергии с увеличением дальности, Изв. вузов, «Энергетика», 1964, № 2.
4. Федорова И. А., О подборе параметров компенсирующих устройств электропередачи переменного тока с помощью ЦВМ, Изв. вузов, «Энергетика», 1967, № 9.
5. Астахов Ю. Н., Веников В. А. и Зуев Э. Н., Увеличение пропускной способности двухцепных линий электропередач, Изв. АН СССР, «Энергетика и транспорт», 1965, № 5.
6. Астахов Ю. Н., Веников В. А. и Зуев Э. Н., Повышение пропускной способности за счет рационального размещения проводов двухцепных линий электропередачи, Изв. АН СССР, «Энергетика и транспорт», 1965, № 6.
7. Астахов Ю. Н. и Зуев Э. Н., К вопросу о транспозиции двухцепной линии электропередачи, Изв. АН СССР, «Энергетика и транспорт», 1966, № 3.
8. Solovieff I. I., Investigation of a special circuit for long distance transmission of electric power, M. I. T., 1933.
9. Stagg F. M., Equivalent circuits, Trans. AIEE, v. 51, 1932, № 2.
10. Вагнер Ч. и Эванс Р., Метод симметричных составляющих, ОНТИ, 1933.
11. Левин Л. Э. и Рокотян С. С., Воздушные линии электропередач 500 кв, сб. «Дальние электропередачи 500 кв», Под ред. А. М. Некрасова и С. С. Рокотяна, изд-во «Энергия», 1964.
12. Жуков Л. А. и др., Статический регулируемый источник реактивной мощности с вентильным управлением, «Электричество», 1969, № 12.
13. Кроп G., Tensor analysis of networks, 1939.
14. Соколов Н. И., Построение и применение комплексных схем замещения при сложных несимметричных цепях, «Электричество», 1949, № 6.

## ОТВЕТ АВТОРОВ

Статья [Л. 1] вызвала большое количество откликов. Это понятно, так как в настоящее время весьма актуально изыскание новых способов повышения пропускной способности электропередач переменного тока. Почти все выступавшие [Л. 2—11], положительно оценивая предложения [Л. 1], высказали некоторые критические замечания, безусловно, полезные для дальнейших исследований. Исключение составило выступление [Л. 12], полностью отвергающее все соображения [Л. 1].

В связи с высказанными замечаниями необходимо заметить, что создание управляемых ВЛ переменного тока повышенной пропускной способности, предлагаемых в [Л. 1], требует исследований целого комплекса вопросов<sup>1</sup>, многие из которых, даже частично решенные, не могли найти отражения в обсуждаемой статье. Однако многие вопросы еще требуют исследований. К ним, в первую очередь, относятся переходные процессы в ВЛ нового типа, несимметричные режимы, а также конструктивные и схемные особенности, на которые справедливо было обращено наибольшее внимание в дискуссии.

Естественно, что в конструктивном отношении предлагаемые ВЛ существенно отличаются от обычных двухцепных прежде всего резким сближением цепей, что возможно благодаря новейшим тенденциям в применении изолирующих материалов и новым взглядам на конструирование линий [Л. 5, 13—17]. К схемным особенностям относится выполнение обеих цепей ВЛ как «блочных» при особой фазировке, такой, при которой одноименными выбираются фазы, провода которых имеют минимальные расстояния. Концевые устройства ВЛ обеспечивают изменение угла сдвига трехфазных систем векторов напряжений каждой из цепей по отношению друг к другу от 0 до 180°. При выборе расстояния<sup>2</sup> между цепями определяющим является режим противофазы, при котором разность напряжений между одноименными фазами равна двойному фазному. В [Л. 12] высказывались сомнения относительно возможности сближения цепей. Однако реальность этого сближения подтверждается и материалами [Л. 5] и результатами исследований [Л. 13—17].

Целесообразность перевода сближенных цепей в режим противофазы подтверждается анализом и расчетами, приведенными в [Л. 3, 4 и 10], где рассматривается сближение не только цепей, но и фаз своих цепей, и показывается, что при этом пропускная способность ВЛ увеличивается. Можно согласиться с замечаниями о том, что выполнение линий только со сближением цепей должно рассматриваться как первый шаг по освоению ВЛ новой конструкции [Л. 4, 10 и 11]. Сближение цепей при одновременном сближении их фаз весьма эффективно для увеличения предела передаваемой мощности. Однако, видимо, не все выступавшие в дискуссии учили, что, по мысли авторов [Л. 1], наряду с упомянутыми эффектами решающее значение имеют особенности управления режимом ВЛ рассматриваемого типа. Эти особенности заключаются прежде всего в том, что вдоль линии устанавливают быстродействующие регулирующие устройства типа ИРМ<sup>3</sup>, которые в сочетании с регулированием фазы ВЛ обеспечивают «саморегулирование» или «автоматическую настройку передачи» и дальнейшее повышение предела мощности. ВЛ в целом получает свойства кибернетического устройства, управляемого в функции режима энергетической системы. Применение регулируемых быстродействующих устройств, конечно, эффективных и на обычных линиях, для ВЛ указанного типа оказывается наиболее целесообразным, так как, по мнению авторов, она обладает большей регулировочной чувствительностью, что не учитывается в [Л. 12]. Для уве-

личения пропускной способности предлагаемых ВЛ сверх их естественного предела требуется меньшая мощность компенсирующих устройств, чем для передач с обычными ВЛ. В связи с этим можно согласиться с соображениями [Л. 7] об эффекте концевых устройств, без учета которого легко прийти к совершенно неправильным выводам. Применение быстродействующих регулируемых устройств в сочетании с нерегулируемыми, работающими в базовой области, как справедливо отмечается в [Л. 7, 9 и др.], весьма целесообразно и может удешевить электропередачу.

Несколько иная, чем в [Л. 1], трактовка эффективности управляемых ВЛ [Л. 6], подтверждающая их целесообразность с других позиций, будет полезна в дальнейшей работе по созданию управляемых ВЛ. С точки зрения практики современных электрических систем заслуживают внимания замечания о том, что управляемые ВЛ предлагаемого типа могут выполнятся и на относительно низком напряжении [Л. 4, 8 и 10]. В [Л. 1] ВЛ 1000 кв рассматривалась только в качестве примера, и авторы будут приветствовать практическое применение их идеи для сетей относительно низкого напряжения (такие исследования ведутся и авторами). Для практических рекомендаций и количественных выводов требуются дальнейшие исследования, как это правильно отмечается в [Л. 4, 8, 9 и 10], где высказываются также пожелания в отношении дальнейшего изучения надежности, которая вопреки утверждению [Л. 12] будет, как это признается во всех остальных выступлениях, во всяком случае не ниже, чем у обычных ВЛ. Правильно указывается на необходимость исследования перенапряжений, переходных процессов и несимметричных режимов [Л. 11].

Автор [Л. 11] справедливо отмечает, что специальное транспортирование двухцепных линий, уже находящее свое применение в практике эксплуатации существующих передач, должно рассматриваться как апробация идеи [Л. 1], что реализуемых в наиболее простой форме доступными средствами. В [Л. 2] правильно показано, что расположение проводов в одной плоскости не дает большого эффекта, но почему-то не указывается, что в связи с этим в [Л. 1] и предложено специальное их расположение. Сомнения относительно практической осуществимости предложенного в [Л. 1] расположения проводов на опоре [Л. 2] полностью устраивают, если учсть уже намечающееся использование для опор ВЛ новых изоляционных материалов [Л. 5, 13—17]. Одновременно в [Л. 2] делаются предложения по развитию указанного в [Л. 1] направления, но эти предложения заслуживают самостоятельной дискуссии.

Не возражая против необходимости разработки предложенных ВЛ, большинство выступавших делают предложения по методологии анализа ВЛ нового типа и по их конструированию [Л. 5—7, 10 и др.]. Эти предложения заслуживают дальнейшего изучения.

Коснемся категорических возражений против концепций [Л. 11], имеющихся в [Л. 12], где утверждается, что сближение цепей, работающих в противофазе, до 9.5 м для ВЛ 1000 кв не реально и что значение этого расстояния по условию короны должно быть увеличено вдвое. Это неаргументированное утверждение опровергается данными [Л. 5 и 16] и результатами расчета, проведенного для полуразомкнутой ВЛ со сближением противофазных цепей до 9.5 м, что составляет примерно 0.4D (междудфазного расстояния) каждой цепи по условиям короны. На основании этих расчетов, выполненных по методике [Л. 18], были приняты провода 8 × АСОД-600 с шагом расщепления ВЛ 40 см, на которых максимальная напряженность электрического поля составляет около 23 кв/см при допустимой напряженности (по ПУЭ) 27.5 кв/см.

Конструктивное выполнение опоры, обеспечивающее необходимое сближение, требует ряда новых решений, в частности, использования изолирующих траверс [Л. 13 и 15], изоляционных распорок между фазами [Л. 16—17] и т. д.

Таким образом, очевидный прогресс изоляционной техники, игнорируемый в [Л. 12], полностью снимает сомнения относительно возможности сооружения в будущем линий со сближенными цепями.

При сравнительной оценке пропускной способности ВЛ со сближенными цепями, выполняемые по мысли авторов [Л. 1] только как управляемые и в целом имеющие новые свойства, должны сравниваться с оптимальным вариантом

<sup>1</sup> Идея создания таких ВЛ и их регулируемых элементов, давно разрабатываемая кафедрой «Электрические системы» МЭИ, подкреплена семью авторскими свидетельствами и рядом патентов.

<sup>2</sup> Линии электропередач со сближением цепей до 0.4 принятого в настоящее время расстояния между фазами могут по условиям короны иметь следующие провода: АС-400 для ВЛ 220 кв, 2×АСО-400 для ВЛ 330 кв, 3×АСО-500 для ВЛ 500 кв, 4×АСО-700 для ВЛ 750 кв. При проектировании той или иной конкретной ВЛ тип провода, конечно, должен уточняться.

<sup>3</sup> Предложенные в МЭИ статические источники — реактивной мощности. Благодаря их быстродействию они должны рассматриваться как органический элемент электропередачи, кардинально меняющий ее свойства и обеспечивающий высокие предельные мощности. Это было показано в [Л. 20] и дополнительно правильно подчеркнуто в [Л. 6].

обычных применяемых сегодня электропередач. В качестве такой «базовой» передачи была выбрана передача, имеющая две цепи (такие, как и рассматриваемая электропередача), но цепи предполагались разнесенными на значительное расстояние друг от друга. Другими словами, для сопоставления были взяты две одноцепные ВЛ того же напряжения и с тем же расстоянием  $D$  между фазами своей цепи. Исходя из допущения, чтобы у одноцепных ВЛ плотность тока была бы не меньше, чем у ВЛ повышенной пропускной способности, сечение фаз одноцепных ВЛ соответственно корректировалось. В [Л. 12] последний фактор, очевидно, не учтен, так как, значение волнового сопротивления для одноцепной трехфазной линии при междуфазном расстоянии ( $D=24$  м) там оказалось заниженным (246 ом вместо принимавшегося авторами значения 260 ом).

В [Л. 1] рассмотрен простейший вариант ВЛ со сближением только цепей (при неизменном расстоянии между их собственными фазами). Авторы установили, что можно далее значительно повысить пропускную способность при одновременном сближении и цепей и фаз. Однако в [Л. 1] рассмотрено только сближение цепей, как первый шаг по увеличению пропускной способности при сохранении неизменных расстояний между фазами цепей ( $D$ ) электропередачи в связи с отсутствием опыта эксплуатации таких ВЛ, необходимости сохранения обычного уровня надежности при ненормальных режимах и т. д.

Замечания [Л. 12] относительно холостого хода настроенных на полуволну идеальных линий не имеют прямого отношения к рассмотренным в [Л. 1] управляемым ВЛ. В самом деле, для точно настроенных идеальных ВЛ (с зависимым от значения передаваемой мощности уровнем напряжения в середине линии), действительно, совершенно не требуется реакторов. Однако в [Л. 1] неоднократно подчеркивалось, что там рассматривается не настроенная магистральная ВЛ, а новая управляемая ВЛ, в которой устройства регулирования, являющиеся неотъемлемой ее частью, обеспечивают заданные характеристики и необходимое качество параметров режима. В частности, для обеспечения заданного уровня напряжения в ВЛ требуются реакторы. ориентировочная удельная мощность которых указана в [Л. 1]. При этом, конечно, не безразлична связь с промежуточными энергосистемами и промежуточный отбор мощности. Подчеркнем, что идя автоматически управляемой ВЛ, по мнению авторов [Л. 1], подразумевает плавное или ступенчатое регулирование угла сдвига систем векторов напряжения ее цепей относительно друг друга  $\theta$ , как об этом сказано в статье, т. е. у нее угол  $\theta$  изменяется в зависимости от режима в пределах от 0 до 180°. Поэтому данную линию можно при желании назвать и шестипроводной управляемой трехфазной линией, но никак не шестифазной линией, как предлагается в [Л. 12]. Шестифазная ВЛ должна была бы, прежде всего, иметь фиксированный угол сдвига между фазами, равный 60°, и не быть управляемой [Л. 19].

Автор [Л. 12] совершенно правильно отмечает, что для полуразомкнутых ВЛ требуется значительно меньшая мощность компенсирующих устройств, однако оспаривает целесообразность увеличения передаваемой мощности до  $5P_{\text{нат}}$ . Мы неоднократно подчеркивали, что это значение должно быть обосновано технико-экономическими исследованиями. Но при их проведении следует обязательно учитывать дополнительный эффект снижения требуемой удельной мощности компенсирующих устройств, возникающий из-за использования в полуразомкнутых ВЛ безынерционных управляемых стати-

ческих источниках реактивной мощности, а это и не учитывается в [Л. 12].

В целом, если не касаться [Л. 12], то авторы [Л. 1] вполне удовлетворены дискуссией, убедительно показавшей своевременность и целесообразность их предложений по созданию управляемых электропередач, использующих как перспективные конструктивные решения, открывающиеся в связи с появлением новых материалов, так и новый кибернетический подход к управлению силовыми элементами ВЛ. Разумеется, что реализация предложенных передач потребует больших коллективных исследований, которые, как показывает интерес, проявленный к [Л. 1], несомненно, должны будут вестись широким фронтом.

## ЛИТЕРАТУРА

1. Веников В. А., Астахов Ю. Н. и Постолатий В. М., Управляемые электропередачи переменного тока повышенной пропускной способности, «Электричество», 1969, № 12.
2. Азаров В. С. и Караваев Р. И., Выступление в дискуссии по [Л. 1], «Электричество», 1971, № 5.
3. Ярных Л. В. и Зорин В. П., Выступление в дискуссии по [Л. 1], «Электричество», 1971, № 5.
4. Ночка И. Т. и др. Выступление в дискуссии по [Л. 1], «Электричество», 1971, № 6.
5. Александров Г. Н., Лисочкина Т. В. и Щербачев О. В., Выступление в дискуссии по [Л. 1], «Электричество», 1971, № 6.
6. Мельников Н. А., Выступление в дискуссии по [Л. 1], «Электричество», 1971, № 7.
7. Путятин Е. В. и Ярных Л. В., Выступление в дискуссии по [Л. 1], «Электричество», 1971, № 7.
8. Соколов В. И. и Батюк И. И., Выступление в дискуссии по [Л. 1], «Электричество», 1971, № 7.
9. Федорова И. П. и Постолов Г. Е., Выступление в дискуссии по [Л. 1], «Электричество», 1971, № 7.
10. Москалев В. Д. и Бумагина В. В., Выступление в дискуссии по [Л. 1], «Электричество», 1971, № 7.
11. Кусимов С. Т., Выступление в дискуссии по [Л. 1], «Электричество», 1971, № 7.
12. Соколов Н. И., Выступление в дискуссии по [Л. 1], «Электричество», 1971, № 7.
13. Шулов Б. С., Изолирующие трансформаторы, «Электроэнергетика», Труды Рижского политехнического института, вып. 6, 1970.
14. Анисимов Б. А. и Чунчин В. А., К вопросу о разрядных характеристиках цементных электроизолирующих бетонов, Тр. Сиб. НИИЭ, 1970, № 16.
15. Conversion to double-circuit 230 kv, Horizontal vel Lapp, patent № 3002043.
16. Александров Г. Н., Воздушные линии ультракороткого напряжения, «Электричество», 1971, № 1.
17. Perfectionnement aux lignes aériennes poliphases de transport d'Energie électrique, Французский патент кл. Н02q, № 1563904, 16.2.1968.
18. Долгинов А. И., Техника высоких напряжений, изд-во «Энергия», 1968.
19. Круг К. А., Основы электротехники, Госэнергоиздат, 1946.
20. Веников В. А. и Жуков Л. А., Регулирование режима электрических систем и дальних электропередач и повышение их устойчивости с помощью управляемых статических ИРМ, «Электричество», 1967, № 6.

## ОТ РЕДАКЦИИ

сообразная область его применения пока недостаточно ясна и, как указано в ответе авторов, проблема в целом требует проведения целого ряда дополнительных исследований.

Второй метод повышения пропускной способности ВЛ переменного тока связан с уменьшением расстояния между проводами, благодаря чему уменьшается волновое сопротивление и индуктивность линии. Для линий на двухцепных опорах дополнительное снижение волнового сопротивления может быть получено путем соответствующего расположения проводов двух цепей на опоре, как это было показано в выступлении в дискуссии проф. Г. Н. Александрова и др. («Электричество», 1971, № 7). Авторы обсуждаемой статьи в этом направлении идут еще дальше и предлагают на двухцепных линиях применять фазоповоротное устройство, с по-

В статье В. А. Веникова и др. «Пути повышения пропускной способности электропередач переменного тока» рассматриваются два различных метода увеличения предела передаваемой мощности, которые могут применяться совместно, как рекомендуется в статье, но могут использоваться и по отдельности.

Первый метод заключается в автоматическом регулировании параметров ВЛ в зависимости от передаваемой мощности. Идея этого метода наиболее подробно развивается в выступлении в дискуссии проф. Н. А. Мельникова («Электричество», 1971, № 7), а на изменении параметров линии с помощью ИРМ МЭИ останавливаются в своем ответе авторы. Теоретическая возможность реализации этого метода не вызывает никаких сомнений, однако экологически изле-

# По страницам технических журналов

Для ознакомления читателей нашего журнала с наиболее интересными и проблемными вопросами мировой электроэнергетики, освещаемыми в выходящих в свет книгах, справочниках, журналах, трудах конгрессов, симпозиумов и конференций, а также патентами, стандартами и нормами различных стран в области электроэнергетики ежеквартально в настоящем разделе будут публиковаться обзоры по зарубежным источникам. Обзоры будут готовиться на базе выпусков РЖЭ ВИНИТИ АН СССР «Электрические станции и системы»<sup>1</sup>. Читатели, заинтересованные в освещаемых источниках, могут заказать фотокопии оригиналов в Производственно-издательском комбинате ВИНИТИ<sup>2</sup>, а также заказать переводы через Бюро переводов<sup>3</sup>. Материал в обзорах будет располагаться в соответствии с рубрикацией выпуска РЖЭ (публикуется ежегодно в первом номере РЖЭ).

**Передача энергии на большие расстояния**, «Energy Int.», 1970, 7, № 8. Приводятся данные по стоимости передачи энергии различными энергоносителями. Согласно прогнозам в 1990 г. в качестве основного источника энергии в городах будет применяться электроэнергия, в пригородных зонах — газ, в сельскохозяйственных районах — нефть и в районах с небольшой плотностью населения — топливные элементы.

**Обзор эксплуатационных показателей передач постоянного тока во всем мире за 1968—1969 гг.**, «CIGRE — Int. Conf. Large High Tens. Elec. Syst. Paris, 1970 [Прегр.], s. a., № 14—05. Приведены данные о длительности работы, объеме переданной энергии, числе и характере неисправностей по передачам постоянного тока в разных странах.

**Прогноз потребления электроэнергии на 15 лет**, «Elec. Rev.» (Gr. Brit.), 1970, 187, № 12. В течение 15 лет потребление электроэнергии возрастет в 3 раза по сравнению с настоящим уровнем. Напряжение ВЛ рекомендуется ограничить 1000 кВ из-за незакономичности более высоких напряжений. Ожидается, что через 15—20 лет будут созданы агрегаты единичной мощностью 2 ГВт и более, а мощность электростанций достигнет 10 ГВт. Предполагается, что перелачи постоянного тока не получат широкого распространения в Западной Европе из-за невысокой надежности.

**Надежность генерации и распределения электроэнергии**, «CIGRE — Int. Conf. Large High Tens. Elec. Syst. Paris, 1970. [Прегр.], s. a., № 32—11.

В качестве наиболее приемлемой меры надежности предлагается оценка последствий возможных перерывов в электроснабжении потребителей, которую можно выразить как  $R = f(K, F^a, T^b, P^c, t)$ , где  $K$  — эмпирический коэффициент, характеризующий степень зависимости потребителя от электроэнергии;  $F$  — частота перерывов;  $T$  — длительность перерывов;  $P$  — отключаемая мощность;  $t$  — время возникновения аварии.

<sup>1</sup> В данном номере дается обзор ряда материалов 1—5 выпусков РЖЭ.

<sup>2</sup> Г. Люберцы, 10, Московской обл., Октябрьский пр., 403, Информационно-справочный центр.

<sup>3</sup> Москва, М-447, Новочеремушкинская ул., 9.

моцью которого можно было бы изменять угол сдвига между векторами напряжений одноименных фаз двух цепей в пределах от 0 до 180°. Изменение этого угла позволяет в определенных пределах изменять волновое сопротивление передачи в целом, т. е. может служить одним из способов реализации первого метода увеличения пропускной способности ВЛ переменного тока.

Следует признать, что уменьшение расстояний между проводами ВЛ по сравнению с применяемыми в настоящее время в принципе является возможным, особенно после освоения новых типов изоляции линий (изолирующие траверсы, стойки, распорки и т. д.). Оценить допустимую степень этого снижения, особенно для наивысших классов напряжения, в настоящее время затруднительно, так как новые типы изоляции линий пока находятся в стадии разработки. По-видимому, принятые авторами расстояние между проводами двух цепей 1000 кВ, равное 9,5 м, является чрезмерно малым, однако работы по сокращению габаритов ВЛ переменного тока, безусловно, являются актуальными. Что касается предлагаемой авторами двухцепной передачи с меняющимся углом

Приводятся предварительные исследования показателей  $a$ ,  $b$ ,  $c$ . Наряду с особенностями оценки надежности системы в целом отмечается необходимость рассмотрения надежности по отношению к потребителю. Дается краткая характеристика методов оценки надежности, применяемых в различных странах.

**Влияние передач постоянного тока высокого напряжения на устойчивость систем переменного тока**, «Elettrificazione», 1970, № 7. Исследование проведено на аналоговой модели, эквивалентной двум энергосистемам, соединенным между собой параллельными ВЛ переменного тока напряжением 420 кВ и передачей постоянного тока напряжением 400 кВ. В модели отражены система регулирования и оптимальные значения параметров регулирования. Проанализировано поведение системы в статическом и динамическом режимах и выявлено положительное влияние параллельно включенной передачи постоянного тока на устойчивость передачи.

**Проблема динамической устойчивости электрических сетей**, «Bull. sci. Assoc. ing. élec. sortis Inst. electrotechn. Montefiore», 1970 83, № 2.

Излагается метод расчета динамической устойчивости сети с большим числом генераторов, основанный на прямом методе Ляпунова. Преимущества такого метода: все параметры сети явно фигурируют в функции Ляпунова и поэтому возможно проследить влияние каждого из них на увеличение устойчивости; расчет позволяет быстро определить допустимый диапазон времени устранения нарушения, при котором дальнейшая работа сети устойчива; быстрота расчета, так как единственное долгое операция — поиск точек равновесия при решении системы нелинейных уравнений.

**Перспективы электроэнергии США**, «Edison Elec. Inst. Bull.», 1970, 38, № 7; «Elec. World», 1970, 174, № 6.

Предполагается, что рост установленной мощности на электростанциях страны в 1975, 1980 и 1985 гг. составит соответственно 25,9; 37,42 и 63 ГВт. При этом, если в 1970 г. ввод мощности на атомных электростанциях составил 2,2 ГВт, то в 1985 г. достигнет 28 ГВт. Ввод мощности на ГЭС и ГАЭС в 1985 г. не превысит 7% от общего ввода мощности. В 1975 г. выработка электроэнергии возрастет до 2 150 ТВт·ч. Магистральная сеть растет в направлении расширения внутрисистемных и межсистемных связей. Затраты в магистральную сеть высокого напряжения возрастают с 2 млрд. долларов в 1970 г. до 6 млрд. долларов в 1975 г. Количество отпускаемой потребителям электроэнергии в США за рассматриваемый период увеличится с  $1,4 \cdot 10^3$  ТВт·ч (1970 г.) до  $4,1 \cdot 10^3$  ТВт·ч (1985 г.). Предполагается, что 45% от общего объема коммунально-бытового потребления в 1985 г. будет приходиться на электроотопление.

**Электроэнергетика ФРГ и перспективы ее развития**, «Elektroenergiätswirtschaft» 1970, 69, № 16, № 17; «Energie» (BRD), 1970, 22, № 7—8; «Elec. Rev.» (Gr. Brit.), 1970, 187, № 8; «Energ. und Techn.», 1970, 22, № 7. «CIGRE — Int. Cong. Large High Tens. Elec. Syst. Paris, 1970 [Прегр.], s. a. № 32—03.

В 1969 г. выработка электроэнергии в ФРГ увеличилась на 11,2% и достигла 226 ТВт·ч, установленная мощность электростанций возросла до 48,8 ГВт. Прирост потребления электроэнергии составил 11,4%, причем наибольший прирост наблюдался в бытовом секторе — 13,9%, доля которого достигла

сдвига между цепями, которая или иногда называется «полиразомкнутой» передачей, то перспективы ее применения пока оценить затруднительно. Дело в том, что авторы получили значительное изменение волнового сопротивления при изменении угла сдвига для двухцепной передачи, в которой расстояния между цепями в два с лишним раза меньше, чем расстояния между проводами каждой цепи. Если же уменьшить до возможного предела расстояния между всеми проводами двухцепной линии, то, как показано в выступлении проф. Н. И. Соколова, влияние изменения угла сдвига между цепями на волновое сопротивление передачи резко изменяется, и исполнение схемы за счет введения фазоповоротного устройства может оказаться неоправданным. Таким образом, второй метод увеличения пропускной способности ВЛ переменного тока, так же как и первый, требует проведения дополнительных исследований. Редакция журнала «Электротехника» надеется, что проведенная дискуссия будет способствовать более интенсивным исследованиям как рассмотренных, так и других возможных методов повышения пропускной способности ВЛ переменного тока.

24% суммарного потребления. Предполагается, что в 1975 г. потребление электроэнергии достигнет 314 Твт·ч при среднегодовых темпах 7,75%. Доля выработки на АЭС в 1975 г. составит 20% общего производства электроэнергии. На период 1974—1982 гг. методом динамического программирования разработана программа оптимизации планов развития энергосистемы ФРГ.

*Компоновка и конструирование оборудования подстанций в сейсмических зонах*, «CIGRE — Int. Conf. Large High Tens. Elec. Syst. Paris, 1970. [Регр.], с. а., № 23—02.

Сейсмостойкость оборудования возможно характеризовать, рассматривая совместно следующие свойства его элементов: прочность, гибкость и демпфирование. Оборудование 220 кв достаточно сейсмостойко при независимом креплении каждой вертикальной колонки и при выполнении всех соединений и подводов гибкими проводами. Распорки и тяги резко ухудшают сейсмостойкость конструкции. Прочность оборудования 400 кв при воздействии значительных ускорений мала. Опорные строительные конструкции незначительно увеличивают реакции, если их жесткость такова, что собственная частота колебаний опорной конструкции, по крайней мере, в 3 раза превышает частоту колебания колонок оборудования.

*Высоковольтный тиристорный блок для передачи постоянного тока*, «Elec. Times», 1970, 158, № 5, 39—41.

Опытный образец тиристорного блока высокого напряжения, изготовленный для преобразовательной подстанции Lydd кабельной передачи постоянного тока через Ла-Манш, состоит из трех соединенных параллельно колонок по 160 последовательно включенных тиристоров. Тиристорный блок предназначен для работы в преобразовательном мосте открытой установки с параметрами 100 кв, 900 а. Управление тиристорами осуществляется с помощью импульсов света, передаваемых по гибким световодам. После соответствующего увеличения мощности тиристоров аналогичная конструкция может быть применена в мосте 150 кв, 1 250 а.

*Делители напряжений для ртутных вентиляй высокого напряжения*, «Elec. Rev.» (Gr. Brit.), 1970, 187, № 6, 31.

Поставляемые фирмой English Electric (Великобритания) для передачи постоянного тока Nelson River (Канада) ртутные вентили типа ARBI/6 укомплектованы смкостными делителями напряжения. Делитель выполнен в виде монолитного шестигранного цилиндра, отлитого из эпоксидной смолы типа аральдит, внутри которого размещены бумажно-масляные конденсаторы. Обе обкладки каждого конденсатора через специальные втулки выведены наружу. Делители характеризуются высокой механической и электрической прочностью, хорошей упругостью и малыми токами утечки по поверхности.

*ВЛ ультравысокого напряжения*, «Energy Int.», 1970, 7, № 8, 26—27.

В 1969 г. в США начаты исследования ВЛ ультравысокого напряжения. Пропускная способность ВЛ длиной 320 км повышается в нормальном режиме с 500 Мвт при 345 кв до 2 500 Мвт при 765 кв. При передаче мощности более 1 500 Мвт на расстояние выше 320 км напряжение 765 кв экономичнее, чем 345 кв. Стоимость передачи 1 ква при 765 кв примерно в 2 раза дешевле, чем при 345 кв. Для ВЛ 345 кв требуется полоса отчуждения шириной 46 м, для 765 кв — 61 м, но так как пропускной способности одна ВЛ 765 кв заменяется 5 ВЛ 345 кв, то ВЛ 765 кв выгоднее и в этом отношении. Площади подстанций на 765 и 345 кв примерно одинаковы.

*Перспективы развития ВЛ сверхвысокого напряжения*, «Elec. Times», 1970, 158, № 14, «Overhead Line Transmiss.», 3—6.

При проектировании ВЛ сверхвысокого напряжения возникают три главные проблемы: изоляторы, провода и опоры. На таких ВЛ длина гирлянд выбирается по внутренним перенапряжениям; грозовыми перенапряжениями можно пренебречь.

При удельной длине пути утечки 1,0 см/кв длина гирлянд ВЛ 100 кв — 7,3 м. В загрязненных районах длина должна быть больше. Проблема, связанная с проводами, — это ограничение потерь на корону и радиопомех. Это достигается применением расщепленных проводов. В США на опытной ВЛ 1 100 кв применяется шесть проводов в фазе диаметром 51 мм каждый. Стальные опоры, несмотря на их размер и вес, могут применяться на ВЛ 1 100 кв. При V-обратной подвеске изоляторов высота опоры 30,5 м. Наряду с ВЛ переменного тока развиваются передачи постоянного тока, которые экономически выгоднее на расстояниях более 483 км.

*Развитие конструкций опор ВЛ сверхвысокого напряжения*, «Elec. Times», 1970, 158, № 14, Suppl. «Overhead Line

Transmiss.», 19—22; «CIGRE — Int. Conf. Large High Tens. Elec. Syst. Paris, 1970. [Регр.], с. а., № 22—01.

Основные тенденции в развитии конструкций опор — наилучшее использование полосы отчуждения и улучшение эстетического вида опор. В ФРГ применяются опоры с четырьмя траверсами, на которых подвешены две цепи 380 кв, одна 220 и одна 110 кв. В Австралии применение опор с изолирующими траверсами позволило перевести ВЛ 132 кв на напряжение 330 кв без расширения полосы отчуждения. Но такие опоры примерно на 67% дороже опор обычной конструкции. В Италии фирма ENEL разрабатывает двухшпильные типовые опоры 380 кв с изолирующими траверсами; в ФРГ осваиваются пластмассовые изоляторы с сердечником из стекловолокна и керамической оболочкой. В Японии применяются опоры с поясами из уголков крестом и раскосами из труб, а также опоры, в которых часть уголковых элементов заменена тавровыми. Замена 30—40% уголков (по весу) тавром дает экономию 8—12% общего веса опор.

*Экономическая целесообразность дополнительной пропитки деревянных опор*, «Elec. World», 1970, 174, № 7, 47—48.

Дополнительная пропитка установленных опор позволяет увеличить их срок службы на 10 лет. С учетом более низкого содержания креозота в некоторых опорах рекомендуется производить первую дополнительную пропитку через 25 лет после строительства ВЛ, а затем еще 2 раза — на 35-м и 45-м году. Дополнительная пропитка позволяет получить экономию 5—7 долл/год на одну опору.

*Преимущества кабелей 400 кв с внутренним масляным охлаждением*, «Elec. Times», 1970, 158, № 12, 59—60.

Обычный маслонаполненный кабель 1940 мм<sup>2</sup> с диаметром канала для масла 12 мм имеет внешний диаметр 114 мм и пропускную способность 1,6 ка. Кабель того же сечения, но с диаметром канала 55 мм имеет внешний диаметр 132 мм и пропускную способность выше 3 ка. Электрические свойства движущегося масла не хуже, чем находящегося в покое. Стопорная муфта в основном из эпоксидного материала имеет диаметр 60 см и обеспечивает подвод масла к охладительной установке. При температуре нагретого масла 85 °С понадобятся охладительные установки через каждые 3 км. Применение кабелей с циркуляционным масляным охлаждением дает экономию приблизительно 30%.

*Сообщение о сессии Комитета 21 СИГРЭ 1970 г. по кабелям высокого напряжения*, «CIGRE — Int. Conf. Large High Tens. Elec. Syst. Paris, 1970», № 21—00.

Подчеркивается возрастающая необходимость в сооружении мощных подземных кабельных линий сверхвысокого напряжения. Отмечается, что кабели из полиэтилена на 110 кв не могут конкурировать с кабелями с бумажно-масляной изоляцией. Проблемные вопросы: высыхание почвы вокруг мощных кабелей, мероприятия по снижению и стабилизации теплового сопротивления почвы; разработка глубоких кабельных вводов.

*Маслонаполненный кабель 300 кв с алюминиевой жилой 2 000 мм<sup>2</sup> и поперечно связанными алюминиевыми оболочками для г. Осло*, «CIGRE — Int. Conf. Large High Tens. Elec. Syst. Paris, 1970, № 21—05».

Описана конструкция подземного маслонаполненного кабеля 300 кв для передачи мощности 525 Мвт в пределах г. Осло. Технико-экономические расчеты показали, что предпочтительной конструкцией будет кабель с алюминиевой жилой из четырех слоев алюминиевой проволоки трапецидальной формы, намотанной на перфорированную алюминиевую трубку, и гофрированной алюминиевой оболочкой с бумажной изоляцией толщиной 17 мм. Для защиты от коррозии и проникновения влаги будет применено полихлорвиниловое покрытие толщиной 4 мм. Внешний диаметр кабеля 116 мм, вес — 16,5 кг/м, номинальный ток — 1 100 а, потери мощности на фазу — 38 вт/км.

*Новый технический прогресс в силовых кабелях в Японии*, «CIGRE — Int. Conf. Large High Tens. Elec. Syst. Paris, 1970», № 21—04. Рассмотрены кабели с синтетической изоляцией (полиэтилен, бутилкаучук, вулканизированный полиэтилен) напряжением 60—110 кв, кабели в стальных трубах с маслом под давлением, а также с элегазом класса 500 и 275 кв. Ведутся исследования кабелей с пленочной изоляцией на 154 и 275 кв, исследования повышения рабочей напряженности поля вулканизированного полиэтилена до 10 кв/мм. Изучаются вопросы сооружения кабельной линии 500 кв с элегазом большой протяженности.

*Подземные криогенные кабельные системы*, «Mechanical Engineering», 1970, 92, № 8, 7—12.

Излагаются обобщенные материалы исследования криогенных кабельных систем на переменном токе. Рассматривается криогенная система на 500 кв, которая может состоять из гибких кабелей, расположенных в криогенной трубе. В качестве охладителя рекомендуется азот или жидкий водород. Потери в линии с внутренним диаметром 400 мм оцениваются в 5 квт/км. Проблемой является сжатие элементов при охлаждении. Указывается, что при стоимости маслонаполненных кабельных линий в 750 долларов на 1 Мвт/км, стоимость криогенных линий составит при установке в 3500 Мвт — 500 долларов на 1 Мвт/км, а при 5000 Мвт — 375 долларов на 1 Мвт/км.

*Криогенные кабели для подземных линий*, «Edison Electric Institut Bulletin», 1970, 38, № 7, 231—234.

Описан проект трехжильного кабеля 500 кв, 3500 Мвт с охлаждением жидким азотом. В 1974 г. предполагается создать опытный участок длиной 300 м. Расчеты показали, что при передаче 2000—5000 Мва по одноцепному кабелю 500 кв с медными или алюминиевыми жилами, охлаждаемыми жидким азотом, удельная стоимость составит 60—30% стоимости двухцепной маслонаполненной кабельной линии 230—500 кв на 600—1200 Мва.

*Исследование коммутационных перенапряжений в длинных ВЛ электропередачи сверхвысокого напряжения в Великобритании*, «CIGRE — Int. Conf. Large High Tens. Elec. Syst. Paris, 1970. [Прегр.], s. a., № 13—02.

Приведены осциллограммы и статистические данные внутренних перенапряжений на всех трех фазах на питающем и разомкнутом конце ВЛ 275 и 400 кв энергосистемы Великобритании при включении и АПВ. На ВЛ 275 кв длиной 120 км наибольшие внутренние перенапряжения зарегистрированы при АПВ (кратность  $K \leq 2,7$ ). На ВЛ 400 кв при включении  $K \leq 2,25$ , а при АПВ  $K \leq 2,4—2,5$ , причем остаточное напряжение перед повторным включением составляло 0,14—0,46U<sub>ф</sub> в зависимости от момента обрыва дуги в выключателе. На приводимых осциллограммах видно, что напряжение заметно повышается вследствие влияния соседних фаз (примерно на 0,7U<sub>ф</sub>), моментов включения и шунтирующих сопротивлений в выключателе.

*Первые испытания в электроэнергетической системе 765 кв American Electric Power Co. [AEP]*, США, «CIGRE — Int. Conf. Large High. Tens. Elec. Syst. Paris, 1970. [Прегр.], s. a., № 31—06.

Электроэнергетическая система АЕР 765 кв в США к началу 1972 г. будет состоять из ВЛ общей протяженностью более 1760 км, одиннадцати подстанций, шунтирующих реакторов общей мощностью 4,2 Гва (для компенсации 70% емкости ВЛ) и трансформаторов связи с сетями 345 и 138 кв и электростанциями. Первая очередь системы была включена в 1968 г. и состояла из вставки длиной 110 км и напряжением 765 кв, присоединенной к сети 345 кв через однофазные трансформаторы 3×500 Мва. Фазы одноцепной ВЛ 765 кв расположены в одной горизонтальной плоскости при расстоянии между ними 12,5 м (на свободностоящих опорах) и 13,9 м (на V-образных опорах с оттяжками). Подвесные тирлянды имеют V-образную форму. Фаза расщеплена на четыре провода диаметром 29,6 мм, расположенных по сторонам квадрата со стороной 45,7 см. На стороне 345 кв установлены воздушные двухпериодные выключатели (время отключения 33 мсек), снабженные одноступенчатым шунтирующим сопротивлением 140 ом, работающим только при включении в течение 6 мсек. Были измерены внутренние перенапряжения при включении незаряженной ВЛ и при АПВ в полевых условиях. Приводится функция распределения перенапряжений. Для снятия остаточного заряда в паузу тока АПВ предлагается включать последовательно с реакторами нелинейные сопротивления, шунтирующие вакуумными выключателями 15 кв. При этом остаточный заряд стекает за 0,3 сек и пауза тока в 0,5 сек совместно с другими средствами позволяет снизить кратность внутренних перенапряжений до 1,5. Опасения, что возникнут феррорезонансные перенапряжения, не оправдались, хотя по приведенной кривой намагничивания реактора его динамическая индуктивность при напряжении 1,2U<sub>ф</sub> снижается в 2,5 раза по сравнению с ненасыщенным значением.

*Перенапряжения и координация изоляции в сетях сверхвысокого напряжения. Ч. II*, «Electrical Engineering», 1970, 47, № 8, 32—33; № 9.

Отмечается, что для электроэнергетических систем класса 420, 525 и 765 кв определяющими являются внутренние перенапряжения при включении и АПВ ЛЭП. Для ограничения таких перенапряжений рекомендуется применять шунтирующие

реакторы в выключателях порядка 400 ом со временем включения за 100° до замыкания контактов. Дополнительным средством защиты могут быть вентильные грозовые разрядники большой пропускной способности. Отмечается, что при грозовых перенапряжениях даже для больших расстояний сохраняется линейная зависимость между разрядными промежутками и разрядным расстоянием; при внутренних перенапряжениях с фронтом 100—1000 мксек наблюдается снижение разрядного трансформатора с увеличением разрядных расстояний, как это имеет место при напряжениях рабочей частоты.

*Надежность вентильных разрядников и координация изоляции в распределительных сетях*, «Hitachi Rev.», 1970, 19, № 8, 288—292. В связи с расширением распределительных сетей в Японии число вентильных разрядников за период 1963—1967 гг. возросло с 102,5 до 294 тыс. Опыт эксплуатации нового вентильного разрядника (ОДВ N—50) показал, что удельная повреждаемость составляет 0,0014%, т. е. на порядок ниже удельной повреждаемости трансформаторов.

*Современные проблемы автоматизации управления и повышения надежности энергосистем*, «CIGRE — Int. Conf. Large High Tens. Elec. Syst. Paris, 1970. [Прегр.], s. a., № 32—12 Рассматриваются методы повышения устойчивости энергосистем, вопросы резервирования, координации надежности и экономичности. Анализируются операции в аварийных ситуациях, применимость систем автоматического регулирования при авариях, их воздействие на генераторы, конфигурацию сети и нагрузку. Описаны устройства, используемые для контроля фактического состояния системы и его отклонения от заданных условий. Рассматривается проблема размещения резервов, выбора резервных агрегатов.

*Бесконтактные устройства в релейной защите*, «Elec. Rev.» (Gr. Brit), 1970, 187, № 6. Рассматриваются этапы внедрения за последнее десятилетие бесконтактных приборов в устройства релейной защиты. На первом этапе электромеханические реле в устройствах релейной защиты интенсивно заменялись полупроводниковыми устройствами, поскольку они обладают лучшими характеристиками и простотой в эксплуатации. Параллельно решались вопросы надежности, влияния температуры и чувствительности бесконтактных элементов, а также защиты их от перенапряжений.

*Защита от понижения частоты в системе Ontario Hydro*, «CIGRE — Int. Conf. Large High Tens. Elec. Syst. Paris, 1970 [Прегр.], s. a., № 32—14. Северо-восточный энергетический координационный совет (NPCC) предъявляет к членам объединенной энергосистемы Севера США и Канады требование отключения 10% нагрузки при снижении частоты до 59,3 гц и дополнительно 15% при 58,8 гц. В Ontario Hydro признано целесообразным отключать 50% нагрузки в четыре очереди. Описаны системные опыты по определению регулирующего эффекта нагрузки и постоянной инерции системы и на их основании сформулированы условия выбора параметров АЧР. Анализируются две схемы АЧР: первая реагирует на абсолютное фиксированное значение частоты и скорость ее изменения и вторая — только на абсолютное значение частоты. Приводятся параметры срабатывания реле, выполненного по первой схеме.

*Централизованная релейная защита и контролирующая система*, «CIGRE — Int. Conf. Large High Tens. Elec. Syst. Paris, 1970 [Прегр.], s. a., № 34—03. Рассматриваются мероприятия по повышению надежности работы энергосистем с помощью комплекса автоматизированных систем диспетчерского управления (АСДУ), который обеспечивает в нормальном режиме сочетание высокой надежности и экономичности работы системы; в аварийном — сокращение до минимума продолжительности аварии и нарушения питания потребителей и в по-слеаварийном — быстрейшее устранение неблагоприятных последствий возникших нарушений нормального режима. Анализируются вопросы выполнения релейной защиты и контролирующей системы как составных частей АСДУ для ВЛ с ответвлениями и установками продольной компенсации. Принцип действия централизованной релейной защиты для всей сети или ее части основан на сравнении направления реактивной мощности в различных точках сети и определении места повреждения путем обработки информации на ЦВМ. Защита имеет две ступени. Первая ступень работает при неисправности какого-либо элемента, приведшей к отказу основной защиты, но при исправности выключателя. Если же выключатель неисправен, то смежные участки отключает вторая ступень.

*Канд. техн. наук Л. И. Павлов, инженеры В. И. Новелла и М. В. Фонарева*

# Хроника

## ЗАСЕДАНИЕ III СЕКЦИИ НАУЧНОГО СОВЕТА ПО ТЕОРЕТИЧЕСКИМ И ЭЛЕКТРОФИЗИЧЕСКИМ ПРОБЛЕМАМ ЭЛЕКТРОЭНЕРГЕТИКИ АН СССР

В Научно-исследовательском институте постоянного тока (Ленинград) 10 июня 1970 г. под председательством академика **Л. Р. Неймана** состоялось заседание секции «Проблемы теории нелинейных электрических цепей сложных электроэнергетических и электромеханических систем» Научного совета по теоретическим и электрофизическим проблемам электроэнергетики АН СССР. На заседании заслушаны и обсуждены девять докладов, посвященных в основном исследованию переходных процессов в преобразовательных установках большой мощности и электропередаче постоянного тока.

Во вступительном слове председатель секции академик **Л. Р. Нейман** (ЛПИ) охарактеризовал основные направления важнейших работ, проводимых в СССР и за рубежом по исследованию переходных процессов в преобразовательных установках большой мощности и во всей системе электропередачи постоянного тока (ППТ) и отметил новые задачи, поставленные перед учеными и инженерами в связи с увеличением мощности электропередач постоянного тока.

В докладе **А. А. Лебедева** (НИИПТ) были сообщены результаты эксплуатации опытно-промышленной ППТ Волгоград—Донбасс и задачи НИИПТ по исследованию, проектированию и созданию линий электропередачи постоянного тока.

Особенности исследования переходных процессов в преобразовательных установках мощных электропередач постоянного тока были затронуты в докладе **В. И. Емельянова** (НИИПТ). Детальные исследования, проведенные в свое время для электропередач, имеющих незначительную мощность по сравнению с соединяемыми ею энергосистемами, нуждаются в существенных дополнениях. С увеличением мощности ППТ возрастает влияние, которое оказывают происходящие в ней переходные процессы на условия работы примыкающей энергосистемы. Это влияние усугубляется, если шины переменного тока подстанции отделены от генерирующих электростанций достаточно длинными линиями переменного тока и на эти шины для ограничения гармоник тока подключены мощные конденсаторные батареи-фильтры. В этих условиях любое, даже весьма незначительное нарушение нормальной работы преобразователей, может вызвать заметное искажение формы напряжения на шинах переменного тока, что ставит новые и весьма трудные задачи перед системами быстродействующего регулирования преобразовательных подстанций, особенно — инверторной.

На преобразовательных подстанциях ППТ, состоящих из большого числа параллельно-последовательно включенных мостовых преобразователей, все более трудной задачей становится демпфирование колебаний при коммутационных процессах. Сама методика расчета коммутационных процессов нуждается в существенных дополнениях. Отмечены задачи, решение которых связано с изучением высокочастотных колебательных процессов, возникающих при нормальной и аварийной работе мостовых преобразователей, при оперативных и аварийных коммутациях в схеме подстанции. Изучение переходных процессов в схеме передачи в настоящее время должно быть связано с анализом взаимного влияния примыкающей энергосистемы, преобразовательной подстанции и линии передачи.

В заключительной части доклада подчеркивается, что характер протекания переходных процессов в мощных электропередачах постоянного тока и смежных энергосистемах может быть определен в результате анализа всей системы в целом, включая сюда и устройства регулирования. Такой анализ может быть выполнен либо на электродинамической модели, либо на ЦВМ.

В докладе **И. М. Берха** и **Л. И. Дижура** (НИИПТ) дано описание программы моделирования на ЦВМ М-220 двухполупериодной многомостовой ППТ. Моделируются преобразователи ППТ с их системами управления и регулирования, линия передачи и устройства компенсации реактивной мощности и фильтрации высших гармоник.

Для моделирования преобразователя использован способ замещения вентиляй последовательным соединением индуктивного и активного сопротивлений, приписывающих для закрытых вентиляй произвольно большие, а для проводящих — произвольно малые значения. Модель преобразователя пригодна

для воспроизведения всех его режимов и имеет точность схемы с идеальными вентилями. Система регулирования преобразователей представлена регулятором тока и устройством перевода в инверторный режим для выпрямительных мостов и регулятором угла погасания и минимального тока для инверторных мостов. Модель ВЛ представляет собой многоячеичную цепную схему, учитывающую взаимоиндукцию и емкость между проводами. Зависимость параметров земли от частоты приближено учтена введением активно-индуктивных контуров в нулевой провод.

Импульсные методы расчета статической устойчивости регулируемой электропередачи постоянного тока рассмотрены в докладе **И. Б. Набутовского** (НИИПТ). Рассматривалась магистральная двухпроводная электропередача постоянного тока, соединяющая две энергосистемы большой мощности, с регулятором тока на выпрямителе и идеальным регулятором угла погасания на инверторе. Обоснована импульсная модель преобразователя, содержащая два импульсных элемента, моменты замыкания которых совпадают соответственно с моментами зажигания и погасания вентиляй в невозмущенном режиме, два непрерывных звена, представляющих собой параллельное соединение канала прямого усиления с каналом запаздывания, один интегратор и один блок переменного коэффициента. Импульсная модель содержит внутреннюю обратную связь по отклонению выпрямленного тока. Линия передачи описывается частотными характеристиками, построенными с учетом распределенности параметров линии и зависимости сопротивления земли от частоты. Расчет устойчивости системы проведен частотным методом (аналог критерия Найквиста для импульсных систем).

К. А. Герцик, Д. Е. Кадомский и А. Х. Шлайфштейн (НИИПТ) рассмотрели применение метода «бегущих волн» для исследования переходных процессов в электропередаче постоянного тока, содержащей длинную линию, с целью определения внутренних перенапряжений в линии. Особенность расчета состоит в разложении переходного процесса в ППТ на два составляющих процесса, протекающих в контурах: два параллельных провода — земля и провод — провод; соответственно решаются системы уравнений двух однопроводных линий, параметры которых соответствуют параметрам вышеуказанных контуров.

При расчете перенапряжений, вызванных коммутационными или аварийными режимами в каком-либо преобразователе, системы уравнений дополняются граничными условиями, которые выражаются дифференциальными уравнениями первого порядка, определяющими падение напряжения на линейном реакторе. При расчете перенапряжений, вызванных появлением неоднородности в линии электропередачи (короткого замыкания провода на землю, пробоя линейных разрядников), линия разбивается на два участка относительно точки неоднородности. В этом случае вводятся дополнительные граничные условия в точке неоднородности. Авторы указали границы применимости метода «бегущих волн» и точность определения переменных.

В докладе **М. А. Слонима** (АН СССР) «Исследование переходных процессов и некоторые закономерности их протекания в преобразовательных установках большой мощности» сделана попытка получить уравнения переходного процесса в преобразователе для всего класса двухтактных схем преобразования. Дифференциальные уравнения в прелепах интервала повторяемости и разностное уравнение, которые определяют переходный процесс на интервале повторяемости и в целом, найдены из уравнений Лагранжа второго пола, характеризующих баланс мгновенных мощностей на сторонах переменного и выпрямленного тока преобразователя. В качестве примера рассмотрено протекание переходного процесса в 12-фазном двухмостовом преобразователе с последовательным соединением первичных обмоток трансформаторов.

Качественный анализ переходных процессов при коммутациях тока в преобразовательных схемах был сделан в докладе **Л. Е. Кадомского** и **А. С. Назарова** (НИИПТ). Обычно расчет коммутации тока в преобразователях проводится в идеализированной эквивалентной схеме, учитывающей только индуктивности на сторонах переменного и постоянного

тока преобразователя. В реальной схеме протекание коммутации осложняется переходными процессами, характер которых определяется совокупным влиянием индуктивностей и собственных емкостей, а также емкостей и активных сопротивлений демпфирующих и выравнивающих устройств. В процессе коммутации возможно погасание зажигающегося вентиля из-за перехода тока через нуль под действием колебательной составляющей. После погасания на вентиле восстанавливается с частотой  $10^4$  Гц отрицательное анодное напряжение, которое в дальнейшем из-за низкочастотной составляющей ( $10^3$  Гц) вновь становится положительным. В случае повторного зажигания вентиля коммутация заканчивается успешно, в противном случае на вентиле устанавливается напряжение, близкое к значению э. д. с. в контуре коммутации. Процесс развивается аналогично, если под действием переходных составляющих гаснет погасающий вентиль. Коммутация заканчивается успешно при повторном зажигании вентиля, в противном случае она оказывается завершенной в момент перехода через нуль тока погасающего вентиля. Качественный анализ этих вариантов протекания процесса коммутации дает возможность правильной постановки расчетных исследований.

Два доклада были посвящены методам и результатам исследований совместной работы электропередач постоянного тока и энергетических систем. В докладе М. Л. Богачкова, С. Р. Глинтерника и В. Кичаева (ВНИИЭлектромаш) поставлена задача комплексного решения задач автоматического регулирования электрических систем, объединенных передачами постоянного тока. Комплексное решение может значительно улучшить использование ППТ, повысить устойчивость и надежность работы всей энергосистемы. Эти исследования требуют использования различных методов физического и математического моделирования, а также их взаимного сочетания. В докладе были приведены примеры использования физических моделей, аналоговых и цифровых вычислительных машин при исследовании переходных процессов в передаче постоянного тока и связанных с ней системах. Даны рекомендации по использованию указанных методов моделирования процессов.

В докладе Г. Р. Герценберга, В. В. Левченко и А. И. Ступеля (ВЭИ) «Исследования режимов преобразователей, работающих на сложную приемную систему методом гармонического анализа» были изложены частотные методы расчета установившихся режимов регулируемых вентильных преобразователей. Преобразователь в расчетах учитывается спектральной зависимостью токов сетевых обмоток питающего трансформатора от напряжений в узле его присоединения к сети переменного тока и значений углов зажигания и коммутации вентиляй. При симметрии трехфазной системы спектры ее напряжений и токов будут содержать только гармоники с индексом  $v=6n\pm 1$  ( $n=0, 1, 2\dots$ ), определяемые фазностью

преобразователя, и комплексные уравнения цепи достаточно записать для одной фазы для каждой гармоники. При составлении этих уравнений использован метод узловых потенциалов. Совместное решение систем уравнений сети переменного тока для каждой из гармоник и уравнений спектральной зависимости преобразователя производится итерационным методом.

Для мостового преобразователя получены уравнения внешних характеристик, связывающие значения выпрямленного напряжения, выпрямленного тока, углов зажигания и коммутации вентиляй и комплексных амплитуд гармоник напряжения в узле присоединения. Определение значений углов зажигания и коммутации вентиляй при заданных значениях выпрямленного напряжения, выпрямленного тока и э. д. с. системы производится градиентным методом.

Для исследования статической устойчивости система автоматического регулирования, содержащая преобразователь с фазоимпульсным управлением, приводится к линейной импульсной системе. Проверка устойчивости сводится к определению известным методом положения корней характеристического уравнения импульсной системы.

Доклад Б. А. Короткова (НИИПТ) касался исследования совместной работы МГД-генератора фарадеевского типа и инверторной установки. Средние значения э. д. с. и внутреннего сопротивления генератора на каждой паре электродов определяются в результате решений уравнений магнитной гидродинамики на каждом шаге по времени. Эти величины служат исходными для расчета режима инверторной установки. Так как принято допущение об отсутствии влияния инверторов друг на друга через систему переменного тока, расчет режима инверторной установки сводится к однотипным расчетам режимов каждого инвертора.

Общее мнение по вопросам, затронутым в докладах и в выступлениях участников дискуссии, выразил акад. Л. Р. Нейман. Он отметил актуальность рассмотренных вопросов для разработок, связанных с внедрением мощных связей постоянного тока между энергетическими системами СССР.

В дальнейших научных разработках необходимо обращать особое внимание на следующие исследования:

разработку методов математического описания, расчета и экспериментального исследования переходных процессов в ППТ и смежных с ним энергосистемах;

разработку комплексной системы автоматического управления и регулирования сложных электрических систем, содержащих передачу постоянного тока, и анализ работы этих систем.

разработку общей теории переходных процессов в электрических цепях с вентильными преобразователями, элементами энергосистем и устройствами автоматики.

Успешное решение этих вопросов имеет большое научное значение.

Канд. техн. наук В. В. Кичаев

## ОСИП БОРИСОВИЧ БРОН

(К 75-летию со дня рождения и 50 летию научной  
и педагогической деятельности)

Более полувека с неослабевающей энергией продолжается производственная и научно-педагогическая деятельность глубокого теоретика, блестящего исследователя, талантливого инженера-конструктора, опытного педагога высшей школы и крупного общественного деятеля Осипа Борисовича Брона.

О. Б. Брон родился 9 февраля 1896 г. в г. Клинцах. В 1920 г. он окончил физико-математический факультет Харьковского университета и стал преподавателем теоретической и прикладной механики Харьковского технологического института.

Увлеченный перспективами Ленинского плана ГОЭЛРО, он поступил на электротехнический факультет ХТИ и, окончив его в 1924 г., продолжал работать преподавателем того же института до 1941 г. За плодотворную научную и успешную педагогическую деятельность в 1930 г. ему было присвоено ученое



звание профессора, а в 1940 г. после защиты диссертации «Движение электрической дуги в магнитном поле» — ученая степень доктора технических наук.

Педагогическую работу в ХТИ и ХЭТИ О. Б. Брон сочетал с научно-исследовательской и производственной деятельностью. В дни строительства первенца плана ГОЭЛРО он был уполномоченным Волховстроя по Харькову. С 1924 по 1941 гг. он возглавлял изоляционную и электроаппаратную лабораторию на ХЭМЗ.

Зо время войны О. Б. Брон находился в рядах военно-морского флота и продолжал научную деятельность в боевых условиях. Однако уже в 1946 г., еще находясь на военной службе, О. Б. Брон установил тесную связь с заводом «Электросила», где вот уже в течение 25 лет осуществляет руководство в области электроаппаратостроения, помогает заводу создать крупнейшую в стране

аппаратную лабораторию, подготовить кадры научных работников и инженеров в области аппаратостроения. Он является автором многих оригинальных конструкций, созданных на новых принципах, изготавливаемых нашей промышленностью.

В 1950 г. Осип Борисович начал преподавать в Ленинградском институте авиационного приборостроения и в Ленинградском заочном индустриальном институте, позднее преобразованном в Северо-Западный заочный политехнический институт, где с 1957 г. до настоящего времени он возглавляет кафедру теоретических основ электротехники.

Занимаясь многие годы изучением электрической дуги, Осип Борисович обобщил свои исследования в капитальной монографии «Электрическая дуга в аппаратах управления». Эта книга стала настольной для исследователей и конструкторов низковольтных электрических аппаратов.

О. Б. Броном была предложена конструкция компактной пламегасительной решетки, которая теперь повсеместно применяется в контакторах и автоматических выключателях некоторых заводов.

Дальнейшие работы в области элек-

трической дуги привели к созданию принципиально нового способа гашения магнитного поля электрических машин, воплощенного в автоматах серии АГП, которые выпускаются ныне заводом «Электросила». Пря скорости гашения поля новые автоматы превосходят все ранее известные в СССР и за границей.

О. Б. Брон является пионером в использовании жидкостного охлаждения для электрических аппаратов. Работы в этой области обобщены им в книге «Электрические аппараты с водяным охлаждением», изданной в 1967 г.

В последние годы О. Б. Брон много занимается применением сильных импульсных магнитных полей для обработки металлов.

Диапазон научных интересов Осипа Борисовича не ограничивается областью аппаратостроения. Им проведен ряд оригинальных исследований условий возникновения и распространения кругового огня на коллекторах электрических машин, получивших широкое признание как внутри страны, так и за ее пределами, им выполнен ряд работ в области электрической изоляции.

Осип Борисович является автором свыше 180 научных работ и 32 изобрете-

ний, которые по существу составили современную теорию аппаратостроения.

Осип Борисович уделяет большое внимание развитию и распространению материалистических взглядов на электрические и магнитные явления, обобщенных в его книге «Электромагнитное поле как вид материи», изданной в 1962 г.

Член партии с 1946 г., Осип Борисович принимает активное участие в общественной жизни.

Правительство высоко оценило деятельность О. Б. Брана, наградив его орденом Ленина, медалью за доблестный труд к 100-летию со дня рождения В. И. Ленина, орденами Отечественной войны I и II степеней, боевыми медалями.

В 1967 г. за заслуги в области науки и техники и многолетнюю плодотворную педагогическую деятельность О. Б. Брону присвоено звание Заслуженного деятеля науки и техники РСФСР.

Поздравляем Осипа Борисовича с днем рождения, желаем ему крепкого здоровья и дальнейших творческих успехов в развитии отечественной науки и подготовке инженерных кадров.

**Группа товарищей**

## АЛЕКСАНДР ИВАНОВИЧ ВОЛЬДЕК

(К 60-летию со дня рождения)

15 апреля 1971 г. исполнилось 60 лет со дня рождения одного из ведущих советских ученых в области электрических машин, академика Академии наук Эстонской ССР, доктора технических наук, профессора Александра Ивановича Вольдека.

А. И. Вольдек родился в 1911 г. в деревне Смородино Сенгилеевского района Ульяновской области в семье крестьянина. Здесь он окончил эстонскую начальную школу. В 1932 г. после окончания рабфака он поступил в Ленинградский электромеханический институт, который окончил с отличием в 1938 г. Молодой специалист направляется на Челябинскую ГРЭС.

В 1940—1946 гг. А. И. Вольдек работает на Тамбовском электромашиностроительном заводе «Ревтруд» в должностях начальника испытательной станции, старшего конструктора, заведующего электромашинной лаборатории. В это время им выполнены исследования в области теории индукционных регуляторов и полей в зазоре электрических машин с учетом влияния зубчатости.

После окончания войны, в 1946 г., А. И. Вольдек поступает в аспирантуру на кафедру электрических машин Ленинградского политехнического института им. М. И. Калинина и в 1960 г. защищает кандидатскую диссертацию, в которой разрабатывает некоторые фундаментальные положения теоретического и методического характера. С 1951 г. А. И. Вольдек заведует кафедрой электрических машин Таллинского политехнического института и проводит боль-



шую работу по развитию электротехнического образования, повышению уровня преподавательских кадров электриков, развитию научных исследований.

В 1956 г. А. И. Вольдек защищает докторскую диссертацию на тему: «Исследование магнитных полей и индуктивностей лобовых частей электрических машин переменного тока». В этой работе он применил строгие методы теории электромагнитного поля и математической физики. После защиты докторской диссертации А. И. Вольдек ведет боль-

шую научно-исследовательскую работу в области индукционных МГД-машин с жидкокометаллическим рабочим телом. В 1958 г. А. И. Вольдек, будучи заместителем директора по научной работе, принимает активное участие в создании в Таллине научно-исследовательского электротехнического института. В 1961 г. он был избран по конкурсу заведующим кафедрой электрических машин Ленинградского политехнического института им. М. И. Калинина; эту должность он занимает до настоящего времени. А. И. Вольдек подготовил большое количество молодых научных работников, успешно защитивших кандидатские диссертации в области электрических машин.

В 1968 г. А. И. Вольдеку присуждена Государственная премия Эстонской ССР за работу в области индукционных МГД-машин. В 1969 г. он был избран академиком Академии наук Эстонской ССР.

А. И. Вольдек ведет большую общественную работу в различных организациях Советского Союза; он является членом президиума научно-методического Совета МВиССО СССР, заместителем председателя научного Совета МВиССО СССР по электромеханике, членом редколлегии журнала «Магнитная гидродинамика», членом научно-технического Совета Министерства электротехнической промышленности СССР, членом научно-технического Совета ЛЭО «Электросила», членом ученых советов АН Эстонской ССР.

**Группа товарищей**

# Библиография

50 лет ленинского плана электрификации. Библиографический указатель.  
Под общей редакцией В. Ю. Стеклова. Изд. Информэнерго, 1970,  
стр. 213, ц. 2 р. 60 к.

В своей повседневной деятельности научным работникам, инженерам, учащимся и всем лицам, работающим в энергетике, нередко необходимы различные сведения по развитию электрификации в нашей стране, осуществлению плана ГОЭЛРО, претворению в жизнь ленинских предначертаний по электрификации. Эти сведения они могут получить, прочитав библиографический указатель «50 лет ленинского плана электрификации». В этом ценном справочном пособии, посвященном 50-летию плана ГОЭЛРО, приведены работы В. И. Ленина по электрификации, постановления партии и правительства, воспоминания участников составления плана ГОЭЛРО и строителей первенцев советской энергетики. Дан также перечень книг, брошюр, основных статей из газет и журналов, диссертационных работ по указанным вопросам.

Книга состоит из девяти разделов. Материалы, перечисленные в первом разделе — «В. И. Ленин об электрификации», помогут читателю ознакомиться с преимуществами электрической энергии, планом ГОЭЛРО, пропагандой идей электрификации, ходом строительства Волховской и Свирской ГЭС,

электростанций в Закавказье, Шатурской и Каширской ГРЭС, электростанций в Восточном Казахстане и Иваново-Вознесенске.

В втором разделе приведены постановления партии и правительства об электрификации. Третий раздел содержит перечень выступлений и высказываний руководителей партии и правительства об электрификации. Не меньший интерес представляют собой четвертый и пятый разделы: «Вспоминания участников составления плана ГОЭЛРО и строителей первенцев советской энергетики» и «План ГОЭЛРО. Общие вопросы».

Шестой, седьмой, восьмой и девятый разделы содержат перечень статей, брошюр, книг и диссертационных работ, посвященных осуществлению ленинского плана в области электроэнергетики с 1920 по 1969 г. включительно. Книга заканчивается именным указателем автором, редакторов и составителей различных изданий по вопросам развития советской энергетики.

В. Алексеев



## Новые книги издательства «ЭНЕРГИЯ»

Горбатов В. А. Схемы управления ЦВМ и граф. 1971. 152 с. (Б-ка по автоматике. Вып. 432). 49 к.

Доманицкий С. М. Построение надежных логических устройств. 1971. 280 с. 93 к. В пер.

Забелин В. Л. Автоматическое титрование. 1971. 96 с. (Физические и физико-химические методы контроля состава и свойств вещества). 37 к.

Кудрявцев В. В., Лысенко А. П., Тищенко Н. И. Прецизионные преобразователи электрических сигналов и угловых перемещений на принципах квантовой магнитометрии. 1971. 120 с. (Б-ка по автоматике. Вып. 425). 42 к.

Полушкин К. П. Монтаж гидроагрегатов. 1971. 528 с. 1 р. 98 к. В пер.

Рябов П. И. Передвижные паровые котлы. Изд. 3-е, перераб. и доп. 1971. 320 с. 1 р. 10 к. В пер.

Смирнов Г. М. Монтаж трубопроводов тепловых электростанций. Изд. 2-е, перераб. и доп. 1971. 304 с. 1 р. 05 к. В пер.

Чоговадзе Г. И. Гидроэлектростанции Грузии. 1971. 1 р. 22 к. В пер.

Электрические сети энергоемких предприятий. 1971. 344 с. 1 р. 08 к. В пер.

## РЕДАКЦИОННАЯ КОЛЛЕГИЯ:

А. А. 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, абонентский ящик № 648.

Адрес для телеграмм: МОСКВА, М-114, ЭЛЕКТРИЧЕСТВО

# СОДЕРЖАНИЕ

<p><b>В. М. Сендюров</b> — Условия несимметрии в системе осей <math>d</math>, <math>q</math>, 0 для смешанной статической нагрузки с отстающим коэффициентом мощности . . . . .</p> <p><b>А. В. Баев</b> — Остаточная индукция в трансформаторах тока релейной защиты . . . . .</p> <p><b>М. С. Левин, А. Е. Мурадян и В. Н. Мамонтов</b> — Информационно-экономические характеристики и их применение для оценки эффективности автоматизации проектирования электрических сетей . . . . .</p> <p><b>П. Г. Гузюкин</b> — О движении ротора асинхронного двигателя . . . . .</p> <p><b>Н. Н. Блоцкий, М. М. Ботвинник, Б. П. Климо</b> И. Я. Довганиук, Ю. Г. Шакарян, М. В. Бакшт, Ю. Г. Борзиак, В. С. Колодяжный, Д. А. Корхов и В. Е. Рейзин — Испытание асинхронизированного синхронного двигателя . . . . .</p> <p><b>Б. Ф. Токарев, А. Е. Асташкин и А. И. Соколовский</b> — О повышении быстродействия электромашинного усилителя . . . . .</p> <p><b>Г. С. Сомихина</b> — Обобщенный анализ и сравнительная оценка схем замещения двухфазных асинхронных машин . . . . .</p> <p><b>А. В. Курносов</b> — К вопросу об оптимальной геометрии цилиндрического электромагнита постоянного тока . . . . .</p> <p><b>Р. А. Барышникова</b> — Анализ и сравнение модификаций электромагнита с пониженной пульсацией . . . . .</p> <p><b>А. М. Быстров и В. Ф. Шепелин</b> — Режим коммутации тиристоров в электроприводе с двухзонным регулированием скорости . . . . .</p> <p><b>Л. С. Перельман</b> — Распространение волн по многопроводным линиям электропередачи с периодически неоднородностями . . . . .</p> <p><b>М. Х. Захар-Иткин</b> — Метод расчета высокочастотных помех на проводах коронирующих линий электропередачи . . . . .</p> <p><b>И. И. Кременецкий, Л. С. Одинцов и Г. Е. Редькин</b> — К расчету температурного и токового режимов работы металлобумажных конденсаторов в формирующих линиях . . . . .</p>	<p><b>ИЗ ОПЫТА РАБОТЫ</b></p> <p>1      <b>В. И. Гришин</b> — Пуск асинхронного двигателя от генератора соизмеримой мощности . . . . . 58</p> <p>4      <b>И. Б. Негневицкий и М. В. Рубановский</b> — Дрейф нуля двухтактного магнитного усилителя и выбор схемы цепи смещения . . . . . 60</p> <p><b>СООБЩЕНИЯ</b></p> <p>9      <b>А. Ф. Березовский</b> — Об одном приеме использования метода Эйлера для численного расчета переходных процессов . . . . . 62</p> <p>14     <b>С. К. Савин</b> — Способ аналитического представления характеристик нелинейных элементов . . . . . 63</p> <p>17     <b>Э. М. Либерзон</b> — Расчет трансформаторов тока по упрощенной характеристике намагничивания . . . . . 64</p> <p>19     <b>В. В. Краснов, В. С. Михайлов, А. М. Пискунов и К. А. Чекунов</b> — Регулирование по углу первичных двигателей синхронных генераторов автономных энергетических установок . . . . . 68</p> <p>22     <b>А. А. Катарская</b> — Определение допустимых пульсаций напряжения помех в системах вентильного электропривода . . . . . 70</p> <p><b>ДИСКУССИИ</b></p> <p>29     <b>К</b> методике выбора расщепленных проводов линий сверхвысокого напряжения — <b>О. В. Ольшевский</b> . . . . .</p> <p>32     Управляемые передачи переменного тока повышенной пропускной способности — <b>Н. А. Мельников; Е. В. Путятин, Л. В. Ярных; В. И. Соколов, И. И. Батюк; И. А. Федорова, Г. Е. Поспелов; В. Д. Москалев, В. В. Бумагина; С. Т. Кусимов; Н. И. Соколов</b>. Ответ авторов. От редакции . . . . . 72</p> <p>44     <b>ПО СТРАНИЦАМ ТЕХНИЧЕСКИХ ЖУРНАЛОВ</b></p> <p><b>ХРОНИКА</b></p> <p>49     Заседание III секции Научного совета по теоретическим и электрофизическим проблемам электроэнергетики АН СССР. Осип Борисович Брон. <b>Александр Иванович Вольдек</b> . . . . . 87</p> <p><b>БИБЛИОГРАФИЯ</b></p> <p>53     <b>Б. Алексеев</b> — 50 лет ленинского плана электрификации . . . . . 93</p>
--	--

## CONTENTS

<p>The Unsymmetrical Conditions for <math>d</math>, <math>q</math>, 0 Components for a Composite Static Load of Lagging Power Factor — <b>V. M. Sendurov</b> . . . . .</p> <p>The Residual Induction in Current Transformers Used for Relay Protection — <b>A. V. Bayev</b> . . . . .</p> <p>Informational-economic Characteristics and Their Application in Evaluating the Effectiveness of Network Design Automation — <b>M. S. Levin, A. E. Muradian, V. N. Mamontov</b> . . . . .</p> <p>The Motion of the Rotor in an Induction Motor — <b>P. G. Gusiukin</b> . . . . .</p> <p>Tests on an Asynchronized Synchronous Motor — <b>N. N. Blotski, M. M. Botvinnik, B. P. Klimov, I. J. Dovganiuk, U. G. Shakarian, M. V. Baksht, U. G. Borziak, V. S. Kolodajny, D. A. Korhov, V. E. Reisin</b> . . . . .</p> <p>Improving the Time of Response of a Rotary Amplifier — <b>B. F. Tokarev, A. E. Astashkin, A. I. Sokolovski</b> . . . . .</p> <p>A Generalized Analysis and Comparative Appraisal of Equivalent Circuits for Two-phase Induction Machines — <b>G. S. Somikhina</b> . . . . .</p> <p>On the Optimum Geometry for a Cylindrical D. C. Electromagnet — <b>A. V. Kurnosov</b> . . . . .</p> <p>Analysis and Comparison of Alternatives for an Electromagnet with Reduced Pulsations — <b>R. A. Barishnikova</b> . . . . .</p> <p>Thyristor Switching Performance in an Electric Drive with Two-Zone Speed Control — <b>A. M. Bistrov, V. F. Shepelin</b> . . . . .</p> <p>Wave Propagation on Multi-conductor Transmission Lines with Periodic Non-Uniformities — <b>L. S. Perelman</b> . . . . .</p>	<p><b>FROM OPERATING EXPERIENCE</b></p> <p>1      <b>Induction Motor Starting from a Generator of Comparable Capacity</b> — <b>V. I. Grishin</b> . . . . . 49</p> <p>4      <b>Calculating Current and Temperature Conditions for Paper-metal Capacitors in Shaping Lines</b> — <b>I. I. Kremenetski, L. S. Odintsov, G. E. Redkin</b> . . . . . 53</p> <p><b>REPORTS</b></p> <p>17     <b>A Way of Using Euler's Method for Numerical Calculation of Transients</b> — <b>A. F. Berezovski</b> . . . . . 62</p> <p>19     <b>A Way for Representing the Characteristics of Non-linear Elements Analytically</b> — <b>S. K. Savin</b> . . . . . 63</p> <p>22     <b>Calculation of Current Transformers Using a Simplified Magnetization Curve</b> — <b>E. M. Liberson</b> . . . . . 64</p> <p>29     <b>Phase Angle Control of Prime Movers for Synchronous Generators in Independent Power Installations</b> — <b>V. V. Krasnov, V. S. Mikhailov, A. M. Piskunov, K. A. Chekunov</b> . . . . . 68</p> <p>32     <b>Determining the Permissible Pulsations of the Noise Voltage in Electronic Drive Systems</b> — <b>A. A. Katar-skaya</b> . . . . . 70</p> <p><b>DISCUSSION</b></p> <p>36     <b>IN OTHER ENGINEERING JOURNALS</b> . . . . . 72</p> <p><b>CHRONICLE</b> . . . . . 87</p> <p>44     <b>BIBLIOGRAPHY</b> . . . . . 93</p>
---	--



Условия несимметрии в системе осей  $d$ ,  $q$ , 0 для смешанной статической нагрузки с отстающим коэффициентом мощности

Сендуров В. М.

«Электричество», 1971, № 7

Показано, что существующие условия несимметрии в системе координат  $d$ ,  $q$ , 0 выражают не причинные, а следственные явления в энергосистемах при несимметричных повреждениях. Даётся вывод условий несимметрии в системе вращающихся координат Горева-Парка, учитывающих неравенство фазных сопротивлений нагрузки. Приведен анализ полученных зависимостей для случаев одно- и двухфазного коротких замыканий. Библ. 3.

Остаточная индукция в трансформаторах тока релейной защиты

Баев А. В.

«Электричество», 1971, № 7

Изложен инженерный метод определения расчетного значения остаточной индукции в трансформаторах тока с учетом размагничивающего воздействия переменного тока предшествующего режима. Метод основан на разделении мгновенного значения индукции в сердечнике на апериодическую и переменную и определении остаточных индукций, обусловленных каждой составляющей в отдельности с последующим их суммированием.

Приводится методика и результаты натурных испытаний трансформаторов тока. Табл. 1. Илл. 5. Библ. 12.

Информационно-экономические характеристики и их применение для оценки эффективности автоматизации проектирования электрических сетей

Левин М. С., Мурадян А. Е., Мамонтов В. Н.  
«Электричество», 1971, № 7

Предложена методика оценки эффективности автоматизации проектирования электрических сетей на основе информационно-экономических характеристик. Основными показателями эффективности при сравнении различных способов проектирования служат количество, стоимость и полезность информации. В соответствии с условием целесообразности автоматизации проектирования сформулированы требования к стоимости информации и получено выражение для определения ее максимально-допустимого значения. Приводятся результаты оценки эффективности автоматизации проектирования электрических сетей 6–110 кв. Илл. 1. Библ. 3.

О движении ротора асинхронного двигателя

Гузюкин П. Г.

«Электричество», 1971, № 7

Приводятся экспериментальные данные о движении ротора трехфазного асинхронного двигателя в режимах циклической и постоянной нагрузки. На основании этих данных показано, что при циклической нагрузке сложный колебательный характер движения ротора состоит из колебаний скорости внутри цикла, колебаний среднечастотной скорости и колебаний скорости в течение каждого оборота ротора. При постоянной нагрузке в процессе движения отсутствуют внутрициклические колебания скорости. Такой характер движения присущ как короткозамкнутым, так и двигателям с фазным ротором. Даны качественные оценки влиянию сложного движения ротора на статические расчеты и величины статического момента сопротивлений на характер движения. Количественной оценкой микроколебаний ротора показано, что они связаны с систематическим действием кратковременных, но весьма значительных крутящих моментов. Библ. 1. Илл. 4. Библ. 4.

Испытание асинхронизированного синхронного двигателя

Блоцкий Н. Н., Ботвинник М. М.

Климов Б. П., Довганюк И. Я.,  
Шакарян Ю. Г., Бакшт М. В., Борзяк Ю. Г.,  
Колодяжный В. С., Корхов Д. А.,  
Рейзин В. Е.

«Электричество», 1971, № 7

Описывается схема АСД с тиристорным преобразователем частоты с непосредственной связью. Приведены две схемы: при питании преобразователя частоты от трех и одного трансформатора. Результаты испытаний двигателя сравниваются с расчетными значениями. Описываемая схема обладает высокими технико-экономическими свойствами (к. п. д. изменяется в пределах от 92,5% до 93,4%;  $\cos \varphi$  — от 0,96 до 0,98 при отстающем характере тока). Описан метод экспериментального определения  $\eta$  и  $\cos \varphi$  системы. Илл. 5. Библ. 5.

О повышении быстродействия электромашинного усилителя

Токарев Б. Ф., Асташкин А. Е.,  
Соколовский А. И.

«Электричество», 1971, № 7

Приведен анализ зависимости постоянных времени обмоток управления  $T_u$  и поперечной цепи  $T_2$  от геометрии и электромагнитных нагрузок электромашинного усилителя (ЭМУ) с поперечным полем. Рассматривается способ компенсации потокосцепления между обмотками управления и выходной цепью машины, позволяющий повысить быстродействие ЭМУ при нагрузке в несколько раз. Приводится таблица сравнения основных показателей серийных ЭМУ поперечного поля и опытных образцов ЭМУ повышенного быстродействия. Табл. 1. Илл. 5. Библ. 2.

Обобщенный анализ и сравнительная оценка схем замещения двухфазных асинхронных машин

Сомихина Г. С.

«Электричество», 1971, № 7

В статье рассматриваются раздельные и совмещенные схемы замещения двухфазных несимметричных машин, известные в настоящее время в отечественной и зарубежной литературе.

Рекомендуется единый подход к выводу уравнений всех схем на основе метода симметричных составляющих. Учтены различия в схемах замещения, накладываемые типом ротора.

Даны рекомендации по использованию различных схем замещения при исследовании и расчете двухфазных машин. Илл. 13. Библ. 10.

К вопросу об оптимальной геометрии цилиндрического электромагнита постоянного тока

Курносов А. В.

«Электричество», 1971, № 7

Даны оптимальные геометрические соотношения цилиндрических электромагнитов постоянного тока, позволяющие рационально использовать активные материалы. Приводится пример расчета. Илл. 2. Библ. 6.

Анализ и сравнение модификаций электромагнита с пониженной пульсацией

Барышникова Р. А.

«Электричество», 1971, № 7

Дается анализ предложенных автором новых модификаций однофазного электромагнита с пониженной пульсацией тяговой силы. Все модификации имеют Ш-образный магнитопровод с дополнительными зазорами, две последовательно соединенные обмотки и экран, охватывающий все сечение магнитопровода.

Сопоставляются относительные параметры модификаций, рассчитанные для принятого положения якоря при отсутствии пульсации. Приводятся рациональные соотношения зазоров и чисел витков. Илл. 5. Библ. 4.

## Режим коммутации тиристоров в электроприводе

с двухзонным регулированием скорости

Быстров А. М., Шепелин В. Ф.

«Электричество», 1971, № 7

На скорости вращения ротора асинхронного двигателя, близкой к синхронной, рассматривается искусственная коммутация тиристоров роторной группы преобразователя частоты со звеном постоянного тока методом прерывания тока, основанном на поочередном переводе тиристоров сетевой группы из выпрямительного режима в инверторный и наоборот. Выводится уравнение, описывающее процесс спада тока ротора до нуля. Получены выражения для определения моментов двигателя и энергетических показателей привода.

Показано, что за время переключения тока фаз ротора, когда момент двигателя снижается до нуля, угол обратного поворота ротора мал ( $0,5 \div 2^\circ$ ) и не оказывает влияния на переход ротором синхронной скорости. Табл. 1. Илл. 7. Библ. 6.

УДК 621.3.018.78:621.3.05

## Распространение волн по многопроводным линиям

электропередачи с периодическими неоднородностями

Перельман Л. С.

«Электричество», 1971, № 7

Приводится анализ свойств симметричного многополюсника. Симметричный  $(2n+1)$ -полюсник имеет  $n$  мод с такими же свойствами, как и свойства мод  $n$ -проводной однородной ВЛ. Даны методика определения модальных параметров многополюсника. Многопроводная ВЛ с периодическими неоднородностями (провисание проводов, сопротивление и емкости изоляторов, емкости проводов на опору, дисcretное заземление тросов на опорах) рассматривается как цепочечная схема, состоящая из симметричных многополюсников, одинаковых, если длины пролетов одинаковые, и разных в общем случае. Приведена методика расчета модальных параметров многопроводной ВЛ с указанными неоднородностями.

Рассмотрены примеры решения задачи для двухпроводной ВЛ с одинаковыми и разными пролетами с учетом провисания проводов и влияния изоляторов и емкостей проводов на опоры. Илл. 4. Библ. 11.

УДК 621.3.015.532:621.391.823

## Метод расчета высокочастотных помех на проводах

коронирующих линий электропередачи

Захар-Иткин М. Х.

«Электричество», 1971, № 7

Предлагается матричный метод расчета высокочастотных помех от короны. Даны формулы для определения уровней помех на проводах ВЛ с транспозициями проводов, конечными длинами и несогласованными нагрузками. Исходными для расчета помех служат волновые матричные параметры ВЛ, рассчитанные с помощью фазного метода.

Расчетные формулы для уровней помех от короны запрограммированы на языке Алгол-60 и оттранслированы для ЦВМ типа М-220 с помощью транслятора ТА-2М. Приводятся результаты расчета уровней помех по алгол-программе и дано сопоставление расчетных и экспериментальных результатов для ВЛ 750 км Конаково-Белый Раст. Проведено сравнение разработанного метода расчета помех с ранее предложенными. Илл. 3. Библ. 9.

## К расчету температурного и токового режимов работы

металлобумажных конденсаторов в формирующих

линиях

Кременецкий И. И., Одинцов Л. С.

Редькин Г. Е.

«Электричество», 1971, № 7

Рассматривается метод расчета теплового режима и выбор допустимой плотности тока для конденсаторов с металлизированными обкладками (металлобумажных и металлопленочных), работающих в формирующих линиях при плотностях тока от 1,5 до 7 а/мкф (эффективное значение). Илл. 4. Библ. 10.

УДК 621.313.333:62-57

## Пуск асинхронного двигателя от генератора

соизмеримой мощности

Гришин В. И.

«Электричество», 1971, № 7

Разработана практическая методика расчета изменения основных параметров (напряжения и тока статора генератора, частоты вращения двигателя) в процессе пуска асинхронного двигателя от синхронного генератора соизмеримой мощности в автономной системе мощностью в несколько мегаватт. Справедливость методики подтверждается совпадением расчетных данных с опытными. Илл. 2. Библ. 2.

УДК 621.375.127

## Дрейф нуля двухтактного магнитного усилителя и выбор

схемы цепи смещения

Негневицкий И. Б., Рубановский М. В.

«Электричество», 1971, № 7

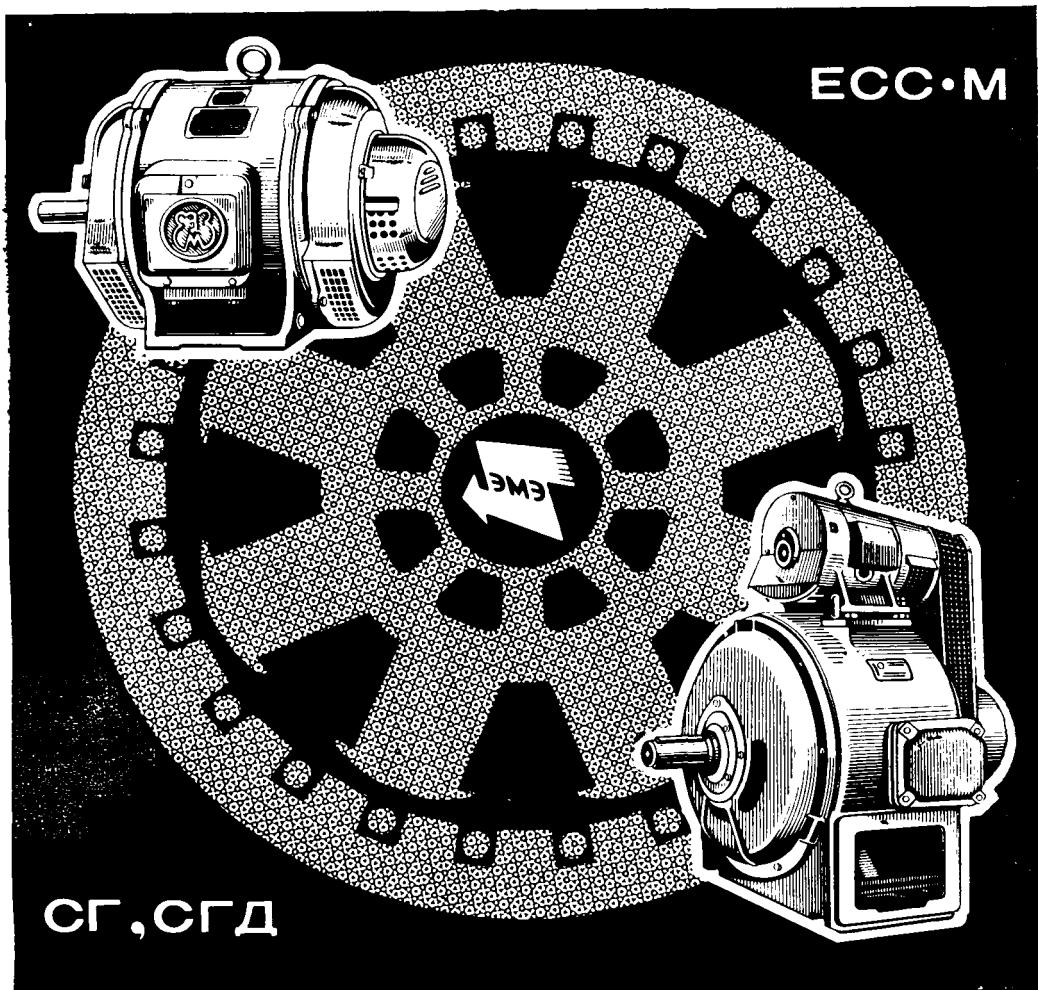
На основании связи характеристики магнитного усилителя с самонасыщением с динамической кривой размагничивания установлена непосредственная зависимость между температурными изменениями этой кривой и дрейфом нуля.

Приведены расчетные формулы, позволяющие оценивать величины дрейфа нуля при различных построениях и способах питания цепи смещения.

Показано, что в общем случае в партии усилителей минимальный дрейф нуля достигается при стабилизации тока смещения. Приведены выражения для расчета дрейфа нуля при данной точности стабилизации тока смещения.

Результаты экспериментального исследования усилителей показывают удовлетворительное количественное совпадение расчетных и опытных величин. Табл. 2. Илл. 2. Библ. 6.

**Синхронные генераторы  
с автоматической регулировкой напряжения  
Серии ЕСС**



**ENERGOMACHEXPORT**

Применяются в качестве источника переменного тока в стационарных или передвижных установках.

Частота, гц — 50

Напряжение, в — 230 или 400

Мощность, квт — 5—75

Частота вращения, об/мин — 1 000—1 500

Снабжены стабилизирующим устройством, обеспечивающим автоматическое поддержание напряжения.

Способны работать над уровнем моря до 1 000 м при температуре окружающей среды  $-40 \div +50^{\circ}\text{C}$  и относительной влажности воздуха 95 %.

По всем вопросам обращаться:

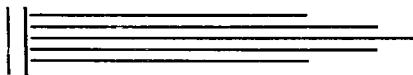
В/О «Энергомашэкспорт» СССР, Москва, В-330

Мосфильмовская, 35

Телекс: 255

Вологодская областная универсальная научная библиотека  
[www.booksite.ru](http://www.booksite.ru)

# РЕДУКТОРНЫЕ ДВИГАТЕЛИ



**SIREM FRANCE**

## ЗУБЧАТЫЕ

### ЧЕРВЯЧНЫЕ

однофазные — трехфазные  
частота вращения — от 4,5 до  
280 об/мин  
максим. полезный момент вра-  
щения — 3,6—0,63 кгс·м

### С РЕГУЛИРУЕМОЙ ЧАСТОТОЙ ВРАЩЕНИЯ

однофазные — шунтовые  
два направления вращения  
передаточные числа — от 1/14 до  
1/585  
максим. полезный момент вра-  
щения — 4,5—0,180 кгс·м  
(изменяемый с помощью регуля-  
тора скорости)  
диапазон — от 1 до 20 при посто-  
янном моменте вращения

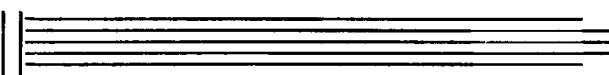
## ЭЛЕКТРОНАСОСЫ

(центробежные нагнетающие)  
производительность — 2,5—10 м<sup>3</sup>/ч  
с защитным покрытием из риль-  
сана (полиамидный материал на  
основе касторового масла)

## СЕКЦИОННЫЕ ДВИГАТЕЛИ

однофазные — трехфазные  
частота вращения — 1000, 1400 и  
2800 об/мин  
полезная мощность — от 17 до  
68 Вт  
встраиваемые — с лампами или  
центрируемые SIREM s. a.

B. P. 6.016 — (69) VILLEURBANNE  
Croix—Luizet—France  
Тел. (78) 84.87.50 et 84.22.13



**SIREM**

Запросы на проспекты и их копии просим направлять по адресу: Москва, К-31,  
Кузнецкий мост, 12, Отдел промышленных каталогов ГПНТБ СССР (тел. 220-78-51).

Заявки на приобретение товаров иностранного производства направляются органи-  
зациями министерствам и ведомствам, в ведении которых они находятся.