

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

УДК 62—523.32

Метод расчета установившихся режимов в синхронном генераторе, работающем на импульсную нагрузку

Доктор техн. наук, проф. И. Д. УРУСОВ и инж. Л. И. ПОЛЯШОВ

Истринский филиал ВНИИЭМ

Ранее [Л. 1 и 2] установленныйся режим работы трехфазного синхронного генератора на периодически разряжаемые емкостные накопители был исследован численным методом с использованием электронных вычислительных машин. Однако результаты этих исследований не дают аналитических критериев, необходимых для инженерных расчетов.

Однофазная цепь r, L, C с источником синусоидального напряжения и периодически разряжаемой емкостью исследована достаточно подробно за рубежом [Л. 3], а также в СССР. В указанных работах аналитические выражения токов и напряжений зарядной цепи получены кусочно-линейным методом как для случая нерезонансной [Л. 3], так и резонансной зарядки емкостного накопителя [Л. 3—5].

Судя по опубликованным данным, рабочие режимы трехфазного синхронного генератора, питающего без промежуточного выпрямления импульсную нагрузку, аналитическими методами не исследовались. Следует отметить также, что применение метода кусочно-линейной аппроксимации в рассматриваемом общем случае трехфазного явнополосного синхронного генератора, содержащего несколько контуров на роторе, не приводит к решению уравнений генератора в квадратурах. В настоящей статье показано, что решение поставленной задачи может быть получено на основе аналитических выражений токов и напряжений трехфазной (без нулевого провода) цепи r, L, C с источником синусоидального напряжения, которая описывается на интервале между разрядами дифференциальными уравнениями второго порядка. Непосредственное использование указанных выражений невозможно вследствие того, что отдельные составляющие сложного гармонического спектра токов,

проходящего через машину, ограничиваются в общем случае различными величинами реактивных и активных сопротивлений.

В исследовании предполагаются известными из [Л. 1] электрическая схема включения трехфазного генератора на периодически разряжаемые емкостные накопители (без нулевого провода [Л. 1]), а также принятые обозначения и система координат [Л. 2 и 6]. Использовано также обычно принимаемое в теории электрических машин допущение о малой величине активного сопротивления цепи статора.

Трехфазная цепь r, L, C без нулевого провода. Для трехфазной цепи r, L, C без нулевого провода с источником симметричного синусоидального напряжения, конденсаторами, разряжаемыми пофазно в последовательности c, b, a и фазой разряда, отсчитываемой относительно оси фазы a , уравнение, описывающее процессы на интервалах между разрядами, имеет следующий вид (для фазы a):

$$x \frac{di_a}{d\tau} + i_a r + x_c \int_0^\tau i_a d\tau - u_0 = U_m \sin(\tau + \Psi_0), \\ 0 \leq \tau \leq \pi,$$

где u_0 — напряжение между нулевыми точками генератора и нагрузки;

Ψ_0 — фаза разряда.

В фазных токах трехфазной симметричной цепи без нулевого провода гармоники, кратные трем, отсутствуют. Учитывая это обстоятельство, аналитическое выражение фазного тока на интервале разряда $0 \leq \tau \leq \pi$ можно получить на основе выраже-

ний однофазной цепи r, L, C , которая, как отмечалось, исследована достаточно подробно.

Практика расчетов на электронных вычислительных машинах и экспериментальные исследования показывают, что типичным для рассматриваемой электромашинной схемы электропитания является нерезонансный процесс зарядки конденсатора. Поэтому случаи, когда $v = \sqrt{\frac{x_c}{x}}$ равно 1, 3, 5, ..., в данной статье не рассматриваются.

Используя известные выражения [Л. 3] и выполнив гармонический анализ, для установившегося периодического режима при условии следования разрядов через полупериод, а также ничтожно малых величинах активного сопротивления и времени разряда, получим выражение тока фазы a , меняющее знак от интервала к интервалу заряда:

$$i_a = \frac{U_m}{x(v^2 - 1)} \left\{ v \sin \Psi_0 \left[\frac{1}{\cos v \frac{\pi}{2}} \sin \left(vt - v \frac{\pi}{2} \right) - \right. \right. \\ \left. \left. - \frac{4v}{\pi} \sum_{n=3, 9, \dots} \frac{1}{v^2 - n^2} \cos nt \right] + \cos(\tau + \Psi_0) \right\}, \quad (1)$$

где

$$\begin{aligned} 0 &\leq \tau \leq \pi; \\ v &\neq 1, 3, 5, \dots \end{aligned}$$

или в виде ряда Фурье:

$$i_a = \frac{U_{cp}}{x_c} \left\{ \left[\frac{2v^2}{\pi(1-v^2)} - \frac{\operatorname{ctg} \Psi_0}{2} \right] \cos \tau + \frac{1}{2} \sin \tau \right\} + \\ + \frac{2}{\pi} \frac{U_{cp}}{x} \sum_{n=5, 7, \dots} \frac{1}{n^2 - v^2} \cos nt, \quad (2)$$

где напряжение на емкости к моменту разряда

$$U_{cp} = u_c(\pi) = \frac{2U_m v^2 \sin \Psi_0}{1 - v^2}. \quad (3)$$

Соответствующее выражение напряжения на емкости имеет такой вид:

$$u_{ca} = \frac{U_m v^2}{(v^2 - 1)} \left\{ -\sin \Psi_0 \left[\frac{1}{\cos v \frac{\pi}{2}} \cos \left(vt - v \frac{\pi}{2} \right) + \right. \right. \\ \left. \left. + \frac{4v^2}{\pi} \sum_{n=3, 9, \dots} \frac{1}{n(v^2 - n^2)} \sin nt \right] + \sin(\tau + \Psi_0) \right\}, \quad (4)$$

где $0 \leq \tau \leq \pi$,

или в виде ряда Фурье:

$$u_{ca} = U_{cp} \left\{ \left[\frac{2}{\pi(1-v^2)} - \frac{\operatorname{ctg} \Psi_0}{2} \right] \sin \tau - \frac{1}{2} \cos \tau \right\} + \\ + \frac{2U_{cp}}{\pi} \left\{ \sum_{n=3, 9, \dots} \frac{1}{n} \sin nt + \sum_{n=5, 7, \dots} \frac{n}{n^2 - v^2} \sin nt \right\}, \quad (5)$$

$$u_b = \frac{2}{\pi} U_{cp} \sum_{n=3, 9, \dots} \frac{1}{n} \sin nt.$$

Выражения фазных токов и напряжений i_b, i_c и u_{cb}, u_{cc} записываются аналогично с учетом сдвига осей фаз b и c относительно оси фазы a .

Анализ уравнений и операторных реактивностей синхронного генератора. Из общих физических представлений следует, что установившийся периодический режим работы синхронного неявнополюсного

генератора, в котором протекают несинусоидальные токи статора, можно характеризовать следующим соотношением для фазы a в относительных единицах:

$$x_d \frac{di_1}{d\tau} + x_2 \frac{d \left(\sum_{n=5, 7, \dots} i_n \right)}{d\tau} + ri_a + u_c - u_0 = \\ = U_f \sin(\tau + \gamma_0), \quad (6)$$

где x_2 — реактивность обратного следования фаз;

$$U_f = \frac{er}{r_f} x_{ad} — э. д. с. ротора;$$

u_c — напряжение на импульсной нагрузке;
 γ_0 — угол, определяющий начало отсчета и совпадающий с фазой разряда.

Приняв $\sum_{n=5, 7} i_n = i_a - i_1$ и $i_1 = I_1 \sin(\tau - \alpha_1)$, где амплитуда и фаза первой гармоники тока заранее неизвестны, можно из выражения (6) получить:

$$x_2 \frac{di_a}{d\tau} + i_a r + u_c - u_0 = U_f \sin(\tau + \gamma_0) - \\ - I_1 (x_d - x_2) \cos(\tau - \alpha_1). \quad (7)$$

Аналогичное, но более сложное соотношение, имеет место при $x_d \neq x_q$.

Правомерность такого соотношения может быть установлена на основе анализа уравнений синхронного генератора и теории двух реакций, развивающихся ниже для случая, когда ток статора имеет несинусоидальную форму.

Строгое обоснование соотношения вида (7) позволяет выявить те факторы, которые в нем не учитываются, и таким образом оценить при необходимости его погрешность по сравнению с более точными соотношениями. Как показано ниже, одним из главных не учитываемых факторов является влияние асимметрии ротора на сверхпереходные процессы, пренебрежение которым, как следует из точных расчетов на электронных вычислительных машинах при $x'_d \neq x'_q$, в большинстве случаев не вызывает ощутимых погрешностей.

Уравнения синхронного генератора в операторной форме при $r=0$, неизменной скорости вращения ($p\gamma=1$) и отсутствии регулирования возбуждения имеют следующий вид [Л. 6]:

$$p\Psi_d - \Psi_q = u_d; \quad (8)$$

$$p\Psi_q + \Psi_d = u_q; \quad (9)$$

$$\Psi_d - x_d(p) i_d = U_f; \quad (10)$$

$$\Psi_q = x_q(p) i_q. \quad (11)$$

В установившемся режиме работы на импульсную нагрузку синхронного генератора без нулевого провода фазные токи могут быть представлены в таком виде:

$$\left. \begin{aligned} i_a &= \sum_n I_n \sin(n\tau - \alpha_n); \\ i_b &= \sum_n I_n \sin(n\tau - \alpha_n - np); \\ i_c &= \sum_n I_n \sin(n\tau - \alpha_n + np), n=1, 5, 7, \dots \end{aligned} \right\} \quad (12)$$

Продольный и поперечный токи статора равны:

$$\begin{aligned} i_d &= \sum_n I_n \sin(n_p + \beta_n) = I_1 \sin \beta_1 + \\ &+ \sum_{n=5, 7, \dots} I_n \sin(n_p \tau + \beta_n); \end{aligned} \quad (13)$$

$$\begin{aligned} i_q &= \sum_n \mp I_n \cos(n_p + \beta_n) = -I_1 \cos \beta_1 + \\ &+ \sum_{n=5, 7, \dots} \mp I_n \cos(n_p \tau + \beta_n); \end{aligned} \quad (14)$$

$$\left. \begin{aligned} n_p &= n \mp 1; \\ \beta_n &= -(a_n \pm \gamma_0), \end{aligned} \right\} \quad (15)$$

где верхние знаки берутся для гармоник прямого следования $n=1, 7, 13$, а нижние — для обратного следования $n=5, 11, 17, \dots$

В соответствии с теоремой разложения для отдельных гармонических составляющих продольного и поперечного токов генератора:

$$x_d(p) i_d \doteq \text{Im} \sum_n x_d(jn_p) I_n e^{j(n_p \tau + \beta_n)}; \quad (16)$$

$$x_q(p) i_q \doteq \text{Re} \sum_n \mp x_q(jn_p) I_n e^{j(n_p \tau + \beta_n)}. \quad (17)$$

Исследуем выражения $x_d(jn_p)$ и $x_q(jn_p)$.

Для $n=1$ ($n_p=0$) $x_d(jn_p)=x_d$ и $x_q(jn_p)=x_q$.

Для $n \neq 1$ выражения $x_d(jn_p)$ и $x_q(jn_p)$ с высокой точностью преобразовываются к виду:

$$x_d(jn_p) = x''_d \frac{1 - \frac{j}{n_p T''_d}}{1 - \frac{j}{n_p T''_{d0}}}; \quad (18)$$

$$x_q(jn_p) = x''_q \frac{1 - \frac{j}{n_p T'_q}}{1 - \frac{j}{n_p T_q}}, \quad (19)$$

где $n_p = 6, 12, 18, \dots$

$$\left. \begin{aligned} x''_d &= x_d \frac{T'_d T''_d}{T_d T'_{d0}}; \\ x''_q &= x_q \frac{T'_q}{T_q}. \end{aligned} \right\} \quad (20)$$

Нетрудно заметить, что чем выше порядок гармонической составляющей, тем ближе $x_d(jn_p)$ к x''_d , а $x_q(jn_p)$ к x''_q . По-видимому, для инженерных расчетов оправданным является использование в выражениях (16) и (17) величин x''_d и x''_q . Это подтверждается расчетами реактивностей генератора по высшим гармоникам для типичных значений параметров синхронных машин.

Учитывая изложенное, из уравнений (10), (11), (16) и (17) для оригиналов потокосцеплений в продольной и поперечной оси можно получить:

$$\Psi_d = I_1 x_d \sin \beta_1 + x''_d \sum_{n=5, 7, \dots} I_n \sin(n_p \tau + \beta_n) + U_f; \quad (21)$$

$$\Psi_q = -I_1 x_q \cos \beta_1 + x''_q \sum_{n=5, 7, \dots} \mp I_n \cos(n_p \tau + \beta_n). \quad (22)$$

Используя выражения (13) и (14), получим соотношения потокосцеплений:

$$\Psi_d = I_1 (x_d - x''_d) \sin \beta_1 + x''_d i_d + U_f; \quad (23) +$$

$$\Psi_q = -I_1 (x_q - x''_q) \cos \beta_1 + x''_q i_q. \quad (24)$$

Из соотношений (21) — (24) видно, что продольное и поперечное потокосцепления синхронной машины, работающей на импульсную нагрузку, состоят из двух составляющих: постоянной составляющей, определяемой по 1-й гармонике тока статора и току возбуждения, и ряда переменных гармонических составляющих, определяемых по высшим гармоникам тока статора. Как известно, в наведении токов в роторных контурах участвуют лишь переменные составляющие потокосцеплений.

В рассматриваемой задаче интерес представляют раздельное определение токов в цепи возбуждения и демпферных контурах. При этом могут быть использованы операторные выражения роторных токов [Л. 6], упрощенные в соответствии с принятыми допущениями и выявленными выше особенностями установившихся процессов генератора:

$$i_{fd} = \frac{e_{fd}}{r_f} - \frac{x_{ad} x''_d}{x_d r_f} \frac{p(1+pT_{kd}) i_d}{T'_d T''_d p^2 + (T'_d + T'_{cd}) p + 1}; \quad (25)$$

$$i_{cd} = -\frac{x_{ad} x''_d}{x_d r_{cd}} \frac{p(1+pT_{fd}) i_d}{T'_d T''_d p^2 + (T'_d + T'_{cd}) p + 1}; \quad (26)$$

$$i_{cq} = \frac{x_{aq} x''_q}{x_q r_{cq}} \frac{p i_q}{(p T'_q + 1)}. \quad (27)$$

Используя теорему разложения и исследуя стоящие при токах i_d и i_q операторные выражения для типичных значений постоянных времени, можно с высокой точностью определить оригиналы роторных токов:

$$\begin{aligned} i_{fd} &= \frac{e_{fd}}{r_f} - \frac{x_{ad} x''_d T_{kd}}{x_d r_f T'_d T''_d} \text{Im} \sum_{n=5, 7, \dots} \times \\ &\times \frac{1 + \frac{1}{n_p^2 T_{kd} T''_d} + \frac{j}{n_p} \left(\frac{1}{T'_d} - \frac{1}{T_{kd}} \right)}{1 + \frac{1}{(n_p T''_d)^2}} I_n e^{j(n_p \tau + \beta_n)}; \end{aligned} \quad (28)$$

$$\begin{aligned} i_{cd} &= -\frac{x_{ad} x''_d T_{fd}}{x_d r_{cd} T'_d T''_d} \text{Im} \sum_{n=5, 7, \dots} \times \\ &\times \left(1 + \frac{j}{n_p T''_d} \right) I_n e^{j(n_p \tau + \beta_n)}; \end{aligned} \quad (29)$$

$$i_{cq} = \frac{x_{aq} x''_q}{x_q r_{cq}} \text{Re} \sum_{n=5, 7, \dots} \frac{\frac{1}{T'_q} + \frac{n_p T'_q}{n_p^2 T''_q}}{T'_q + \frac{1}{n_p^2 T''_q}} I_n e^{j(n_p \tau + \beta_n)}. \quad (30)$$

При достаточно большом порядке искомой гармоники членами, содержащими n_p , можно пренебречь и значительно упростить полученные выражения.

Таким образом, определив тем или иным способом гармонические составляющие статорных токов, можно рассчитать по формулам (28)–(30) токи в роторных контурах.

Трехфазный явнополюсный генератор без нулевого провода. Потокосцепление фазы *a* генератора определяется через продольное и поперечное потокосцепления [выражения (23) и (24)] следующим образом:

$$\begin{aligned} \Psi_a = \Psi_d \cos \gamma - \Psi_q \sin \gamma &= I_1 \left[\left(\frac{x_d - x''_d + x_q - x''_q}{2} + \right. \right. \\ &+ \left. \frac{x_d - x''_d - x_q + x''_q}{2} \right) \sin \beta_1 \cos \gamma + \\ &+ \left(\frac{x_d - x''_d + x_q - x''_q}{2} - \right. \\ &- \left. \frac{x_d - x''_d - x_q + x''_q}{2} \right) \cos \beta_1 \sin \gamma \Big] + \\ &+ \left(\frac{x''_d + x''_q}{2} + \frac{x''_d - x''_q}{2} \right) i_d \cos \gamma - \\ &- \left(\frac{x''_d + x''_q}{2} - \frac{x''_d - x''_q}{2} \right) i_q \sin \gamma + U_f \cos \gamma. \end{aligned} \quad (31)$$

Учитывая, что фазный ток генератора

$$i_a = i_d \cos \gamma - i_q \sin \gamma,$$

полагая

$$x_2 = \frac{x''_d + x''_q}{2}$$

и пренебрегая членом

$$\frac{x''_d - x''_q}{2} \sum_{n=5, 7, \dots} I_n \sin [(n \mp 2)\tau - (\alpha_n \pm 2\gamma_0)],$$

после несложных преобразований получим:

$$\Psi_a = x_2 i_a + E_1 \sin \tau + E_2 \cos \tau, \quad (32)$$

где

$$\begin{aligned} E_1 &= I_1 \left[\frac{x_d + x_q - 2x_2}{2} \cos \alpha_1 - \right. \\ &- \left. \frac{x_d - x_q}{2} \cos (\alpha_1 + 2\gamma_0) - U_f \sin \gamma_0; \right] \end{aligned} \quad (33)$$

$$\begin{aligned} E_2 &= -I_1 \left[\frac{x_d + x_q - 2x_2}{2} \sin \alpha_1 + \right. \\ &+ \left. \frac{x_d - x_q}{2} \sin (\alpha_1 + 2\gamma_0) + U_f \cos \gamma_0. \right] \end{aligned} \quad (34)$$

Аналогичные выражения можно составить также для фаз *b* и *c*.

Для фазы *a* генератора справедливо следующее дифференциальное уравнение:

$$\left. \begin{aligned} \frac{d\Psi_a}{d\tau} + ri_a + x_c \int_0^\tau i_a d\tau + u_0 &= 0; \\ 0 \leq \tau \leq \pi. \end{aligned} \right\} \quad (35)$$

Продифференцировав выражение (32) и подставив его в формулу (35), получим следующее соотношение:

$$x_2 \frac{di_a}{d\tau} + ri_a + x_c \int_0^\tau i_a d\tau - u_0 = E_m \sin(\tau - \beta_0), \quad (36)$$

где

$$\left. \begin{aligned} E_m &= \frac{E_1}{\sin \beta_0}; \\ \beta_0 &= \arctg \frac{E_2}{E_1}; \\ 0 &\leq \tau \leq \pi. \end{aligned} \right\} \quad (37)$$

Легко заметить, что полученное соотношение является дифференциальным уравнением фазы *a* трехфазной цепи без нулевого провода, содержащей сопротивления *r*, *x*₂, *x*_c и источник синусоидального напряжения амплитуды *E*_m и фазы *β*₀. Для такой цепи приведены выше аналитические выражения токов и напряжений при периодической разрядке конденсатора. Можно сделать вывод о том, что все соотношения для цепи *r*, *L*, *C* с источником синусоидального напряжения справедливы для явнополюсного синхронного генератора, если в них заменить Ψ_0 , *U*_m, *x*, *v* = $\sqrt{\frac{x_c}{x}}$ на $(-\beta_0)$, *E*_m, *x*₂, *v* = $\sqrt{\frac{x_c}{x_2}}$ соответственно.

С учетом сказанного, уравнение 1-й гармоники тока фазы *a* в соответствии с выражениями (2) и (3) будет иметь такой вид:

$$i_{a1} = \frac{2E_m \sin(-\beta_0)}{x_2(1-v^2)} \left\{ \left[\frac{2v^2}{\pi(1-v^2)} - \right. \right. \\ \left. \left. - \frac{\operatorname{ctg}(-\beta_0)}{2} \right] \cos \tau + \frac{1}{2} \sin \tau \right\}. \quad (38)$$

С другой стороны, из уравнения (12) получим:

$$i_{a1} = I_1 (\sin \tau \cos \alpha_1 - \cos \tau \sin \alpha_1). \quad (39)$$

Приравняв коэффициент при $\sin \tau$ и $\cos \tau$, подставив значения *E*_m и *β*₀ в соответствии с равенством (37) и обозначив

$$y_1 = I_1 \sin \alpha_1; \quad (40)$$

$$y_2 = I_1 \cos \alpha_1, \quad (41)$$

получим:

$$y_1 = \frac{1}{x_2(1-v^2)} \left[E_2 + \frac{4v^2 E_1}{\pi(1-v^2)} \right]; \quad (42)$$

$$y_2 = -\frac{E_1}{x_2(1-v^2)}. \quad (43)$$

Выражения (42) и (43) совместно с равенствами (33) и (34) образуют систему четырех уравнений с четырьмя неизвестными *E*₁, *E*₂, *y*₁, *y*₂, в результате решения которой и преобразований можно получить следующие выражения:

$$y_1 = \frac{U_f \left[\left(\frac{4}{\pi} x_c + x_1 \right) \sin \gamma_0 - X \cos \gamma_0 \right]}{\left(\frac{4}{\pi} x_c + x_1 \right) x_1 - X^2}; \quad (44)$$

$$y_2 = \frac{U_f (x_1 \cos \gamma_0 - X \sin \gamma_0)}{\left(\frac{4}{\pi} x_c + x_1 \right) x_1 - X^2}; \quad (45)$$

$$\operatorname{tg} \alpha_1 = \frac{y_1}{y_2} = \frac{\frac{4}{\pi} x_c - (x_q - x_c) \operatorname{ctg} \gamma_0}{2(x_d - x_q) \cos^2 \gamma_0 - (x_d - x_c)}; \quad (46)$$

$$\operatorname{ctg} \beta_0 = -\frac{4v^2}{\pi(1-v^2)} - \operatorname{tg} \alpha_1; \quad (47)$$

$$E_1 = \frac{U_f (x_1 - x_2) (x_1 \cos \gamma_0 - X \sin \gamma_0)}{\left(\frac{4}{\pi} x_c + x_1 \right) x_1 - X^2}, \quad (48)$$

где

$$X = \frac{x_d + x_q}{2} - \frac{x_d - x_q}{2} \cos 2\gamma_0 - x_c; \quad (49)$$

$$x_1 = \frac{x_d - x_q}{2} \sin 2\gamma_0. \quad (50)$$

Таким образом, зная параметры и ток возбуждения генератора, а также величину емкости и фазу ее периодической разрядки, можно по формулам (46) — (48) определить амплитуду и фазу эквивалентного источника синусоидального напряжения, а затем рассчитать токи и напряжения синхронного явнополюсного генератора по формулам для цепи $r, x_2, x_c(r, L, C)$ с эквивалентным источником.

Ниже приведены основные аналитические выражения токов и напряжений трехфазного явнополюсного генератора, полученные в соответствии с выражениями (44) — (50).

Напряжение на емкости к моменту разряда

$$\begin{aligned} U_{cp} &= -\frac{2E_m v^2 \sin \beta_0}{1 - v^2} = -\frac{2x_c E_1}{x_2 - x_c} = \\ &= \frac{2U_f x_c (x_1 \cos \gamma_0 - X \sin \gamma_0)}{\left(\frac{4}{\pi} x_c + x_1\right) x_1 - X^2}. \end{aligned} \quad (51)$$

Ток фазы a можно представить в виде гармонического ряда:

$$\begin{aligned} i_a &= \frac{U_{cp}}{x_c} \left[\frac{1}{2} (\sin \tau - \operatorname{tg} \alpha_1 \cos \tau) + \right. \\ &\quad \left. + \frac{2v^2}{\pi} \sum_{n=5, 7, \dots} \frac{1}{n^2 - v^2} \cos n\tau \right]. \end{aligned} \quad (52)$$

Ток фазы a на интервале $0 \leq \tau \leq \pi$ равен:

$$\begin{aligned} i_a &= \frac{U_{cp}}{2x_c} \left\{ \sin \tau + \operatorname{ctg} \beta_0 \cos \tau - \right. \\ &\quad - v \left[\frac{1}{\cos v \frac{\pi}{2}} \sin \left(v\tau - v \frac{\pi}{2} \right) + \right. \\ &\quad \left. \left. + \frac{4v}{\pi} \sum_{n=3, 9, \dots} \frac{1}{n^2 - v^2} \cos n\tau \right] \right\}, \quad (53) \\ &\quad v \neq 1, 3, 5, \dots \end{aligned}$$

Напряжение на импульсной нагрузке для фазы a в виде гармонического ряда имеет вид:

$$\begin{aligned} u_{ca} &= U_{cp} \left[\frac{1}{2} (\operatorname{tg} \theta_1 \sin \tau - \cos \tau) + \right. \\ &\quad \left. + \frac{2}{\pi} \sum_{n=3, 9, \dots} \frac{1}{n} \sin n\tau + \frac{2}{\pi} \sum_{n=5, 7, \dots} \frac{n}{n^2 - v^2} \sin n\tau \right] \quad (54) \end{aligned}$$

или в виде функционального выражения на интервале $0 \leq \tau \leq \pi$

$$\begin{aligned} u_{ca} &= \frac{U_{cp}}{2} \left[\operatorname{ctg} \beta_0 \sin \tau - \cos \tau + \right. \\ &\quad \left. + \frac{1}{\cos v \frac{\pi}{2}} \cos \left(v\tau - v \frac{\pi}{2} \right) - \right. \\ &\quad \left. - \frac{4v^2}{\pi} \sum_{n=3, 9, \dots} \frac{1}{n(n^2 - v^2)} \sin n\tau \right]. \quad (55) \end{aligned}$$

$$\operatorname{tg} \theta_1 = \frac{4}{\pi} - \operatorname{tg} \alpha_1. \quad (56)$$

Для фаз b и c выражения (52) — (56) записываются аналогично с учетом временного сдвига $\rho = \frac{2\pi}{3}$.

Как видно из выражений (46), (51) — (56), напряжение на емкости к моменту разряда, а также амплитуды и фазы первых гармоник фазного тока и напряжения генератора определяются стационарными параметрами x_d, x_q, x_c и существенно зависят от фазы разряда, а также от явнополюсности генератора при малых фазах разряда.

Знание параметров машины и отдельных гармонических составляющих статорных токов является достаточным, как показано выше, для определения токов в роторных контурах.

В соответствии с выражениями (13), (14), (52) и (28) — (30) после преобразований получим:

$$i_{fd} = \frac{e_{fd}}{r_f} - \frac{x' x'' q T_{kd}}{x_d r_f T' d T'' d} \cdot \frac{2}{\pi x_2} U_{cp} \times \quad (57)$$

$$\times \sum_{n=5, 7, \dots} \frac{\left(1 + \frac{1}{n_p^2 T_{kd} T'' d}\right) \cos(n_p \tau \mp \gamma_0 + \kappa)}{\left(1 + \frac{1}{n_p^2 T' d}\right) (n^2 - v^2) \cos \kappa},$$

где

$$\operatorname{tg} \kappa = \frac{n_p (T_{kd} - T' d)}{n_p^2 T_{kd} T'' d + 1},$$

$$n_p = n \mp 1;$$

верхний знак подставляется при $n = 7, 13, 19, \dots$, а нижний при $n = 5, 11, 17, \dots$;

$$\begin{aligned} i_{cd} &= -\frac{x_{ad} x'' d T_{fd}}{x_d r_{cd} T' d T'' d} \cdot \frac{2}{\pi x_2} U_{cp} \times \\ &\times \sum_{n=5, 7, \dots} \frac{\cos(n_p \tau \mp \gamma_0) + \frac{\sin(n_p \pm \gamma_0)}{n_p T'' d}}{n^2 - v^2}, \quad (58) \end{aligned}$$

$$i_{cq} = \frac{x_{aq} x'' q}{x_q r_{cq}} \cdot \frac{2}{\pi x_2} U_{cp} \times$$

$$\times \sum_{n=5, 7, \dots} \frac{-\sin(n_p \tau \mp \gamma_0) - \frac{\cos(n_p \tau \mp \gamma_0)}{n_p T' q}}{\left(T' q + \frac{1}{n_p^2 T' q}\right) (n^2 - v^2)}. \quad (59)$$

Полученные аналитические выражения (51) — (59) токов и напряжений явнополюсного генератора сохраняют свой вид и для неявнополюсного генератора. Отличие состоит в том, что величины $\operatorname{tg} \alpha_1, \operatorname{ctg} \beta_0, U_{cp}, E_m$ можно рассчитывать по упрощенным формулам в результате подстановки $x_d = x_q$. В частности, соотношение (7) непосредственно вытекает из выражения (36) при $x_d = x_q$.

Сравнение результатов расчетов по предлагающей методике с данными, полученными на электронных вычислительных машинах. С целью проверки предлагаемой методики расчета установившегося режима работы синхронного генератора на импульсную нагрузку проведен ряд расчетов на

электронно-вычислительной машине «Минск-2» по полным дифференциальным уравнениям синхронной машины с учетом активных сопротивлений и влияния асимметрии ротора. В таблице приведены результаты расчетов по методике и на электронной вычислительной машине для двух вариантов, характеризующихся следующими параметрами (в относительных единицах):

Вариант 1.

$$\begin{aligned}x_c &= 0,616; \quad x_d = 1,015; \quad x_q = 0,80; \quad x_{ad} = 0,58; \\x_{aq} &= 0,366; \quad x_{ffd} = 1,0; \quad x_{cd} = 0,67; \quad x_{cq} = 0,696; \\r &= 0,025; \quad r_f = 0,0064; \quad r_{cd} = 0,077; \quad r_{cq} = 0,46;\end{aligned}$$

фаза разряда $\gamma_0 = 0,228$ рад, напряжение и ток возбуждения

$$\begin{aligned}e_{fd} &= 0,0112; \quad i_{fd} = 1,76; \\U_f &= i_f x_{ad} = 1,023.\end{aligned}$$

Вариант 2.

$$\begin{aligned}x_c &= 0,373; \quad x_d = 1,14; \quad x_q = 0,841; \quad x_{ad} = 0,917; \\x_{aq} &= 0,622; \quad x_{ffd} = 1,12; \quad x_{cd} = 1,16; \quad x_{cq} = 0,735; \\r &= 0,07; \quad r_f = 0,00487; \quad r_{cd} = 0,1; \quad r_{cq} = 0,3;\end{aligned}$$

фаза разряда $\gamma_0 = 0,72$ рад, напряжение и ток возбуждения

$$e_{fd} = 0,00487; \quad i_{fd} = 1,0; \quad U_f = 0,917.$$

Рассчитанные величины		$U_{ср}$	I_1	I_5	I_7	I_{11}	I_{13}
Вариант 1	По методике	1,48	1,19	0,071	0,036	0,014	—
	На ЭВМ	1,48	1,15	0,074	0,037	0,015	—
Вариант 2	По методике	0,73	0,99	0,061	0,031	0,012	0,009
	На ЭВМ	0,76	1,0	0,062	0,034	0,013	0,01

Из приведенных в таблице данных видно, что точность расчета по предлагаемой методике достаточно высокая: для $U_{ср}$ и первых гармоник тока относительная ошибка не превышает $1 \div 5\%$, а для высших гармоник тока — $2 \div 10\%$.

Выводы. В результате анализа уравнений и операторных реактивностей синхронного явнополюсного генератора выявлено, что в инженерных расчетах установившегося режима работы на импульсную нагрузку реактивности генератора могут быть приняты равными x_d и x_q — по первым гармоникам и x''_d и x''_q — по высшим гармоникам.

Получены формулы (23) и (24) продольного и поперечного потокосцеплений синхронного генератора, использование которых совместно с уравнениями Кирхгофа для статорных контуров, дает возможность свести задачу определения токов статора в установившемся режиме работы на импульсную нагрузку к решению одного дифференциального уравнения второго порядка с граничными условиями.

Изложенный теоретический анализ установившегося режима и предложенный на его основе метод позволяет при $r \approx 0$ рассчитывать все составляющие токов и напряжений статорных и роторных контуров трехфазного явнополюсного и неявнополюсного генератора, работающего на импульсную нагрузку.

Литература

- Урусов И. Д. и Поляшов Л. И., Установившиеся процессы в синхронном генераторе, работающем на импульсную нагрузку, «Электротехника», 1966, № 5.
- Поляшов Л. И., Исследование стационарных процессов в бесконтактном синхронном генераторе, работающем на импульсную нагрузку, Труды третьей Всесоюзной конференции по бесконтактным электрическим машинам, Сборник № 1, изд-во «Зинатне», Рига, 1966.
- Детали и элементы радиолокационных станций, Пер. с англ., под ред. А. Я. Брейтбарта, ч. I, изд-во «Советское радио», 1952.
- Евтинов С. И., Радиопередающие устройства, изд-во «Советское радио», 1950.
- Бертинов А. И. и др., Энергетика процесса заряда конденсатора от генератора переменного тока через выпрямитель, «Электричество», 1967, № 8.
- Урусов И. Д., Линейная теория колебаний синхронной машины, Изд-во АН СССР, 1960.

[15.7.1968]



Да здравствует Великий Октябрь, открывший новую эпоху всемирной истории — эпоху всеобщего революционного обновления мира, перехода от капитализма к социализму!

[Из Призывов ЦК КПСС к 51-й годовщине Великой Октябрьской социалистической революции]

УДК 621.313

Электромагнитные силы и момент волнового электродвигателя

Доктор техн. наук, проф. А. И. БЕРТИНОВ, канд. техн. наук В. В. ВАРЛЕЙ
и инж. М. С. КОЛОСКОВ

Московский ордена Ленина авиационный институт имени С. Орджоникидзе

Введение. В системах автоматизированного привода широко применяются электрические и гидравлические исполнительные механизмы. Известно, что свойства автоматических систем в значительной мере зависят от параметров этих механизмов.

Электромеханизмы, состоящие, как правило, из быстроходного двигателя и редуктора, по ряду параметров уступают гидродвигателям. В частности, они имеют меньшее быстродействие и больший относительный вес. Однако электромеханизмы обладают и важными достоинствами: простотой управляющих и коммутационных устройств, высокой скоростью передачи управляющих импульсов, высокой надежностью и гибкостью коммуникаций.

Усовершенствование электрических механизмов обычной конструктивной схемы не всегда приносит желаемый результат. Поэтому представляется перспективным применение в системах автоматизированного привода волновых редукторов с электромеханическим генератором волн или волновых двигателей, которые в последнее время выходят из стадии проектных и опытных разработок [Л. 1]. Отсутствие в двигателе быстровращающихся масс (выходной вал вращается с малой скоростью, необходимой для привода рабочего устройства) позволяет получить высокое быстродействие, сравнимое с быстродействием гидродвигателей.

Существенным преимуществом волновых двигателей является отсутствие высокоскоростных подшипников, что позволяет создать исполнительный механизм, способный работать при высоких температурах и в агрессивных средах [Л. 1].

К преимуществам волновых двигателей следует также отнести: высокую кинематическую точность; большое значение вращающего момента при относительно малом весе и габарите; большое значение момента самоторможения; относительно высокие энергетические показатели; высокую надежность; возможность использования в шаговом режиме; способность к частым пускам и реверсам; практическое отсутствие выбега и самохода.

Устройство и принцип действия. Принципиальная конструктивная схема волнового двигателя приведена на рис. 1. На стержнях статора 9 размещается m -фазная ($m \geq 2$) обмотка 1, создающая вращающееся поле. К статору крепится жесткий зубчатый венец 3. Конструкция ротора определяет основное отличие волновых двигателей от электрических

машин других типов. Ротор должен быть гибким и иметь возможность деформироваться в радиальном направлении. В частности, он может быть выполнен в виде тонкостенного цилиндра 4 с зубчатыми венцами 7 и 8; внутри цилиндра расположен магнитопровод 5.

Известны различные конструкции магнитопроводов. На рис. 1 показан шихтованный магнитопровод, выполненный в виде секторов из изолированных листов электротехнической стали с радиальным набором. Секторы имеют возможность перемещаться относительно друг друга в радиальном направлении в пределах максимальной деформации гибкого элемента. С помощью тонкостенного цилиндра и жестких зубчатых венцов осуществляются основные кинематические преобразования.

Двигатель работает следующим образом. Допустим, в начальный момент времени при обесточенной обмотке якоря гибкий ротор находится в свободном состоянии и имеет форму цилиндра. Зазор без учета зубчатости статора можно считать равномерным. При подаче на статор напряжения в зазоре возникает вращающееся электромагнитное поле, кривая индукции которого в соответствующем масштабе будет повторять кривую н. с.

Сила, действующая на единицу поверхности гибкого ротора, пропорциональна квадрату индукции, поэтому пространственная эпюра удельных сил будет иметь двойную частоту по отношению к кривой индукции. Воздействующие на гибкий ротор электромагнитные силы деформируют его таким образом, что основная пространственная гармоника магнитной проводимости зазора будет иметь частоту приложенной волны сил, и, следовательно, число волн деформации $U=2p$, где p — число пар полюсов обмотки якоря.

Гибкий ротор не может вращаться со скоростью поля, поскольку он кинематически связан со статором (зубчатое зацепление). Синхронно с полем перемещается вдоль расточки волна деформации гибкого ротора, изменяя проводимость рабочего зазора. В результате появляется синхронный реактивный момент, стремящийся при вращении поля удержать ротор в таком положении, при котором проводимость зазора на пути магнитного потока машины будет максимальной.

Волновая деформация гибкого цилиндра преобразуется с помощью волновой передачи в медлен-

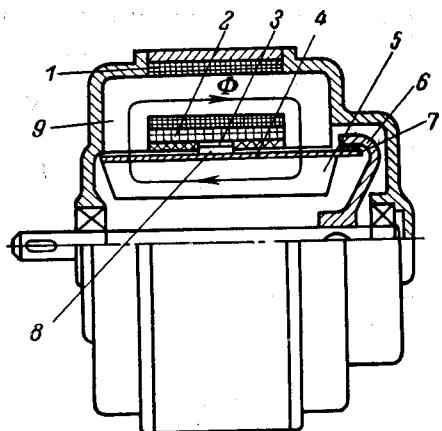


Рис. 1.

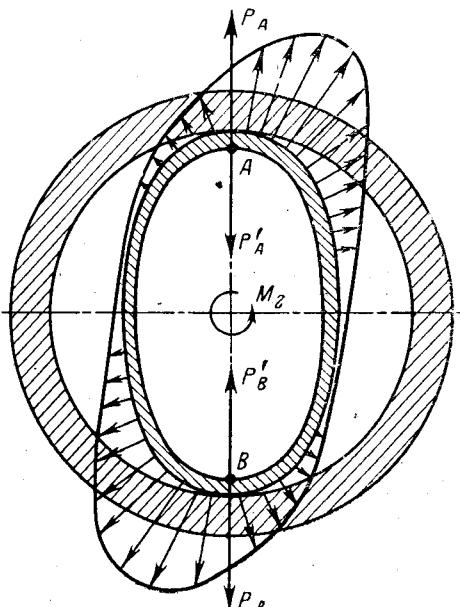
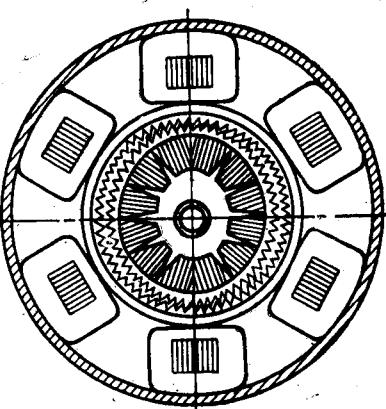


Рис. 2.

ное вращение выходного вала со скоростью [Л. 2]

$$\Omega_2 = \Omega_1 \frac{Z_2 - Z_1}{Z_2} = \Omega_1 i, \quad (1)$$

где Ω_1 — синхронная скорость поля;

Ω_2 — скорость вращения выходного вала;

Z_1 — число зубьев жесткого венца;

Z_2 — число зубьев гибкого венца.

Выражение (1) справедливо для волновых двигателей с вращающимся гибким ротором, когда волновая передача осуществляется в зубчатом зацеплении гибкого элемента со статором (3 и 8). Зубчатое зацепление гибкого элемента с выходным валом (6 и 7) не имеет разницы в числе зубьев. Его зубчатые венцы скорректированы таким образом, что гибкий венец, входя в плотное зацепление с жестким венцом, деформируется на необходимую величину. Это зацепление служит для передачи медленного вращения гибкого элемента на выходной вал.

Выходной вал двигателя, как следует из выражения (1) при $Z_2 < Z_1$, вращается в сторону, противоположную вращению поля.

В двигателе с остановленным ротором (конструкция его может быть также пояснена рис. 1) гибкий элемент связан со статором посредством корректированного зубчатого зацепления, не имеющего разницы в числе зубьев (3 и 8). Ротор не вращается, а подвергается волновой деформации, преобразуемой в зубчатом зацеплении (6 и 7) гибкого элемента с жестким венцом выходного вала в медленное вращение со скоростью:

$$\Omega_2 = \Omega_1 \frac{Z_1 - Z_2}{Z_1}. \quad (2)$$

Известны обращенные конструкции волновых двигателей (гибкий ротор вращается согласно с полем), магнитопровод которых можно выполнять нешихтованным. При этом возрастает асинхронный момент, который в данной конструктивной схеме действует согласно с основным (синхронным) вращающим моментом.

Для повышения энергетических показателей волнового двигателя целесообразно использовать

возбуждение посредством униполярного намагничивания. Поток возбуждения создается размещенной на статоре обмоткой постоянного тока 2 (рис. 1), либо постоянным магнитом. В данном случае число волн деформации будет $U = p$.

Для двухволнового двигателя с возбуждением обмотка должна быть четырехполюсной, что является определенным преимуществом в сравнении с реактивным двигателем, так как при этом увеличивается диапазон рабочих частот и уменьшается требуемое передаточное число волновой передачи.

Принципиально двигатель может иметь любое число волн деформации гибкого элемента, однако практическое применение получают двухволновые двигатели.

При $U=1$ волновой двигатель теряет одно из своих преимуществ — динамическую сбалансированность перемещающихся масс, выгодно отличающую его от двигателей с катящимся ротором [Л. 3]. Кроме того, вследствие уменьшения коэффициента перекрытия зубчатой волновой передачи снижается ее нагрузочная способность и кинематическая точность.

При увеличении числа волн деформации свыше двух уменьшается передаточное число волновой передачи, увеличивается концентрация напряжений в гибком элементе и несколько усложняется конструкция генератора волн.

Электромагнитные силы и момент волнового двигателя. Электромагнитные силы, действующие на гибкий ротор, и момент на валу двигателя с точностью, необходимой для инженерных расчетов, могут быть определены по упрощенной картине магнитного поля в рабочем зазоре.

Полагая, что поле в зазоре плоскопараллельно, поверхность расточки гладкая, потери на гистерезис и вихревые токи относительно малы¹, запишем выражение магнитной индукции в рабочем зазоре на поверхности расточки статора:

¹ Известны конструкции, в которых гибкий элемент вынесен из активной зоны двигателя.

$$B_\alpha = \frac{\mu_0 F_\alpha}{\delta_\alpha}, \quad (3)$$

где μ_0 — магнитная постоянная;

δ_α — величина рабочего зазора в точке с угловой координатой α ;

F_α — падение магнитного потенциала на участке рабочего зазора с координатой α .

Для двухволнового двигателя величина зазора с учетом [Л. 4] может быть представлена в виде

$$\delta_\alpha = \delta_0 - \Delta_\alpha, \quad (4)$$

где δ_0 — зазор при недеформированном состоянии ротора и концентрическом его расположении в расточке статора

$$\Delta_\alpha = \Delta_0 \left[\sum_{n=2, 4, 6 \dots} (n^2 - 1)^{-2} \cos n\alpha \right] \times \\ \times \left[\sum_{n=2, 4, 6 \dots} (n^2 - 1)^{-2} \right]^{-1}$$

— текущее значение радиальной деформации;

Δ_0 — максимальное значение радиальной деформации.

Используя для представления упрощенной картины поля основные гармоники н. с. и кривой деформации, для реактивного волнового двигателя ВД, имеющего двухполюсную обмотку якоря, запишем

$$B_\alpha = \frac{\mu_0 F_1 \cos(\alpha - \beta)}{\delta_0 (1 - \gamma \cos 2\alpha)}, \quad (5)$$

где F_1 — амплитуда первой гармоники н. с. якоря, приходящаяся на рабочий зазор;

$\gamma = \frac{\Delta_0}{\delta_0}$ — коэффициент глубины деформации;

β — угол между продольной осью ротора и амплитудой волны н. с.

Соответственно, индукция в зазоре двухволнового двигателя с возбуждением $2p=4$ равна

$$B_{\alpha B} = \frac{\mu_0 F_1 [\cos(2\alpha - \beta) + K]}{\delta_0 (1 - \gamma \cos 2\alpha)}, \quad (6)$$

где $K = \frac{F_2}{F_1}$ — коэффициент, характеризующий величину н. с. возбуждения F_2 , приходящуюся на рабочий зазор.

Определим электромагнитные силы, действующие на гибкий ротор реактивного ВД.

Известно, что силы магнитного поля, локализованного в области, ограниченной ферромагнетиками, нормальны к граничным поверхностям, а модуль сил, приходящихся на единицу поверхности, равен

$$p = \frac{B^2}{2\mu_0}. \quad (7)$$

Тогда для нормальной силы, действующей на элемент поверхности гибкого ротора можно записать:

$$P_\alpha = \frac{\mu_0 L R_2 F_1^2 \cos^2(\alpha - \beta)}{2\delta_0^2 (1 - \gamma \cos 2\alpha)^2} d\alpha, \quad (8)$$

где L — длина ротора в активной зоне;

R_2 — радиус недеформированного ротора.

Выражение (8) описывает пространственное распределение сил, приложенных к поверхности гибкого ротора, действие которых выражается в деформации ротора и в перемещении волны де-

формации гибкого ротора в сторону максимума волны н. с.

Пусть на заторженный гибкий ротор действует пространственная волна сил, максимум которой смешен относительно продольной оси ротора (рис. 2). В результате в точках контакта гибкого ротора с жестким венцом возникнут силы реакции P'_A и P'_B , а на выходном валу момент M_2 . Для определения сил и выходного момента воспользуемся принципом возможных перемещений. Зададим гибкому ротору возможные перемещения в направлении действия сил P_A и P_B . Возможные перемещения в точках A и B равны по модулю и связаны с перемещением в точке с координатой α зависимостью

$$\Delta_\alpha = \Delta_A \cos 2\alpha.$$

Согласно принципу возможных перемещений виртуальные работы сил реакции и электромагнитных сил, действующих на гибкий ротор, должны быть равны, т. е.

$$\Delta_A P'_A + \Delta_B P'_B = \int_0^{2\pi} \Delta_A p_\alpha \cos 2\alpha d\alpha, \quad (9)$$

где $\Delta_A = -\Delta_B$, $P'_A = -P'_B$.

Силы P_A и P_B характеризуют деформирующее действие распределенных по поверхности ротора электромагнитных сил, а также возможность компенсации радиальных сил, возникающих в зубчатой передаче при нагрузке.

Проинтегрировав (9), с учетом (8) получим:

$$P = \frac{\pi \mu_0 L R_2 F_1^2}{4\delta_0^2} (f_1 + f_2 \cos 2\beta). \quad (10)$$

Кривые зависимости коэффициентов

$$f_1 = \frac{\gamma}{(1 - \gamma^2)^{1.5}} \text{ и } f_2 = \frac{(1 - \gamma^2)^{1.5} - 1 + 2\gamma^2}{\gamma^2 (1 - \gamma^2)^{1.5}}$$

приведены на рис. 3.

Для определения выходного момента зададим возможное перемещение волны деформации гибкого элемента, сместив большую ось на угол $\Delta\alpha$. При этом возможное перемещение элемента поверхности гибкого элемента в направлении нормальной силы равно

$$\Delta\delta = \frac{\partial\delta}{\partial\alpha} \Delta\alpha = 2\delta_0 \gamma \sin 2\alpha \Delta\alpha.$$

В то же время возможное перемещение выходного вала

$$\Delta\alpha' = \Delta\alpha i^{-1}.$$

Равенство виртуальных работ запишется в виде

$$M_2 \Delta\alpha' = \int_0^{2\pi} 2i\delta_0 \gamma P_\alpha \Delta\alpha' \sin 2\alpha. \quad (11)$$

Проинтегрировав (11) с учетом (8), получим выражение электромагнитного момента на валу двигателя:

$$M_2 = \frac{2\pi i \mu_0 L R_2 F_1^2}{\delta_0} f_3 \sin 2\beta. \quad (12)$$

Зависимость

$$f_3 = \frac{1 - (1 - \gamma^2)^{0.5}}{\gamma (1 - \gamma^2)^{0.5}}$$

приведена на рис. 3.

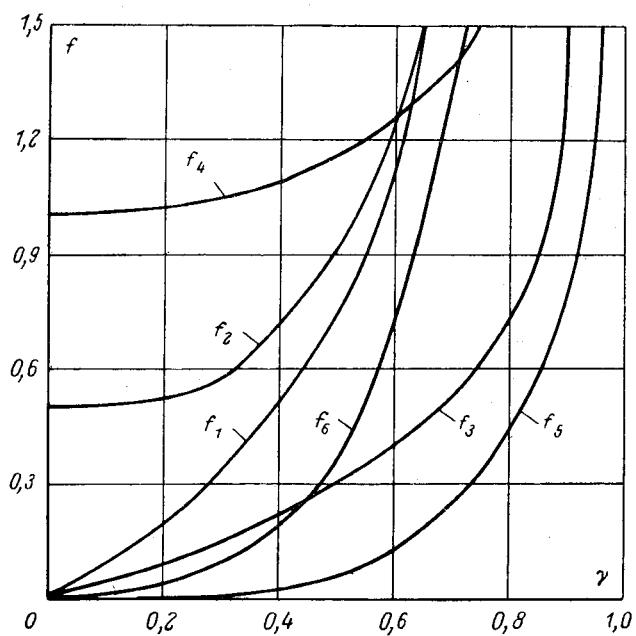


Рис. 3.

Электромагнитный момент на валу машины и деформирующие силы, развиваемые волнообразователем, могут быть также определены путем вариации электромагнитной энергии в рабочем зазоре по интересуемым возможным перемещениям. Определим энергию магнитного поля, запасенную в элементе рабочего зазора объемом ΔV :

$$\Delta W = \frac{BH}{2} \Delta V.$$

Полная энергия магнитного поля в зазоре

$$W = \int_0^{2\pi} dW = \frac{\pi \mu_0 L R_2 F_1^2}{2\delta_0} (f_4 + f_5 \cos 2\beta). \quad (13)$$

Кривая $f_4 = \frac{1}{(1-\gamma^2)^{0.5}}$ приведена на рис. 3.

Из (13) в соответствии с принципом виртуальной работы могут быть определены:

$$M_2 = -i \frac{dW}{d\beta}; P = \delta_0^{-1} \frac{dW}{d\gamma}. \quad (14)$$

Полученные при этом выражения для момента и силы соответственно тождественны (10) и (12).

Энергия магнитного поля рабочего зазора волнового двигателя с возбуждением с учетом (6) равна

$$W_B = \frac{\pi \mu_0 L R_2 F_1^2}{\delta_0} (f_4 + 2f_4 K^2 + 4f_3 K \cos \beta + f_5 \cos 2\beta), \quad (15)$$

где $f_5 = \frac{2 - \gamma^2 - 2(1 - \gamma^2)^{0.5}}{\gamma^2 (1 - \gamma^2)^{0.5}}$.

Из (15) с учетом (14) получим

$$P_B = \frac{\pi \mu_0 L R_2 F_1^2}{2\delta_0^2} (f_1 + 2f_1 K^2 + 4f_2 K \cos \beta + f_6 \cos 2\beta), \quad (16)$$

где

$$f_6 = \frac{4(1 - \gamma^2)^{1.5} - \gamma^4 - 6\gamma^2 + 4}{\gamma^3 (1 - \gamma^2)^{1.5}}; \\ M_{2B} = \frac{2\pi i \mu_0 L R_2 F_1^2}{\delta_0} (2f_3 K \sin \beta + f_5 \sin 2\beta). \quad (17)$$

Зависимости f_5 и f_6 приведены на рис. 3.

Заключение. В волновом электродвигателе без возбуждения электромагнитный момент является реактивным и зависит от синуса двойного угла β , характеризующего относительное положение максимума волны н. с. обмотки статора (якоря) и продольной оси деформации ротора. В электродвигателе с обмоткой возбуждения, создающей в системе униполярный магнитный поток, помимо реактивного момента действует синхронный электромагнитный момент. Величина синхронного момента при прочих равных условиях определяется синусом угла β .

Отметим, что выражения реактивного момента для двигателей с возбуждением и без возбуждения различны, поскольку в первом случае обмотка якоря выполняется четырехполюсной, а во втором — двухполюсной.

Магнитный поток в рабочем зазоре, обусловленный н. с. обмотки возбуждения (либо постоянного магнита), изменяется при деформации ротора (синхронном вращении продольной оси ротора) только по величине, оставаясь неизменным по знаку. В этом смысле электромагнитные процессы в активной зоне двигателя с возбуждением аналогичны рабочим процессам синхронных индукторных машин.

Из приведенных в статье выражений следует, что реактивный и синхронный электромагнитные моменты зависят от степени деформации гибкого ротора. При недеформированном роторе, т. е. при отсутствии модуляции проводимости рабочего зазора, коэффициенты $f_3 = f_5 = 0$, и следовательно, равны нулю соответствующие моменты.

Таким образом, реактивный волновой двигатель (двигатель без возбуждения) и синхронный волновой двигатель (двигатель с возбуждением) являются электрическими машинами параметрического типа. В отличие от моментов электромагнитные деформирующие силы в машинах обоих типов при недеформированном состоянии ротора ($\gamma = 0$) не обращаются в нуль ($f_2 \neq 0$), что обеспечивает пуск электродвигателя при недеформированном роторе. Эксперименты на моделях и опытных образцах волновых двигателей подтверждают правильность результатов аналитического исследования.

Литература

1. Цейтлин Н. И., Цукерман Э. М., Новые тенденции проектирования волновых передач для применения в механизмах привода ракет и спутников, «Вопросы ракетной техники», 1965, № 2.

2. Цейтлин Н. И., Цукерман Э. М., Волновые передачи и их применение в приводах механизмов ракет и спутников, «Вопросы ракетной техники», 1964, № 5.

3. Бертинов А. И., Варлей В. В., Мизюрин С. Р., Электромагнитные силы в двигателе с катящимся ротором, «Электричество», 1964, № 8.

4. Тимошенко С. П., Вайновский-Кригер С., Пластины и оболочки, Физматгиз, 1936.

[10.1.1968]



**Слава великому советскому народу — доблестному
строителю коммунизма, мужественному борцу за сво-
боду, мир и счастье трудящихся!**

(Из Призывов ЦК КПСС к 51-й годовщине
Великой Октябрьской социалистической революции)

УДК 621.313.333.016.1.001.24

О расчете максимальных переходных моментов асинхронного двигателя

Канд. техн. наук Л. Б. МАСАНДИЛОВ

Московский энергетический институт

Для определения надежности работы звеньев механического оборудования электропривода в ряде случаев необходима количественная оценка электромагнитного момента асинхронного двигателя в переходных процессах и прежде всего оценка максимального момента.

В данной работе предлагаются формулы и методы расчета максимальных переходных моментов асинхронного двигателя, развивающихся при переходных процессах как с затухшим, так и с незатухшим полем.

Момент двигателя в переходных процессах достигает своего максимального значения в начале переходного процесса. Для его определения необходимо решить систему дифференциальных уравнений асинхронной машины хотя бы на начальном участке. Однако точное аналитическое решение этой задачи встречает большие трудности, так как асинхронная машина описывается сложной нелинейной системой дифференциальных уравнений, которая допускает относительно простое аналитическое решение только в том случае, если скорость двигателя остается постоянной во время переходного процесса. При использовании соотношений, выведенных при указанном условии, для расчета максимальных моментов реальных переходных процессов возникает вопрос о том, какова величина ошибки, появляющаяся при этих расчетах. Поэтому прежде всего следует выяснить, когда можно пользоваться для расчета реальных моментов двигателя выражениями, полученными при условии постоянства его скорости вращения.

Система дифференциальных уравнений асинхронной машины в комплексном виде и в системе координат, вращающейся со скоростью ω_0 относительно статора, т. е. неподвижной относительно поля машины в установившемся режиме, может быть представлена в следующем виде [Л. 1]:

$$\left. \begin{aligned} \frac{d\Psi_1}{dt} &= U_m e^{j\gamma} - \omega_0 (\alpha'_s + j) \Psi_1 + \omega_0 \alpha'_s k_r \Psi_2, \\ \frac{d\Psi_2}{dt} &= -\omega_0 (\alpha'_r + js) \Psi_2 + \omega_0 \alpha'_r k_s \Psi_1, \\ \frac{ds}{dt} &= -\frac{p}{J\omega_0} (M - M_c), \\ M &= \frac{3}{2} p \omega_0 \frac{k_r}{x_s s} \operatorname{Im}(\Psi_1 \Psi_2^*), \end{aligned} \right\} \quad (1)$$

с начальными условиями $\Psi_1(0), \Psi_2(0), s(0) = s_0$.

Здесь $\Psi_1(\Psi_2)$ — потокосцепление статора (ротора);

U_m, γ и ω_0 — амплитуда, начальная фаза и угловая частота фазного напряжения сети;

s — скольжение асинхронного двигателя;

p — число пар полюсов обмотки статора.

Умножим первое, второе и третье уравнения на dt и проинтегрируем их в пределах от 0 до t :

$$\left. \begin{aligned} \Psi_1 &= \Psi_1(0) + \int_0^t U_m e^{j\gamma} dt - \omega_0 \alpha'_s \int_0^t \Psi_1 dt - \\ &\quad - j \omega_0 \int_0^t \Psi_1 dt + \omega_0 \alpha'_s k_r \int_0^t \Psi_2 dt; \\ \Psi_2 &= \Psi_2(0) - \omega_0 \alpha'_r \int_0^t \Psi_2 dt - \\ &\quad - j \omega_0 \int_0^t \Psi_2 s dt + \omega_0 \alpha'_r k_s \int_0^t \Psi_1 dt; \\ s &= s_0 - \frac{p}{J\omega_0} \int_0^t (M - M_c) dt. \end{aligned} \right\} \quad (2)$$

Система интегральных уравнений (2) эквивалентна системе дифференциальных уравнений (1), поскольку система (2) получена из системы (1). Уравнения системы (1) удовлетворяют условиям теоремы о существовании и единственности решения дифференциальных уравнений. Поэтому для решения системы может быть применен метод последовательных приближений, причем, как это следует из теоремы о существовании и единственности решения, процесс последовательных приближений будет сходящимся.

В качестве первого приближения возьмем зависимости, полученные при решении системы (1) для случая, когда двигатель вращается с постоянной скоростью, равной начальной скорости переходного процесса.

Для нахождения вторых приближений подставим в правые части выражений (2) первые приближения функции, причем во второе уравнение вместо s подставим его значение из третьего уравнения, которое запишется в виде

$$s = s_0 - \Delta s,$$

где

$$\Delta s = \frac{p}{J\omega_0} \int_0^t (M - M_c) dt. \quad (3)$$

Поскольку в первое уравнение из (2) скольжение s не входит, можно заключить, что второе приближение функции Ψ_1 равняется первому ее приближению. Если бы величина Δs равнялась 0, то первое и второе приближения для функции Ψ_2 также были бы одинаковыми. Но величина $\Delta s \neq 0$, как это следует из (3). Если при сравнении модулей s_0 и Δs окажется, что $|\Delta s| \ll |s_0|$, то первое и второе приближения функции Ψ_2 будут близки между собой.

Таким образом, как это следует из метода последовательных приближений [Л. 2], первые приближения функций Ψ_1 и Ψ_2 , которыми мы задались, близки к решению на отрезке $[0, t]$, для которого выполняется условие $|\Delta s| \ll |s_0|$.

Из приведенных рассуждений ясно, что и для зависимости электромагнитного момента первое приближение, определяемое условием постоянства скорости, близко ко второму, а значит и к точному решению.

При анализе величины Δs из (3) представляет интерес участок кривой момента двигателя от начала переходного процесса до времени t_m наступления максимума в кривой момента.

Многочисленные опыты показывают, что максимального значения момент достигает в течение первого периода частоты сети после подключения к ней асинхронной машины, и чаще всего во втором полупериоде. Это положение экспериментально проверено для ряда асинхронных двигателей при пуске, реверсе с затухшим и незатухшим полем, а также при переходе с малой скорости на большую и обратно для многоскоростных двигателей.

Поскольку $\int_0^{t_m} M dt$ есть площадь кривой электромагнитного момента двигателя от начала переходного процесса до наступления максимума (где $t_m < T = \frac{1}{f} = \frac{2\pi}{\omega_0}$ как было пояснено выше), а $M_{\max} = \max M(t)$ из $0 < t < T$, то примем

$$\int_0^{t_m} M dt \approx \frac{1}{2} M_{\max} \cdot \frac{2\pi}{\omega_0} = \frac{\pi}{\omega_0} M_{\max}.$$

При вычислении $\int_0^{t_m} M_c dt$ учтем, что величина M_{\max} обычно в несколько раз превышает номинальный момент двигателя. Поэтому, учитывая, что $t_m < \frac{2\pi}{\omega_0}$ и обычно $t_m \geq \frac{\pi}{\omega_0}$, без существенной ошибки при вычислении этого интеграла можно принять $t_m = 0,75 \frac{2\pi}{\omega_0}$.

Тогда для случая $M_c = \text{const}$ величина Δs из (3) приблизительно равна:

$$\Delta s \approx \frac{\pi p}{\omega_0^2} \frac{M_{\max} - 1,5M_c}{J} = a.$$

Следовательно, из приведенных соображений можно заключить, что результаты решения уравнений асинхронного двигателя при постоянной скорости его вращения близки к точному решению, учитывающему реальное изменение скорости, при условии $|s_0| \gg a$.

Обозначим

$$b_1 = \left| \frac{a}{s_0} \right| = \left| \frac{\pi p}{\omega_0^2} \frac{M_{\max} - 1,5M_c}{Js_0} \right|. \quad (4)$$

Чем меньше b_1 , тем ближе будут друг к другу приближенное и точное решения уравнений асинхронной машины на начальном участке переходного процесса.

Если скольжение близко к нулю, коэффициент b_1 сильно увеличивается, что следует из (4), при $s_0 \rightarrow 0$. В то же время расчеты показывают, что и при подключении к сети двигателя при скорости, близкой к синхронной, реальные зависимости электромагнитного момента от времени на начальном участке переходного процесса близки к зависимостям, рассчитанным при условии постоянства скорости вращения двигателя. Если повторить проведенный выше анализ, когда система дифференциальных уравнений асинхронной машины записана в системе координат, неподвижных относительно статора, можно также ввести коэффициент b_2 , равный:

$$b_2 = \left| \frac{\pi p}{\omega_0^2} \frac{M_{\max} - 1,5M_c}{J(1-s_0)} \right|. \quad (5)$$

Коэффициенты b_1 или b_2 характеризуют связь между изменением скорости двигателя и результатами решения дифференциальных уравнений на начальном участке переходного процесса. Величина этого коэффициента является определенным критерием, по которому можно судить о возможности использования зависимостей, рассчитанных при условии постоянства скорости вращения двигателя, для расчета максимального значения реального переходного момента. Для проверки этого положения были проведены многочисленные расчеты, главным образом на аналоговых вычислительных машинах.

Результаты расчетов и экспериментальных исследований нескольких асинхронных двигателей серий А, МТК и МАП показывают, что для многих переходных процессов при $b < 0,3 \div 0,4$ реальная кривая момента двигателя оказывается близкой к кривой момента при $J = \infty$ на начальном участке, во всяком случае до времени появления максимума в кривой электромагнитного момента. При этом погрешность расчета максимального значения момента не превышает 10%.

Если $s_0 \geq 0,5$, величину b следует рассчитывать по формуле (4), при $s_0 \leq 0,5$ — по формуле (5). Обозначим

$$\omega_p^2 = \left| \pi p \frac{M_{\max} - 1,5M_c}{J} \right|. \quad (6)$$

Тогда вместо выражений (4) и (5) можно записать:

$$\alpha \left(\frac{\omega_p}{\omega_0} \right)^2 \leq 0,3 + 0,4, \quad (7)$$

где $\alpha = \frac{1}{s_0}$ при $s_0 \geq 0,5$;

$$\alpha = \frac{1}{1 - s_0} \text{ при } s_0 \leq 0,5.$$

Если выполняется соотношение (7), то максимальное значение переходного момента можно рассчитывать по соотношениям, полученным при условии постоянства скорости вращения, равной начальной скорости переходного процесса.

Анализ параметров короткозамкнутых машин серий А и МТК показывает, что при пуске и реверсе с затухшим и незатухшим полем двигателей этих серий всех габаритов при расчете максимального момента можно пользоваться соотношениями, полученными при условии постоянства скорости. Погрешность этих расчетов не превысит 10%.

Важным вопросом является выбор параметров для расчета. Опыт электрического моделирования, аналитических расчетов и экспериментального исследования электромагнитного момента нескольких асинхронных двигателей показывает, что наиболее близкое совпадение результатов расчетов и экспериментального исследования получается в том случае, когда параметры машин выбираются исходя из начального скольжения. Так, для расчета максимального момента при пуске следует брать параметры короткого замыкания асинхронной машины, для расчета максимального момента при реверсе следует брать параметры, соответствующие скольжению $s=2$ и учитывающие эффект вытеснения тока и явление насыщения путей рассеяния от больших токов [Л. 1].

Таким образом все высказанное дает возможность выяснить, когда для расчета максимального момента можно пользоваться зависимостями, полученными при постоянной скорости вращения двигателя. Остановимся на вопросе о том, как эти зависимости использовать для конкретных расчетов.

Формулы для расчета максимального пика момента при пуске асинхронного двигателя. В [Л. 3 и 4] приведена формула для определения максимального переходного момента M_{\max} при пуске двигателя

$$\frac{M_{\max}}{M_{\text{пуск}}} = 1 + \frac{1}{\cos \varphi_k}, \quad (8)$$

где φ_k — угол короткого замыкания, определяемый схемой замещения двигателя при скольжении $s=1$.

Формула (8) проста, но иногда может привести к значительным ошибкам. Этот вопрос подробнее рассмотрен далее.

Можно показать, что зависимость момента асинхронного двигателя от времени при $s=\text{const}=1$ такова

$$\begin{aligned} \frac{M(\tau)}{M_{\text{пуск}}} = & 1 + e^{-(\alpha'_s + \alpha'_r)\tau} - \cos \tau (e^{-\alpha_1 \tau} + e^{-\alpha_2 \tau}) - \\ & - \sin \tau (e^{-\alpha_1 \tau} - e^{-\alpha_2 \tau}) \frac{1 + \alpha_2 \alpha_1}{\alpha_2 - \alpha_1}, \end{aligned} \quad (9)$$

где

$$\tau = \omega_0 t;$$

$$\alpha_1 = \frac{1}{2} [\alpha'_r + \alpha'_s - \sqrt{(\alpha'_r + \alpha'_s)^2 - 4\alpha'_r \alpha'_s}];$$

$$\alpha_2 = \frac{1}{2} [\alpha'_r + \alpha'_s + \sqrt{(\alpha'_r + \alpha'_s)^2 - 4\alpha'_r \alpha'_s}];$$

причем

$$\alpha_1 + \alpha_2 = \alpha'_r + \alpha'_s.$$

Многочисленные опыты показывают, что при пуске момент двигателя достигает своего максимального значения во втором полупериоде первого периода частоты сети после его подключения к питающей сети. Примем это положение в качестве допущения.

Проанализируем коэффициенты затухания α_1 и α_2 . Для асинхронных двигателей различных мощностей и различных серий коэффициент рассеяния σ находится в пределах: $\sigma = 0,01 \div 0,23$. Из выражения для α_1 следует, что α_1 имеет наибольшую величину при наибольшем σ . Положив $\sigma = 0,25$ и $\alpha'_s = \beta \alpha'_r$, получим

$$\frac{\alpha_1}{\alpha_2} = \frac{1 + \beta - \sqrt{1 + \beta + \beta^2}}{1 + \beta + \sqrt{1 + \beta + \beta^2}}.$$

Последнее выражение достигает максимального значения при $\beta = 1$, а само максимальное значение равно

$$\max \frac{\alpha_1}{\alpha_2} = 0,0725.$$

Отсюда видно, что при $s=1$ коэффициент затухания α_2 по крайней мере на порядок больше коэффициента затухания α_1 , т. е. свободная составляющая электромагнитного момента двигателя с коэффициентом затухания α_1 затухает гораздо медленнее, чем составляющая с коэффициентом затухания α_2 . Заметим, что поскольку $\alpha_1 + \alpha_2 = \alpha'_r + \alpha'_s$, то $\alpha_2 \approx \alpha'_s + \alpha'_r$.

Для нахождения момента времени τ_m , соответствующего первому максимуму момента, надо про-дифференцировать выражение (9) и приравнять производную нулю. Если пренебречь для упрощения вычислений членом $e^{-(\alpha'_s + \alpha'_r)\tau}$, который быстро затухает, то, учитывая, что $\alpha_1 \ll \alpha_2$, можно получить

$$\operatorname{tg} \tau_m = \frac{1}{\alpha_2}.$$

Используя допущение о том, что $\tau_m > \pi$, получим

$$\tau_m = \operatorname{arctg} \frac{1}{\alpha_2} + \pi. \quad (10)$$

Далее с учетом (9) и (10) можно найти

$$\begin{aligned} \frac{M_{\max}}{M_{\text{пуск}}} = & 1 + e^{-(\alpha_1 + \alpha_2)\tau_m} + \frac{\sqrt{1 + \alpha_2^2}}{\alpha_2 - \alpha_1} e^{-\alpha_1 \tau_m} + \\ & + \frac{(\alpha_2 - \alpha_1)^2 - (1 + \alpha_1^2)}{(\alpha_2 - \alpha_1) \sqrt{1 + \alpha_2^2}} e^{-\alpha_2 \tau_m}. \end{aligned} \quad (11)$$

Если $\alpha_2 = 1,5$, то $e^{-\alpha_2 \tau_m} < 0,003$ и $e^{-(\alpha_1 + \alpha_2)\tau_m} < 0,003$.

Таким образом, если $\alpha_2 \geq 1,5$, второй и четвертый члены в выражении (11) составляют тысячные доли единицы, поэтому ими можно пренебречь. Отсюда, получаем при $\alpha_2 > 1,5$

$$\frac{M_{\max}}{M_{\text{пуск}}} = 1 + \frac{\sqrt{1 + \alpha_2^2}}{\alpha_2 - \alpha_1} e^{-\alpha_1 \tau_m}. \quad (12)$$

Формулы (11) и (12) дают возможность достаточно точно рассчитать максимальное значение электромагнитного момента при пуске асинхронных двигателей для разных случаев его включения: включение двигателя в сеть без добавочных сопротивлений, с добавочным сопротивлением в цепи ротора для двигателей с контактными кольцами и двигателей с добавочными сопротивлениями в цепи статора, что применяется для ограничения момента при пуске короткозамкнутых двигателей.

В приложении I приведены примеры расчетов по формулам (11) и (12) для разных типов асинхронных двигателей.

На рис. 1 представлена зависимость $M_{\max}/M_{\text{пуск}}$, рассчитанная с помощью выражения (9) для широких пределов изменения α_1 и α_2 на электронной цифровой вычислительной машине.

Отметим, что графики на рис. 1 дают возможность достаточно просто вычислять максимальные моменты при пуске короткозамкнутых двигателей серий А и МТК практически для всех габаритов.

В случае, если $\alpha_2 > 1,5$, что может быть для двигателей мощностью менее 10 квт, следует воспользоваться формулой (12).

Отметим, что формула (8) проще, чем (11) и (12), которые однако точнее. В связи с этим следует оценить погрешность, связанную с использованием формулы (8). При выводе последней учитывалась только одна свободная составляющая электромагнитного момента, которая к тому же принималась незатухающей.

Можно показать, что

$$\frac{1}{\cos \varphi_k} = \frac{\sqrt{1 + \alpha_2^2}}{\alpha_2 - \alpha_1} \alpha_1,$$

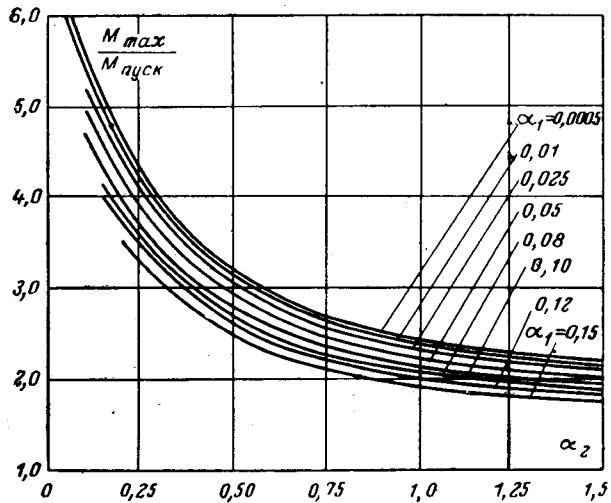


Рис. 1. Кривые для определения максимальных моментов при пуске асинхронных двигателей.

где

$$\alpha_1 = \frac{(1 - \alpha_1/\alpha_2) \sqrt{(1 + \alpha_1^2)(1 + \alpha_2^2)}}{1 + \alpha_1 \alpha_2 + \frac{\alpha_1}{\alpha_2} - \frac{\alpha_2}{\alpha_1}}. \quad (13)$$

Тогда согласно формуле (8)

$$\frac{M_{\max}}{M_{\text{пуск}}} = 1 + \frac{\sqrt{1 + \alpha_2^2}}{\alpha_2 - \alpha_1} \alpha_1. \quad (14)$$

Поскольку $\alpha_1 \ll \alpha_2$ и $\alpha_r \ll \alpha_2$, величина α_1 из (13) близка к единице. Отсюда видно, что формулы (14) и (12) весьма близки между собой, если в последней принять $\alpha_1 = 0$. Следовательно, формула (8) является частным случаем (12), если принять $\alpha_1 = 0$. Наибольшее отличие при использовании формул (8) и (12) получается при наибольшей величине α_1 . Коэффициент затухания α_1 можно представить в виде

$$\frac{\alpha_1}{\alpha'_s + \alpha'_r} = \frac{1}{2} \left(1 - \sqrt{1 - \frac{4\sigma}{\frac{\alpha'_s}{\alpha'_r} + \frac{\alpha'_r}{\alpha'_s} + 2}} \right). \quad (15)$$

Величина $\alpha_1/(\alpha'_s + \alpha'_r)$ согласно (15) является функцией отношения α'_s/α'_r и максимальна при $\alpha'_s = \alpha'_r$. Отсюда

$$\alpha_{1\max} = 0,5(\alpha'_s + \alpha'_r)(1 - \sqrt{1 - \sigma}). \quad (16)$$

Если $x_0 \gg x_1, x'_2, r_1, r'_2$, что обычно выполняется для асинхронных двигателей, то справедливо следующее соотношение

$$\alpha'_s + \alpha'_r \approx \frac{r_1 + r'_2}{x_1 + x'_2} = \operatorname{ctg} \varphi_k,$$

т. е. сумма $\alpha'_s + \alpha'_r$ равна котангенсу угла короткого замыкания. Для асинхронной машины $\cos \varphi_k$ обычно меньше 0,5. Однако у некоторых серий асинхронных машин (например низкоскоростная обмотка двухскоростных двигателей серии МАП) $\cos \varphi_k$ достигает 0,8. Кроме того, учитывая случаи пуска двигателей с контактными кольцами при наличии добавочных сопротивлений, примем

$$\alpha'_s + \alpha'_r / \max \approx \operatorname{ctg} \varphi_k \approx 2.$$

Отсюда, принимая $\sigma = 0,25$, из (16) получим:

$$\alpha_{1\max} \approx 0,5 \cdot 2(1 - \sqrt{1 - 0,25}) \approx 0,14.$$

Максимальное значение τ_m согласно (10) равно $3\pi/2$.

Следовательно, наименьшая величина $e^{-\alpha_1 \tau_m}$ из (12) будет:

$$e^{-\alpha_{1\max} \cdot \tau_{m,\max}} = e^{-0,14 \frac{3\pi}{2}} \approx 0,5.$$

Отсюда видно, что использование формулы (8), не учитывающей коэффициент затухания, может привести к значительным погрешностям при расчете максимального момента, особенно для двигателей с повышенными активными сопротивлениями обмоток. Действительно, из (8) следует, что кратность пускового момента всегда больше двух. Однако можно привести много примеров как расчетов, так и экспериментов, когда кратность пускового момента меньше двух.

Практически использование формулы (8) по сравнению с более точными формулами (11) и (12)

может привести к погрешностям расчета, достигающим 20—25%. Отметим, что расчет по формуле (8) дает завышенные значения M_{\max} .

Изложенное показывает, что формула (8) может быть использована для приближенных расчетов M_{\max} . Если необходимо получить более точное значение максимального момента при пуске двигателей, можно воспользоваться формулами (11) и (12) или графиками на рис. 1, использование которых также не представляет большого труда.

Расчеты максимальных пиков моментов при включении асинхронного двигателя с разных начальных скольжений при затухшем поле. Для расчета максимальных значений электромагнитных моментов, возникающих при включении асинхронного двигателя с разных начальных скольжений (реверс, переход с малой скорости на большую и наоборот для многоскоростных двигателей и т. д.), воспользуемся выражением момента, выведенным для случая, когда двигатель вращается с постоянной скоростью. Можно показать, что зависимость момента от времени имеет вид

$$\frac{M(t)}{M_{\text{уст}}} \Big|_{\substack{s \neq 0 \\ s \neq 1}} = 1 + m_{a1} e^{-\alpha_1 t} + m_{a2} e^{-\alpha_2 t} + (m_{a1} - m_{a2} - 1) \cos \omega_1 t e^{-\alpha_1 t} + (m_{a1} - m_{a2} - 1) \times \\ \times \cos \omega_2 t e^{-\alpha_2 t} + (-m_{a1} - m_{a2} + 1) \cos (\omega_1 - \omega_2) \times \\ \times t e^{-(\alpha_1 + \alpha_2) t} + K [-e^{-\alpha_1 t} \sin \omega_1 t + e^{-\alpha_2 t} \sin \omega_2 t + \\ + e^{-(\alpha_1 + \alpha_2) t} \sin (\omega_1 - \omega_2) t], \quad (17)$$

где

$$\tau = \omega_0 t;$$

$$K = \frac{\alpha_1}{s - \omega_1} m_{a1} - \frac{\alpha_2}{s - \omega_2} m_{a2} + \frac{2(\alpha_2 \omega_1 - \alpha_1 \omega_2)}{(\alpha_1 - \alpha_2)^2 + (\omega_1 - \omega_2)^2},$$

$$m_{a1} = \frac{(s - \omega_1)(\alpha_2^2 + \omega_2^2)}{s[(\alpha_1 - \alpha_2)^2 + (\omega_1 - \omega_2)^2]};$$

$$m_{a2} = \frac{(s - \omega_2)(\alpha_1^2 + \omega_1^2)}{s[(\alpha_1 - \alpha_2)^2 + (\omega_1 - \omega_2)^2]}.$$

Здесь m_{a1} , m_{a2} — начальные значения апериодических составляющих переходного момента асинхронного двигателя;

α_1 , α_2 (ω_1 , ω_2) — коэффициенты затухания (частоты) свободных составляющих переходного момента асинхронного двигателя [Л. 5].

Для расчета начального участка кривой, где момент двигателя достигает максимального значения, можно воспользоваться формулой (17). Подсчитаем выражение (17) для нескольких значений t или τ в пределах первого периода, где момент достигает максимального значения, т. е. для $f_0 = 50$ гц:

$$0 < t \leq 0,02 \text{ сек или } 0 < \tau \leq 2\pi.$$

По найденным значениям $\frac{M(t)}{M_{\text{уст}}}$ проведем кривую.

Ее максимум, найденный графическим путем, и определит искомое максимальное значение электромагнитного момента двигателя при включении его с данного начального скольжения.

В приложении 2 приведен расчет максимального значения момента при реверсе с затухшим полем двигателя А62-4.

Расчет максимальных моментов при переходных процессах с незатухшим полем. Переходные процессы асинхронного двигателя с незатухшим полем описываются системой уравнений вида (1) с ненулевыми начальными условиями. Если принять, что скорость вращения двигателя не меняется на начальном участке переходного процесса, система (1) оказывается линейной.

Токи переходного процесса, возникающие при подключении ветви к линейной электрической цепи, могут быть рассчитаны наложением токов предшествующего режима на токи, получаемые в результате включения в пассивную цепь источника напряжения, по величине равного напряжению холостого хода. Напряжение холостого хода определяется суммой напряжения источника, расположенного в подключаемой ветви, и напряжения на зажимах электрической цепи, к которым подключается ветвь.

Для обмотки статора асинхронного двигателя напряжение холостого хода равно сумме напряжения сети u_1 и э. д. с. от незатухшего поля e_{01} . Токи статора и ротора, возникающие при подключении напряжения холостого хода $u_1 + e_{01}$ на пассивную электрическую цепь, которой в данном случае является асинхронный двигатель при отсутствии токов в его обмотках, значительно превышают по величине токи предшествующего режима. Последние определяются незатухшим полем, причем токи статора равны нулю, так как цепи его обмоток до подключения двигателя к сети разомкнуты.

Следовательно, электромагнитный момент, возникающий при включении двигателя с незатухшим полем, определяется, по крайней мере на начальном участке, токами, которые возникли бы при включении машины с затухшим полем на напряжение, равное $u_1 + e_{01}$. С учетом сказанного можно предложить следующую формулу для определения максимального момента при переходных процессах с незатухающим полем:

$$M_{\max, \text{n.p.}} = M_{\max, \text{з.п.}} \left(\frac{|u_1 + e_{01}|_{\max}}{|u_1|_{\max}} \right)^2, \quad (18)$$

где $|u_1|_{\max}$ — модуль вектора напряжения сети; $|u_1 + e_{01}|_{\max}$ — наибольшее значение модуля вектора $u_1 + e_{01}$.

Для многих переходных процессов величина $|u_1 + e_{01}|_{\max}$ не может быть определена однозначно. Целесообразно найти такое соотношение параметров, при которых эта величина будет наибольшей, что соответствует наибольшему значению максимального пика переходного момента. Для нахождения зависимости e_{01} от времени следует воспользоваться формулой

$$e_1 = -\frac{d\Psi_1}{dt} - j\omega_k \Psi_1,$$

позволяющей по известным зависимостям потокосцеплений определить э. д. с. статора в любой координатной системе.

Для случая реверса асинхронного двигателя с незатухшим полем при неблагоприятной фазе

включения, определяющей наибольшую величину максимального момента $M_{\max \text{ PH}}$ была получена с помощью (18) следующая формула

$$M_{\max \text{ PH}} = M_{\max \text{ РЗ}} [1 + (1 - \sigma) e^{-\omega_0 \alpha_r \Delta t_{\text{ВН}}}]^2, \quad (19)$$

где $M_{\max \text{ РЗ}}$ — максимальный момент при реверсе с затухающим полем;

$\Delta t_{\text{ВН}}$ — промежуток времени отключения двигателя от сети при реверсе.

Результаты расчетов M_{\max} по формуле (19) близко совпадают со значением M_{\max} , рассчитанным с помощью вычислительной машины при интегрировании дифференциальных уравнений асинхронного двигателя. В приложении приведен пример расчета по формуле (19).

Заметим, что значение α_r следует определить по параметрам асинхронной машины, рассчитанным исходя из скольжения, соответствующего линейной части статической механической характеристики [Л. 1].

Для повторного включения асинхронного двигателя при незатухшем поле справедливо следующее выражение, записанное в неподвижной относительно статора системе координат

$$\frac{u_1 + e_{01}}{u_1} = 1 - (1 - \sigma) e^{-\omega_0 \alpha_r \Delta t_{\text{ВН}}} e^{-j\Delta \omega \Delta t_{\text{ВН}}}, \quad (20)$$

где $\Delta \omega$ — разность между синхронной скоростью и скоростью вращения ротора двигателя в момент подключения его к сети;

$\Delta t_{\text{ВН}}$ — промежуток времени отключения двигателя от сети при повторном включении.

Модуль вектора $u_1 + e_{01}$ достигает наибольшего значения при $\Delta \omega \Delta t_{\text{ВН}} = \pi$. Поскольку обычно величина $\Delta \omega$ невелика, промежуток времени $\Delta t_{\text{ВН}}$, соответствующий неблагоприятному включению, получается сравнительно большим, так что за это время э. д. с. от незатухшего поля успевает значительно снизиться. Поэтому при повторном включении максимальные кратности переходных моментов относительно меньше, чем при реверсе с незатухшим полем.

Приложение 1

Тип двигателя	$P_{\text{Н. квт}}$	α'_s	α'_{τ}	α_t	α_a	$M_{\text{пук}}, \text{кН}$	$\frac{M_{\max}}{M_{\text{пук}}}$	$M_{\max}, \text{кН}$	$M_{\text{эксп}}, \text{кН}$	$J_{\text{дв}}, \text{кг}\cdot\text{м}^2$	$b_1 = \left \frac{a}{S_0} \right $
A62-4	14	0,28	0,25	0,0086	0,5214	118	3,1	365	335	0,127	0,162
A81-6	28	0,185	0,205	0,007	0,383	280	3,54	990	960	0,8	0,114
МТК21-6	5	0,45	0,74	0,031	1,159	153	2,21	337	295	0,098	0,258
МАП311-4/12	10,5/3,5	0,625	1,12	0,1025	1,6425	186	1,825	345	320	0,112	0,536

Примечания:

1. Пояснения к таблице: а) параметры машины (α'_s , α'_{τ} , α_t , α_a) соответствуют скольжению $s=1$;

б) данные таблицы для двигателя МАП311-4/12 соответствуют обмотке низкой скорости;

в) $M_{\text{пук}}$ — пусковой момент, определенный по статической механической характеристике;

г) отношение $\frac{M_{\max}}{M_{\text{пук}}}$ для МАП311-4/12 (пуск на малую

скорость) рассчитано по формуле (12), для остальных двигателей — по формуле (11);

д) M_{\max} — максимальный момент при пуске вхолостую двигателя, определенный из экспериментальной осциллограммы;

е) b_1 — коэффициент, рассчитанный для пуска ($s_0=1$). Величина M_{\max} при расчете определялась из экспериментальной осциллограммы.

2. Выводы из таблицы. а) коэффициенты b_1 для двигателей, данные которых приведены в таблице, меньше 0,3, кроме МАП311-4/12.

Для МАП311-4/12 $b = 0,536 > (0,3 \div 0,4)$. Однако величина M_{\max} , определенная из расчета по формуле (12), близка к величине $M_{\max}^{\text{эксп}}$. Это объясняется относительно большим значением коэффициента $\alpha' r$ (см. второе уравнение системы (2)); б) рассчитанные по формуле (11) и (12) значения M_{\max} близки к $M_{\max}^{\text{эксп}}$;

в) определенные из графиков на рис. 1 отношения $\frac{M_{\max}}{M_{\text{пуск}}}$ практически совпадают с рассчитанными по формулам (11) (см. рис. 1 и табл. П1).

Приложение 2

Расчет максимального момента при реверсе с затухшим полем двигателя А62-4.

Параметры А62-4, рассчитанные для скольжения $s=2$ с учетом вытеснения тока и насыщения путем рассеяния от больших токов, составляют:

$$r_1 = 0,4 \text{ ом}, x_1 = 0,805 \text{ ом}, x_0 = 22 \text{ ом}.$$

$$r'_2 = 0,497 \text{ ом}, x'_2 = 0,558 \text{ ом}.$$

Расчетным путем получены параметры:

$$\begin{aligned} x_s &= 22,805 \text{ ом}, k_s = 0,9647, \sigma = 0,0591, \alpha_s = 0,0175, \\ \alpha'_s &= 0,296, x_r = 22,558 \text{ ом}, k_r = 0,9753, \alpha_r = 0,022, \\ \alpha'_r &= 0,373. \end{aligned}$$

Коэффициенты затухания и частоты свободных составляющих момента двигателя при $s=2$ будут (определенными по формулам, приведенным в [Л. 5]):

$$\alpha_1 = 0,285, \omega_1 = 1,118,$$

$$\alpha_2 = 0,385, \omega_2 = 1,882.$$

После расчета амплитуд свободных составляющих электромагнитного момента двигателя зависимость момента от времени имеет вид:

$$\begin{aligned} \left. \frac{M(\tau)}{M_{\text{уст}}} \right|_{s=2} &= 1 + 2,74e^{-0.57\tau} + 0,133e^{-0.77\tau} - \\ &- 3,61e^{-0.285\tau} \cos 1,118\tau + 1,61e^{-0.385\tau} \cos 1,882\tau - \\ &- 1,87e^{-0.67\tau} \cos 0,764\tau - 0,12e^{-0.285\tau} \sin 1,118\tau + \\ &+ 0,12e^{-0.385\tau} \sin 1,882\tau - 0,12e^{-0.67\tau} \sin 0,764\tau. \end{aligned}$$

Поскольку момент достигает максимального значения в районе начала второго полупериода, т. е. при $\tau_m \approx \pi$, то, учитывая относительно большие коэффициенты затухания и малые амплитуды, пренебрежем членами, содержащими синус, и третьим членом.

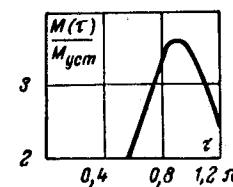
Результаты расчетов составляют:

$$\begin{array}{ccccccc} \frac{M(\tau)}{M_{\text{уст}}} & 2,13 & 3,38 & 3,61 & 3,4 & 2,4 \\ \tau & 0,6\pi & 0,8\pi & 0,9\pi & \pi & 1,2\pi \end{array}$$

График зависимости $\frac{M(\tau)}{M_{\text{уст}}}$ изображен на рис. 2. Из графика определяем:

$$\frac{M_{\max}}{M_{\text{уст}}} = 3,61.$$

Рис. 2. Расчет максимального момента при реверсе с затухшим полем двигателя А62-4 (к приложению 2).



Отсюда $M_{\max} = M_{\text{уст}} 3,61 = 373 \text{ нм}$,

где $M_{\text{уст}} = 103 \text{ нм}$ — момент, определенный из статической механической характеристики при $s=2$.

При точном решении системы дифференциальных уравнений на аналоговой вычислительной машине было получено

$$M_{\max} = 390 \text{ нм}.$$

Приложение 3

Расчет максимального момента при реверсе с незатухшим полем двигателя А62-4.

Параметры двигателя А62-4, соответствующие скольжению $s \approx 0,1$ [Л. 1]:

$$r_1 = 0,4 \text{ ом}, r'_2 = 0,232 \text{ ом}, x'_2 = 0,92 \text{ ом},$$

$$x_1 = 0,98 \text{ ом}, x_0 = 22 \text{ ом},$$

$$\alpha_r = 0,0101, \sigma = 0,081.$$

Время отключения двигателя от сети при реверсе $\Delta t_{\text{BH}} = 0,07 \text{ сек}$.

По формуле (19) находим

$$\frac{M_{\max, \text{PH}}}{M_{\max, \text{РЗ}}} = [1 + (1 - 0,081) e^{-314 \cdot 0,0101 \cdot 0,7}]^2 = 3.$$

Из предыдущего примера $M_{\max, \text{РЗ}} = 373 \text{ нм}$.

Отсюда, $M_{\max, \text{PH}} = 373 \cdot 3 = 1120 \text{ нм}$.

При точном решении дифференциальных уравнений на аналоговой вычислительной машине было получено

$$M_{\max, \text{PH}} = 1180 \text{ нм}.$$

Литература

1. Соколов М. М., Масандилов Л. Б., Шинянский А. В., Исследование электромагнитных переходных процессов в асинхронных двигателях, «Электричество», 1965, № 12.

2. Михлин С. Г. и Смолицкий Х. Л., Приближенные методы решения дифференциальных и интегральных уравнений, 1965.

3. Ковач К. П. и Рац И., Переходные процессы в машинах переменного тока, Госэнергоиздат, 1963.

4. Wahl A. M., Kilgore L. A., Transient starting torques in induction motors, Transactions, 1940, vol. 59.

5. Соколов М. М., Масандилов Л. Б., Шинянский А. В., Экспериментальное исследование электромагнитных переходных процессов в асинхронных двигателях единой серии А, «Электричество», 1965, № 8.

[24.6.1968]

Работники народного хозяйства! Настойчиво повышайте технический уровень производства! Осуществляйте комплексную механизацию и автоматизацию! Всемерно улучшайте качество продукции, добивайтесь снижения ее себестоимости!

[Из Призывов ЦК КПСС к 51-й годовщине Великой Октябрьской социалистической революции]

УДК 621.313.322—81:621.3.017.7

Тепловое состояние ротора мощного турбогенератора в режиме форсированного возбуждения

Канд. техн. наук Л. Я. СТАНИСЛАВСКИЙ и канд. техн. наук В. Г. ДАНЬКО
НИИТЭМ, Харьков

Возможная величина и продолжительность форсировки по току возбуждения являются важными эксплуатационными показателями турбогенератора системы в целом. С ростом единичной мощности этот показатель становится все более серьезной характеристической величиной, в которой сталкиваются две противоположные тенденции. С одной стороны, для сохранения устойчивости системы, остро реагирующей на внезапную остановку блока большой мощности, необходимы широкие пределы форсировки по величине и времени. С другой стороны, высокоиспользуемый турбогенератор не может иметь больших запасов по нагреву, определяющему возможную перегрузку, так как увеличение единичной мощности значительно превосходит рост габаритов турбогенераторов и осуществляется за счет резкого увеличения всех удельных нагрузок, интенсивного охлаждения обмоток непосредственно в местах тепловыделений. Таким образом, определение пределов форсировки является важным вопросом, решение которого определяется потребностями нормальной работы энергосистем, опытом эксплуатации, достижениями электромашиностроения и наличием конкретных конструкций турбогенераторов [Л. 1 и 2].

На рис. 1 и 2 показаны допустимые пределы и время форсировки по нормам, принятым в СССР [Л. 3], и по нормам, принятым фирмой «Дженерал Электрик» для турбогенераторов с непосредственным охлаждением обмоток ротора и статора [Л. 1].

По числу допускаемых форсировок в год нет единой нормы. Например, СССР и европейские фирмы число форсировок не ограничивают. Фирма «Дженерал Электрик» считает, что число форсировок должно быть ограниченным [Л. 1].

Длительность форсировки определяется допустимым нагревом обмоток ротора и статора. В [Л. 4] приведены результаты испытаний стержня турбогенератора в режиме кратковременного периодического нагревания до температуры, выше допустимой для данного класса изоляции. Испытаниями установлено, что в режиме форсировки можно допускать повышение температуры изоляции на 15—25°С выше нормы.

Статья посвящена изучению работы турбогенераторов в форсированных режимах, накоплению теоретического и экспериментального материала.

Случай аномального режима. Перегрузка по току возбуждения возникла на турбогенераторе типа ТГВ-200, установленном на одной из ГРЭС. Перед началом форсированного режима турбогенератор работал с нагрузкой 200 Мвт при номинальных параметрах и давлении водорода 4 ати. Средняя температура обмотки ротора равнялась 81°С. Генератор возбуждался от резервного мотор-генератора (основное возбуждение — ионное). Резервный возбудитель работал с включенным АРВ типа УБК-3. Релейная форсировка возбуждения была отключена.

Номинальные параметры турбогенератора типа ТГВ-200 [Л. 5]:

Полная мощность	235 Мвт
Активная мощность	200 Мвт
Напряжение статора	15,75 кв
Напряжение ротора	428 в
Ток статора	8 630 а при давлении водорода 3 ати
Ток ротора	1 860 а
Номинальное давление водорода	3 ати

Обмотка статора имеет компаундированную изоляцию класса В (допустимая температура по термометрам сопротивления 105°С). Обмотка ротора имеет изоляцию класса В (допустимая средняя температура нагрева по методу сопротивления 100°С). Расчетная максимальная температура обмотки ротора 99°С при давлении водорода 4 ати (116°С — при 3 ати). Турбогенератор находится в эксплуатации с января 1964 г. Номинальные параметры резервного возбудителя типа ВТ-99/47-7:

Мощность	1 050 квт
Ток	2100/4200 а
Напряжение	500/980 в
Число оборотов	970 об/мин

Генератор снабжен автоматом гашения поля типа АГП-1 на номинальное напряжение 400 в и номинальный ток 2 000 а.

В результате замыкания двух жил кабеля, проложенного от регулятора возбуждения УБК-3 к шунтовым обмоткам возбудителя, возник режим форсировки (рис. 3). На панели щита управления блока появился звуковой и световой сигнал «симметричная перегрузка генератора». Щитовые при-

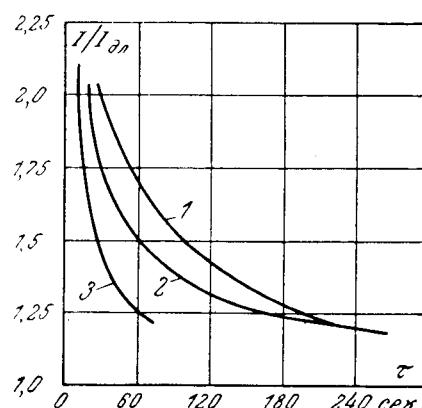
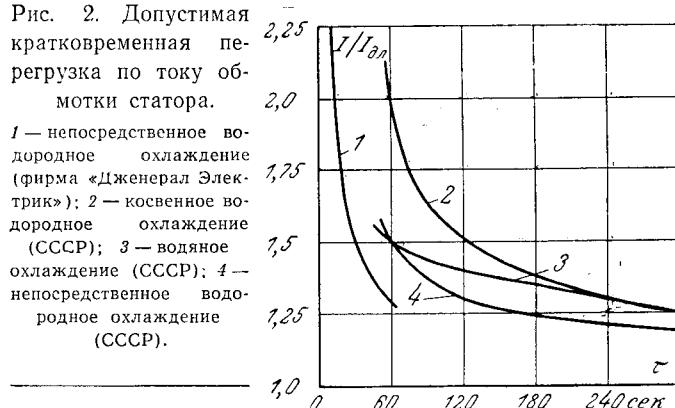


Рис. 1. Допустимая кратковременная перегрузка по току обмотки ротора.

1 — непосредственное охлаждение обмотки ротора (CCCP); 2 — непосредственное охлаждение обмоток ротора и статора (CCCP); 3 — непосредственное охлаждение обмоток ротора и статора (фирма «Дженерал Электрик»).

Рис. 2. Допустимая кратковременная перегрузка по току обмотки статора.

1 — непосредственное воздородное охлаждение (фирма «Дженерал Электрик»); 2 — косвенное воздородное охлаждение (CCCP); 3 — водяное охлаждение (CCCP); 4 — непосредственное воздородное охлаждение (CCCP).



боры показывали: амперметр статора около 11 500 а, амперметр ротора — более 3 000 а (шкала прибора на 3 000 а); вольтметр статора — около 18 кв, вольтметр ротора — более 1 000 в (шкала прибора на 1 000 в), ваттметр реактивной мощности — более 200 Мвар (шкала прибора на 200 Мвар). Время работы генератора в режиме форсированного возбуждения по регистратору напряжения линии 110 кв составило 7 мин 30 сек.

После остановки генератор был разобран. Внешний осмотр показал удовлетворительное состояние ротора и статора. Только на некоторых изоляционных клиньях и распорках между 7-й и 8-й катушками обмотки ротора имелись следы перегрева — потемнение поверхностного слоя. На внутренней поверхности расточки статора имелись следы выброшенного лака. Газовая плотность ротора была нормальной. Проверка сопротивления изоляции обмотки ротора показала ее соответствие величинам, измеренным на заводе. Витковых замыканий не было обнаружено. Сопротивление изоляции, проверенное на вращающемся роторе, также было в пределах норм.

В связи с тем, что проверка показала отсутствие видимых повреждений ротора, а его электрические параметры находились в допускаемых пределах, турбогенератор был собран и пущен в эксплуатацию. Никакие специальные ремонтные работы, например, замена подкапповой изоляции или изоляции отдельных катушек, не проводились. С момента пуска после двукратной форсировки генератор проработал уже 2 года. Последствия форсировки пока никак не проявились.

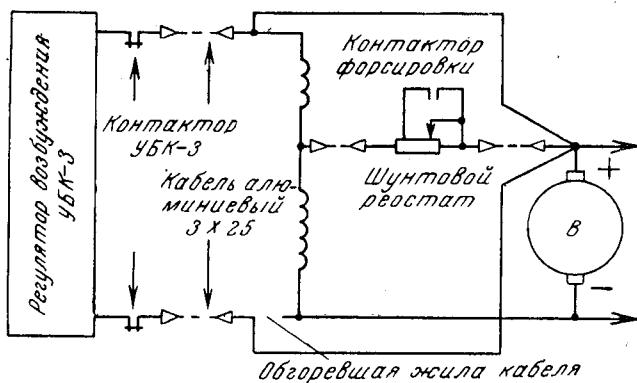


Рис. 3. Схема возникновения режима форсировки.

Расчетная оценка. Из характера описанного режима форсировки следует, что наибольшему превышению температуры в результате перегрузки подвергалась обмотка ротора. Поэтому большой практический и теоретический интерес представляет определение изменения этого перегрева во времени, начиная с момента начала форсировки. Для определения превышения температуры обмотки ротора во времени, начиная с момента начала форсировки, предлагается метод теплового расчета, который учитывает совместный нагрев обмотки и всего массива бочки ротора.

В основу расчета положены основные уравнения нестационарной теплопроводности [Л. 6], записанные для пазовой части ротора при следующих допущениях (рис. 4):

температура охлаждающего газа изменяется линейно вдоль проводника, т. е. $\frac{dt_g}{dx} = \frac{t_g - t_{g0}}{x}$ (обозначения даны в приложении);

скорость газа в каналах обмотки настолько велика, что время протекания элементарного объема газа по всей длине канала ничтожно мало;

аксиальный переток тепла по длине пазовой части отсутствует;

температура стали ротора равна ее среднему значению по высоте зубца при условии равномерного притока тепла из обмотки;

связь между температурой стали ротора и температурой газа в зазоре определяется тепловыми сопротивлениями зубца на одной трети высоты обмотки, клина, пограничного слоя газа на поверхности бочки ротора;

температура лобовых частей обмотки ротора устанавливается во много раз быстрее температуры пазовой части ротора, в результате чего подогрев газа в лобовых частях с самого начала перегрузки равен его установившемуся значению;

температура газа в радиальном зазоре с самого начала перегрузки равна ее установившемуся значению;

удельные потери в меди определяются сопротивлением меди, соответствующим средней температуре пазовой части обмотки на рассматриваемом участке;

теплоемкость изоляции не учитывается.

Принятые допущения не изменяют картины нестационарного нагрева, так как каждое из них дает погрешность, составляющую величину на один-

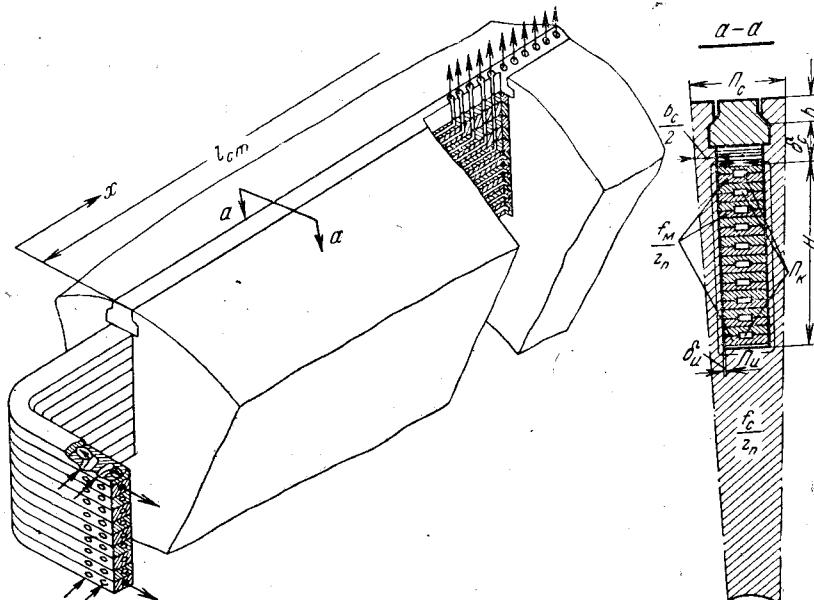


Рис. 4. Элемент обмотки ротора (стрелками показано направление движения водорода).

два порядка меньше, чем основные члены дифференциальных уравнений теплопроводности.

Уравнения теплопроводности имеют вид:
для газа

$$\frac{\tau_r - \tau_{r0}}{x} - \frac{2\alpha_k \Pi_k z_n}{c_r \gamma_r Q_p} (\tau_m - \tau_r) = 0; \quad (1)$$

для меди обмотки

$$\frac{d\tau_m}{dt} + \frac{\Pi_i \lambda_i z_n}{\delta_i c_m \gamma_m f_m} (\tau_m - \tau_c) + \frac{\alpha_k \Pi_k z_n}{c_m \gamma_m f_m} (\tau_m - \tau_r) - \frac{q_m}{c_m \gamma_m} = 0; \quad (2)$$

для стали

$$\frac{d\tau_c}{dt} - \frac{\Pi_i \lambda_i z_n}{\delta_i c_c \gamma_c f_c} (\tau_m - \tau_c) - \frac{z_n}{c_c \gamma_c f_c R} (\tau_c - \tau_{r,z}) - \frac{B z_n}{c_c \gamma_c f_c \alpha_p R} = 0, \quad (3)$$

где $\tau_{r0} = \frac{P_{n,i} k_i^2}{c_r \gamma_r Q_p} + \tau_{r,k}$ — превышение температуры газа в лобовых частях;

$\tau_{r,z} = \frac{P_\Sigma}{c_r \gamma_r Q_\Sigma}$ — превышение температуры газа в радиальном зазоре;

$q_m = \rho_0 \left(1 + \beta \frac{\tau_{m0} + \tau_m}{2}\right) (k_i i_h)^2$ — удельное теплоизделие в меди;

$R = \frac{H}{3} + \delta_c + \frac{h_k}{\lambda_c b_c} + \frac{1}{\alpha_p \Pi_c}$ — тепловое сопротивление между сталью ротора и газом в зазоре.

Начальное условие для частного решения системы уравнений (1) — (3) можно получить из самих этих уравнений, приведенных к номинальным параметрам и установившемуся режиму.

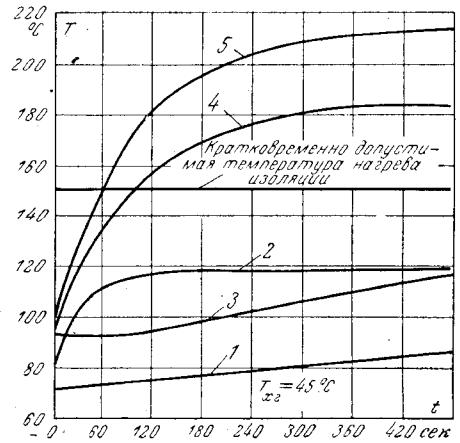


Рис. 5. Изменение температуры ротора в режиме двукратной форсировки.

- 1 — сталь концевой части «бочки» ротора;
2 — медь обмотки на входе в бочку ротора;
3 — сталь в средней части бочки ротора;
4 — водород на выходе из обмотки ротора;
5 — медь обмотки в средней части бочки ротора.

При этих начальных условиях определяем изменение температуры меди и стали в точке $x=0$ (τ_{m0} , τ_{c0}), а затем, подставив τ_{m0} в выражение для q_m , решаем систему уравнений (1) — (3) при любых x (практически при $x=l_{ct}/2$).

Таким образом, предлагаемый метод теплового расчета ротора турбогенератора дает возможность определять изменение температуры во времени в любой точке по длине ротора при внезапной форсировке возбуждения.

Для примера рассчитаем нагрев ротора турбогенератора ТГВ-200 при двукратном увеличении тока возбуждения и тех параметрах, которые имели место при работе в рассмотренном выше аномальном режиме. Исходные данные: $i_h = 724 \text{ а/см}^2$; $k_i = 2$; $\rho_0 = 197 \cdot 10^{-8} \text{ г/м} \cdot \text{см}$ (при $45^\circ C$); $\beta = 0,357 \cdot 10^{-21} / ^\circ C$; $B = 1,3 \text{ вт/см}^2$ (номинальный режим); $B = 1,8 \text{ вт/см}^2$ (режим форсировки); $P_\Sigma = 1820000 \text{ вт}$ (номинальный режим); $P_\Sigma = 4900000 \text{ вт}$ (режим форсировки); $P_\Sigma = 157500 \text{ вт}$; $z_n = 36$; $H = 12,8 \text{ см}$; $b_c = 2,4 \text{ см}$; $h_k = 1,9 \text{ см}$; $b_c = 3 \text{ см}$; $\Pi_c = 32 \text{ см}$; $\Pi_m = 6,5 \text{ см}$; $\delta_n = 0,15 \text{ см}$; $l_{ct} = 510 \text{ см}$; $f_m = 927 \text{ см}^2$; $f_c = 7310 \text{ см}^2$; $\lambda_n = 0,002 \text{ вт/см} \cdot ^\circ C$; $\lambda_c = 0,37 \text{ вт/см} \cdot ^\circ C$; $\alpha_k = 0,115 \text{ вт/см}^2 \cdot ^\circ C$; $\Pi_i = 29 \text{ см}$; $\alpha_p = 0,17 \text{ вт/см}^2 \cdot ^\circ C$; $\gamma_m = 8,6 \text{ э/см}^3$; $\gamma_c = 7,8 \text{ э/см}^3$; $\gamma_r = 0,45 \cdot 10^{-3} \text{ э/см}^3$; $c_m = 0,389 \text{ вт} \cdot \text{сек/}^\circ C$; $c_c = 0,46 \text{ вт} \cdot \text{сек/}^\circ C$; $c_r = 14,3 \text{ вт} \cdot \text{сек/}^\circ C$; $Q_p = 3,25 \cdot 10^6 \text{ см}^3/\text{сек}$; $Q_\Sigma = 11,5 \cdot 10^6 \text{ см}^3/\text{сек}$; $\tau_{r,k} = 10^\circ C$.

Превышение температуры газа в номинальном режиме:

$$\tau_{r0} = 17,55^\circ C; \tau_{r,n} = 24,6^\circ C;$$

в режиме форсировки: $\tau_{r0} = 40,2^\circ C$; $\tau_{r,z} = 66,3^\circ C$.

Тепловое сопротивление между сталью ротора и газом в зазоре $R = 7,725 \text{ см} \cdot ^\circ C/\text{вт}$.

Определяем начальные условия из (1), (2) и (3), приведенных к номинальным параметрам и установившемуся режиму:

$$\tau_{r,n} = 17,55 - 1,257 \cdot 10^{-2} (\tau_{m,n} - \tau_{r,n}) x = 0;$$

$$4,49 \cdot 10^{-8} (\tau_{m,n} - \tau_{c,n}) + 4,3 \cdot 10^{-2} (\tau_{m,n} - \tau_{r,n}) = 0;$$

$$- 0,309 \left(1 + 0,357 \cdot 10^{-2} \frac{\tau_{m0,n} + \tau_{m,n}}{2} \right) = 0;$$

$$5,3 \cdot 10^{-4} (\tau_{m,n} - \tau_{c,n}) - 1,765 \cdot 10^{-4} (\tau_{c,n} - 24,6) + 1,355 \cdot 10^{-3} = 0.$$

При $x=0$ $\tau_{m,n} = \tau_{m0,n}$. Тогда, решая приведенную выше систему при $x=0$ относительно $\tau_{m0,n}$, получаем $\tau_{m0,n} = 25,6^\circ C$. Подставив численное значение $\tau_{m0,n}$ в эту систему уравнений,

определяем при любом x (сохраняя только линейную составляющую):

$$\begin{aligned}\tau_{\text{мн}} &= 25,6 + 0,1x; \\ \tau_{\text{сн}} &= 27,4 + 0,075x,\end{aligned}$$

т. е. получаем начальные условия для решения системы дифференциальных уравнений (1)–(3).

Система дифференциальных уравнений (1)–(3) после подстановки численных значений параметров примет вид:

$$\begin{aligned}\tau_r - 40,2 - 1,257 \cdot 10^{-2} (\tau_m - \tau_r) x &= 0; \\ \frac{d\tau_m}{dt} + 4,49 \cdot 10^{-3} (\tau_m - \tau_c) + 4,3 \cdot 10^{-2} (\tau_m - \tau_r) - \\ - 1,236 \left(1 + 0,357 \cdot 10^{-2} \frac{\tau_{m0} + \tau_m}{2} \right) &= 0; \\ \frac{d\tau_c}{dt} - 5,3 \cdot 10^{-4} (\tau_m - \tau_c) + 1,765 \cdot 10^{-4} (\tau_c - 66,3) + \\ + 1,875 \cdot 10^{-3} &= 0.\end{aligned}$$

При $x=0$ $\tau_m = \tau_{m0}$. Решая приведенную систему дифференциальных уравнений относительно τ_{m0} и τ_{c0} при полученных начальных условиях, имеем:

$$\begin{aligned}\tau_{m0} &= 76,8 - 46,25e^{-4,32 \cdot 10^{-2}t} - 4,95e^{-6,41 \cdot 10^{-4}t}; \\ \tau_{c0} &= 75,5 - 1,39e^{-4,32 \cdot 10^{-2}t} - 46,71e^{-6,41 \cdot 10^{-4}t}.\end{aligned}$$

Подставив значения τ_{m0} в эту же систему дифференциальных уравнений и решив ее при любом x и полученных ранее графических условиях, имеем в наиболее нагретой точке

$$\left(x = \frac{l_{ct}}{2} = 255 \text{ см} — \text{середина бочки ротора} \right):$$

$$\begin{aligned}\tau_h &= 211,2 + 3,3e^{-4,32 \cdot 10^{-2}t} + 0,442e^{-6,41 \cdot 10^{-4}t} - \\ - 110,6e^{-1,26 \cdot 10^{-2}t} - 53,2e^{-5,05 \cdot 10^{-4}t}; \\ \tau_c &= 178 + 0,05e^{-4,32 \cdot 10^{-2}t} + 3,65e^{-6,41 \cdot 10^{-4}t} + \\ + 5,53e^{-1,26 \cdot 10^{-2}t} - 140,7e^{-5,05 \cdot 10^{-4}t}; \\ \tau_r &= 171 + 2,52e^{-4,32 \cdot 10^{-2}t} + 0,338e^{-6,41 \cdot 10^{-4}t} - \\ - 84,2e^{1,16 \cdot 10^{-2}t} - 40,7e^{-5,05 \cdot 10^{-4}t}.\end{aligned}$$

На рис. 5 показано изменение во времени температур меди обмотки и стали бочки ротора в наименее и наиболее нагретых точках. Приведено также изменение во времени температуры горячего газа на выходе из ротора. Указано допустимое кратковременное превышение температуры изоляции обмотки ротора.

Выводы. 1. Турбогенератор ТГВ-200 перенес двукратную форсировку по току возбуждения в течение 7 мин 30 сек без каких-либо повреждений активных частей и оказался годным для дальнейшей эксплуатации.

2. Расчетное значение средней температуры обмотки ротора в момент отключения 166°C; расчетное значение максимальной температуры меди обмотки ротора в момент отключения 214°C; расчетное значение максимальной температуры стали бочки ротора 115°C.

3. Следует отметить большой теплоотвод в массив бочки ротора, особенно в наиболее нагретой зоне. Благодаря этому теплоотводу температура меди обмотки в наиболее нагретой точке в момент отключения была на 45°C ниже, чем при нагреве одной только обмотки.

4. Изменение температуры меди обмотки в наиболее нагретой точке, рассчитанное по предлагаемой методике, в начальный период времени хорошо совпадает с результатами, которые были получены при испытании турбогенераторов фирмы «Дженерал Электрик» [Л. 1]. Такое же хорошее совпадение дает расчет по формуле, выведенной для адиаба-

тического нагрева [Л. 2]. Однако при продолжительной форсировке (более 40–60 сек) пользоваться формулой, выведенной для адиабатического нагрева, нельзя.

5. Учитывая условия запечки гильз обмотки ротора на заводе (температура свыше 150°C), поведение ротора в рассматриваемом случае, отечественный и зарубежный опыт эксплуатации турбогенераторов, допускающий кратковременное повышение температуры изоляции ротора до 140–150°C [Л. 1, 4, 7 и 8], следует рассмотреть возможность увеличения времени двукратной форсировки по току возбуждения турбогенератора ТГВ-200, работающего при давлении водорода 4 ати.

Приложение. Принятые обозначения:

- i_n — плотность тока возбуждения в номинальном режиме;
- k_i — коэффициент перегрузки;
- ρ_0 — удельное электрическое сопротивление меди при температуре холодного газа;
- β — коэффициент линейного изменения сопротивления меди в зависимости от температуры;
- B — удельные тепловыделения на поверхности бочки ротора;
- P_Σ — потери, отводимые в радиальный зазор (потери в роторе, в сердечнике статора, потери трения в зазоре и вентиляционные потери);
- $P_{\text{л.ч}}$ — потери в лобовых частях обмотки ротора в номинальном режиме;
- z_n — число пазов ротора;
- H — высота катушки;
- d_s ; h_k — геометрические размеры подклиновой изоляции и клина (см. рис. 4);
- b_c — ширина зубца;
- P_k — суммарный периметр вентиляционных каналов в одном пазу;
- P_u — периметр паза по изоляции;
- P_c — величина зубцового деления;
- δ_i — толщина изоляции гильзы;
- l_{ct} — длина бочки ротора;
- f_m — площадь поперечного сечения меди во всех пазах;
- f_c — площадь поперечного сечения стали бочки ротора;
- λ — коэффициент теплопроводности;
- a_k — коэффициент теплоотдачи в каналах обмотки ротора;
- a_p — коэффициент теплоотдачи с поверхности бочки ротора;
- γ — удельный вес;
- c — коэффициент теплоемкости;
- Q_p — расход газа через ротор;
- Q_Σ — расход газа через радиальный зазор;
- $\tau_{\text{к.г}}$ — подогрев газа в компрессоре.

Литература

1. Jones N. H., Tomoshok M., Winchester R. L., Design of conductor-cooled steam turbine-generators and application to modern power systems, Trans. AIEE (Power Apparatus and Systems), 1965, I, pp. 131—146.
2. Казовский Е. Я., Переходные процессы в электрических машинах переменного тока, Изд-во АН СССР, 1962.
3. Мамиконянц Л. Г. и др., Инструкция по эксплуатации и ремонту генераторов на станциях, изд-во «Энергия», 1966.
4. Flynt E. J., Kilbourne C. E., Richardson C. D., An advanced concept for turbine-generator stator-winding insulation, Trans. AIEE, v. 17, part III, 1958, pp. 687—694.
5. Стапиславский Л. Я., Турбогенераторы мощностью от 30 до 300 тыс. квт завода «ХЭИЗ», «Электричество», 1958, № 3.
6. Лыков А. В., Теория теплопроводности, Гостехиздат, 1952.
7. Putz W., Die Kühlung von Turbogeneratoren, «Electro-techn. Zeitschrift», 1966, № 13.
8. Готтер Г., Нагревание и охлаждение электрических машин, Госэнергоиздат, 1961.

[12.6.1968]

Линеаризация характеристик насыщенных неявнополюсных машин

Канд. техн. наук Р. В. ФИЛЬЦ
Львовский политехнический институт

Для оценки работы машин переменного тока в системах автоматического регулирования пользуются линеаризованными характеристиками машин, заменяя реальные характеристики касательными к ним в точках, соответствующих рассматриваемому режиму работы. Если машина ненасыщена, то задача определения наклона касательной к характеристике легко решается аналитически путем дифференцирования ее аналитического выражения. Однако в практике такой метод является неприемлемым из-за насыщения главной магнитной цепи, которое исключает возможность получения достаточно простых аналитических выражений статических характеристик. Для линеаризации приходится рассчитывать и строить всю характеристику или ее участок, используя один из методов, позволяющих учесть насыщение. При этом в окрестности заданного режима необходимо рассчитать достаточное количество точек для возможно более точного построения касательной. Наряду с трудоемкостью решения такой метод обладает невысокой точностью, так как графическое дифференцирование всегда сопряжено со сравнительно большими случайными погрешностями.

Подобные задачи встречаются в инженерной практике в случаях, когда требуется определить, насколько изменится какая-либо величина, характеризующая режим работы машины (ток, напряжение, мощность), при отключении другой величины (частоты, возбуждения и др.) от известного исходного значения. В более сложном варианте режим работы может изменяться под действием не одной, а нескольких независимых переменных (частоты, нагрузки и тока возбуждения одновременно).

Вышеуказанные задачи для насыщенных неявнополюсных машин сравнительно просто решаются аналитически с использованием динамических индуктивностей реакции якоря [Л. 1]. При этом одни и те же значения параметров, соответствующие заданному исходному режиму машины, применимы для линеаризации различных характеристик в окрестности этого режима. Это вполне естественно, так как динамические индуктивности реакции якоря являются коэффициентами общих дифференциальных уравнений насыщенных машин и, следовательно, полностью определяют переход от исходного к любому достаточно близкому режиму, независимо от того, изменением какой переменной вызван этот переход.

В основу решения задачи положим общие уравнения симметричных установившихся режимов насыщенной неявнополюсной машины:

$$\left. \begin{aligned} u_{1x} &= -\omega_1 \psi_{1y} + r_1 i_{1x}; & u_{1y} &= \omega_1 \psi_{1x} + r_1 i_{1y}; \\ u'_{2x} &= -\omega_2 \psi'_{2y} + r'_2 i'_{2x}; & u'_{2y} &= \omega_2 \psi'_{2x} + r'_2 i'_{2y}, \end{aligned} \right\} \quad (1)$$

где u_j , i_j , ψ_j ($j = 1x, 1y, 2x, 2y$) — соответственно напряжения, токи и полные потокосцепления контуров статора и ротора, расположенных по осям x и y правой декартовой системы координат, вра-

щающейся относительно обмоток статора и ротора соответственно со скоростями ω_1 и ω_2 ; r_1 , r'_2 — активные сопротивления контуров; обмотка ротора предполагается приведенной к числу витков обмотки статора.

Рассмотрим режим работы машины, отличающейся от исходного малыми приращениями токов Δi_{1x} , Δi_{1y} , $\Delta i'_{2x}$, $\Delta i'_{2y}$, обусловленными, например, малыми изменениями напряжений питания на величины Δu_{1x} , Δu_{1y} , $\Delta u'_{2x}$, $\Delta u'_{2y}$. Полные потокосцепления контуров при этом будут равны [Л. 1]:

$$\left. \begin{aligned} \psi_{1x} + \Delta\psi_{1x} &= \psi_{1x} + (L_{\phi_1} + L_x^\partial) \Delta i_{1x} + \\ &+ M^\partial \Delta i_{1y} + L_x^\partial \Delta i'_{2x} + M^\partial \Delta i'_{2y}; \\ \psi_{1y} + \Delta\psi_{1y} &= \psi_{1y} + M^\partial \Delta i_{1x} + (L_{\phi_1} + L_y^\partial) \Delta i_{1y} + \\ &+ M^\partial \Delta i'_{2x} + L_y^\partial \Delta i'_{2y}; \\ \psi'_{2x} + \Delta\psi'_{2x} &= \psi'_{2x} + L_x^\partial \Delta i_{1x} + M^\partial \Delta i_{1y} + \\ &+ (L'_{\phi_2} + L_x^\partial) \Delta i'_{2x} + M^\partial \Delta i'_{2y}; \\ \psi'_{2y} + \Delta\psi'_{2y} &= \psi'_{2y} + M^\partial \Delta i_{1x} + L_y^\partial \Delta i_{1y} + \\ &+ M^\partial \Delta i'_{2x} + (L'_{\phi_2} + L_y^\partial) \Delta i'_{2y}, \end{aligned} \right\} \quad (2)$$

где коэффициенты

$$L_x^\partial = L_\rho^\partial \cos^2 \eta + L_\tau^\partial \sin^2 \eta; \quad L_y^\partial = L_\rho^\partial \sin^2 \eta + L_\tau^\partial \cos^2 \eta \quad (3)$$

представляют собой рабочие динамические индуктивности контуров, а

$$M^\partial = (L_\rho^\partial - L_\tau^\partial) \sin \eta \cos \eta$$

— динамический коэффициент взаимоиндукции между взаимно перпендикулярными контурами.

Радиальная и тангенциальная рабочие динамические индуктивности

$$L_\rho^\partial = \frac{d\psi_\delta}{di_\mu}; \quad (4)$$

$$L_\tau^\partial = \frac{\psi_\delta}{i_\mu} \quad (5)$$

рассчитываются по кривой одномерного намагничивания, представляющей собою зависимость рабочего потокосцепления от намагничающего тока

$$i_\mu = \sqrt{(i_{1x} + i'_{2x})^2 + (i_{1y} + i'_{2y})^2}. \quad (6)$$

Радиальное направление совпадает с направлением вектора i_μ , а тангенциальное составляет с ним правую декартову систему координат. Угол η определяет положение радиальной оси ρ по отношению к оси x :

$$\eta = \arctg \frac{i_{1y} + i'_{2y}}{i_{1x} + i'_{2x}}. \quad (7)$$

Подставив (2) в (1) и заменив мгновенные значения переменных действующими, находим общие

линеаризованные уравнения симметричных установившихся режимов насыщенной неявнополюсной машины:

$$\left. \begin{aligned} U_{1x} + \Delta U_{1x} &= -(\omega_1 M^\partial - r_1) \Delta I_{1x} - \\ &- \omega_1 (L_{\sigma_1} + L_y^\partial) \Delta I_{1y} - \omega_1 M^\partial \Delta I'_{2x} - \\ &- \omega_1 L_y^\partial \Delta I'_{2y} - \omega_1 \psi_1 + r_1 I_{1x}; \\ U_{1y} + \Delta U_{1y} &= \omega_1 (L_{\sigma_1} + L_x^\partial) \Delta I_{1x} + \\ &+ (\omega_1 M^\partial + r_1) \Delta I_{1y} + \omega_1 L_x^\partial \Delta I'_{2x} + \omega_1 M^\partial \Delta I'_{2y} + \\ &+ \omega_1 \psi_{1x} + r_1 I_{1y}; \\ U'_{2x} + \Delta U'_{2x} &= -\omega_2 M^\partial \Delta I_{1x} - \omega_2 L_y^\partial \Delta I_{1y} - \\ &- (\omega_2 M^\partial - r'_2) \Delta I'_{2x} - \omega_2 (L'_{\sigma_2} + L_y^\partial) \Delta I'_{2y} - \\ &- \omega_2 \psi'_{2y} + r'_2 I'_{2x}; \\ U'_{2y} + \Delta U'_{2y} &= \omega_2 L_x^\partial \Delta I_{1x} + \omega_2 M^\partial \Delta I_{1y} + \\ &+ \omega_2 (L'_{\sigma_2} + L_x^\partial) \Delta I'_{2x} + (\omega_2 M^\partial + r'_2) \Delta I'_{2y} + \\ &+ \omega_2 \psi'_{2x} + r'_2 I'_{2y}, \end{aligned} \right\} \quad (8)$$

где полные потокосцепления контуров в исходном режиме [Л.1]:

$$\left. \begin{aligned} \psi_{1x} &= L_{\sigma_1} I_{1x} + L_\tau^\partial (I_{1x} + I'_{2x}); \\ \psi'_{2x} &= L'_{\sigma_2} I'_{2x} + L_\tau^\partial (I_{1x} + I'_{2x}); \\ \psi_{1y} &= L_{\sigma_1} I_{1y} + L_\tau^\partial (I_{1y} + I'_{2y}); \\ \psi'_{2y} &= L'_{\sigma_2} I'_{2y} + L_\tau^\partial (I_{1y} + I'_{2y}). \end{aligned} \right\} \quad (9)$$

Уравнения (8) составлены для асинхронной машины двустороннего питания напряжениями различных частот, которая рассматривается как обобщенная неявнополюсная машина. В зависимости от конкретных условий задачи эти уравнения могут иметь более простой вид. Независимыми переменными могут быть приложенные напряжения, частоты питания обмоток, а также дополнительные сопротивления, включаемые в цепи статора и ротора. Очевидно, при таком количестве независимых переменных решать задачу в общем виде нецелесообразно. Мы остановимся только на двух достаточно характерных примерах.

В качестве первого примера рассмотрим автономную работу синхронного генератора при постоянной частоте ω_1 и токе возбуждения и изменении сопротивления нагрузки.

Совместим оси x и y соответственно с осями d и q ротора генератора. Учитывая, что в решаемой задаче

$$I'_{2x} = I'_2 = \text{const}; \quad I'_{2y} = 0; \quad \omega_2 = 0;$$

$$U_{1d} = -U_{rd} = -r(I_{1d} + \Delta I_{1d}) + \omega_1 L(I_{1q} + \Delta I_{1q});$$

$$U_{1q} = -U_{rq} = -r(I_{1q} + \Delta I_{1q}) - \omega_1 L(I_{1d} + \Delta I_{1d}),$$

где U_{rd} , U_{rq} — напряжения контуров d и q генератора;

r , L — соответственно активное сопротивление и индуктивность нагрузки, и обозначив

$$\left. \begin{aligned} x_1 &= \omega_1 L_{\sigma_1}; \quad x = \omega_1 L; \quad x_p^\partial = \omega_1 L_p^\partial; \quad x_\tau^\partial = \omega_1 L_\tau^\partial; \\ x_d^\partial &= \omega_1 L_d^\partial; \quad x_q^\partial = \omega_1 L_q^\partial; \quad x_{dq}^\partial = \omega_1 M^\partial, \end{aligned} \right\} \quad (10)$$

запишем линеаризованные уравнения (8) в виде:

$$\left. \begin{aligned} -(x_{dq}^\partial - r_1 - r) \Delta I_{1d} - (x_1 + x_q^\partial + x) \Delta I_{1q} - \\ -(x_1 + x_\tau^\partial + x) I_{1q} + (r_1 + r) I_{1d} &= 0; \\ (x_1 + x_d^\partial + x) \Delta I_{1d} + (x_{dq}^\partial + r_1 + r) \Delta I_{1q} + \\ + (x_1 + x_\tau^\partial + x) I_{1d} + x_\tau^\partial I'_{2x} + (r_1 + r) I_{1q} &= 0. \end{aligned} \right\} \quad (11)$$

Определим производную $\frac{\partial U_r}{\partial I_1}$ при изменении активной составляющей нагрузочного сопротивления. Продифференцировав (11) по r , найдем:

$$\left. \begin{aligned} -(x_{dq}^\partial - r_1 - r) \frac{\partial I_{1d}}{\partial r} - (x_1 + x_q^\partial + x) \frac{\partial I_{1q}}{\partial r} + I_{1d} &= 0; \\ (x_1 + x_d^\partial + x) \frac{\partial I_{1d}}{\partial r} - (x_{dq}^\partial + r_1 + r) \frac{\partial I_{1q}}{\partial r} + I_{1q} &= 0, \end{aligned} \right\} \quad (12)$$

откуда

$$\left. \begin{aligned} \frac{\partial I_{1d}}{\partial r} &= \frac{1}{D} [-(x_{dq}^\partial + r_1 + r) I_{1d} - (x_1 + x_q^\partial + x) I_{1q}]; \\ \frac{\partial I_{1q}}{\partial r} &= \frac{1}{D} [(-x_{dq}^\partial + r_1 + r) I_{1q} - (x_1 + x_d^\partial + x) I_{1d}], \end{aligned} \right\} \quad (13)$$

где

$$D = (x_1 + x_p^\partial + x)(x_1 + x_\tau^\partial + x) + (r_1 + r)^2. \quad (14)$$

Квадрат тока якоря

$$(I_1 + \Delta I_1)^2 = (I_{1d} + \Delta I_{1d})^2 + (I_{1q} + \Delta I_{1q})^2, \quad (15)$$

откуда полный дифференциал тока якоря

$$dI_1 = \frac{I_{1d}}{I_1} dI_{1d} + \frac{I_{1q}}{I_1} dI_{1q}. \quad (16)$$

Но при $x = \text{const}$

$$dI_{1d} = \frac{\partial I_{1d}}{\partial r} dr; \quad dI_{1q} = \frac{\partial I_{1q}}{\partial r} dr, \quad (17)$$

откуда с учетом (13)

$$\begin{aligned} dI_1 = \frac{1}{DI_1} [x_{dq}^\partial (I_{1q}^2 - I_{1d}^2) + I_{1d} I_{1q} (x_d^\partial - x_q^\partial) + \\ + I_1^2 (r_1 + r)] dr = \frac{a}{DI_1} dr. \end{aligned} \quad (18)$$

Напряжение генератора

$$U_r = I_1 \sqrt{r^2 + x^2} = I_1 z. \quad (19)$$

Дифференциал напряжения при изменении r равен:

$$dU_r = I_1 dz + zdI_1 = z \left(\frac{I_1 r dr}{z^2} + dI_1 \right). \quad (20)$$

Подставив (18) в (20) и затем разделив обе части полученного уравнения на (18), находим искомую производную

$$\left. \frac{\partial U_r}{\partial I_1} \right|_{x=\text{const}} = z \left(\frac{I_1^2 x D}{az^2} + 1 \right). \quad (21)$$

Повторив аналогичные операции для переменной x при постоянном r , находим:

$$\left. \frac{\partial U_r}{\partial I_1} \right|_{r=\text{const}} = z \left(\frac{I_1^2 r D}{bz^2} + 1 \right), \quad (22)$$

где

$$b = 2x_{dq}^\partial I_{1d} I_{1q} - (x_1 + x_q^\partial + x) I_{1d}^2 - (x_1 + x_d^\partial + x) I_{1q}^2. \quad (23)$$

В общем случае при изменении r и x дифференциалы напряжения и тока равны

$$\left. \begin{array}{l} dU_r = \frac{\partial U_r}{\partial r} dr + \frac{\partial U_r}{\partial x} dx; \\ dI_1 = \frac{\partial I_1}{\partial r} dr + \frac{\partial I_1}{\partial x} dx. \end{array} \right\} \quad (24)$$

Подставив (21) и (22) в (24), после преобразований получим:

$$\frac{\partial U_r}{\partial I_1} = z \left(\frac{I_1^2 D}{z^2} \frac{dr + x dx}{adr + bdx} + 1 \right). \quad (25)$$

При неизменном коэффициенте мощности нагрузки $dr = dz \cos \varphi$; $dx = dz \cdot \sin \varphi$, следовательно, наклон внешней характеристики генератора определяется производной

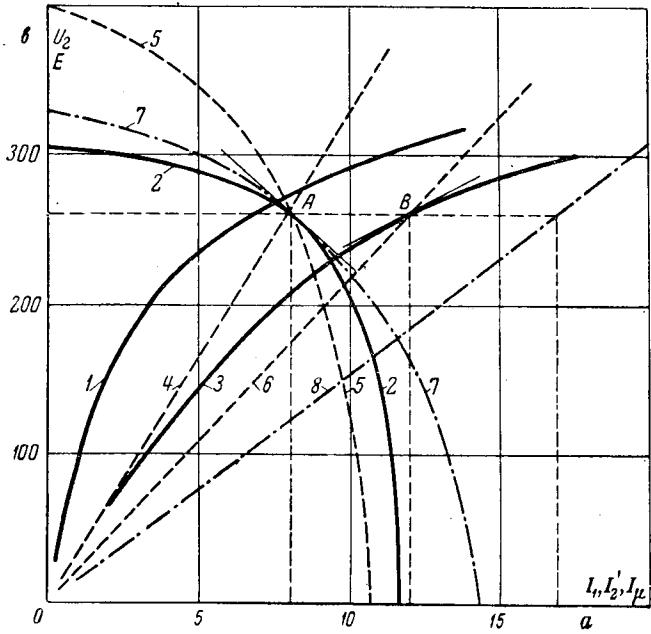
$$\left. \frac{\partial U_r}{\partial I_1} \right|_{\varphi=\text{const}} = z \left[\frac{I_1^2 D}{z(a \cos \varphi + b \sin \varphi)} + 1 \right]. \quad (26)$$

При холостом ходе производная (26) становится неопределенной. Для раскрытия этой неопределенности следует учесть, что если $I_1 \rightarrow 0$, то $\eta \rightarrow 0$ и, следовательно, $x_{dq}^\partial \rightarrow 0$, $x_d^\partial \rightarrow x_p^\partial$; $x_q^\partial \rightarrow x_\tau^\partial$, а $I_{1q} \rightarrow -I_1 \cos \varphi$, $I_{1d} \rightarrow -I_1 \sin \varphi$. Подставляя эти предельные величины в (26), находим:

$$\left. \frac{\partial U_r}{\partial I_1} \right|_{\varphi=0, z=\infty} = -r_1 \cos \varphi - (x_1 + x_p^\partial) \sin \varphi.$$

В частности, при $\varphi = 0$ и $\varphi = \pm 90^\circ$

$$\left. \frac{\partial U_r}{\partial I_1} \right|_{\varphi=0, z=\infty} = -r_1, \quad \left. \frac{\partial U_r}{\partial I_1} \right|_{\varphi=\pm 90^\circ, z=\infty} = -(x_1 + x_p^\partial).$$



К сравнению методов линеаризации характеристик машины АК51-4, работающей в режиме генератора на автономную активную нагрузку.

1 — характеристика намагничивания $E=f(I_\mu)$; 2 — внешняя характеристика при $I'_2=12$ A, рассчитанная для реальных условий насыщения; 3 — зависимость $U_r=f(I'_2)$ при $r=32$ ом, рассчитанная для реальных условий насыщения; 4 — характеристика намагничивания фиктивной машины, определяемая по [Л. 2] для точки А кривой 2; 5 — внешняя характеристика фиктивной машины при $I'_2=12$ A, соответствующая характеристике 4; 6 — зависимость $U_r=f(I'_2)$ фиктивной машины при $r=32$ ом, соответствующая характеристике 4; 7 — внешняя характеристика при $I'_2=12$ A, рассчитанная по [Л. 3] для точки А кривой 2; 8 — зависимость $U_r=f(I'_2)$ при $r=32$ ом, рассчитанная по [Л. 3] для точки А кривой 2.

При отсутствии насыщения $x_{dq}^\partial = 0$; $x_d^\partial = x_q^\partial = x_a$, где x_a — индуктивное сопротивление реакции якоря ненасыщенной машины. Тогда (26) принимает вид

$$\left. \frac{\partial U_r}{\partial I_1} \right|_{\varphi=\text{const}} = -\frac{r_1(r_1+r) + (x_1+x_a)(x_1+x_a+x)}{(r_1+r)\cos \varphi + (x_1+x_a+x)\sin \varphi}, \quad (27)$$

что совпадает с результатом, получаемым путем дифференцирования внешней характеристики ненасыщенной машины.

В качестве второго примера исследуем автономную работу синхронного генератора при постоянных скорости, нагрузке и изменяющемся возбуждении. Линеаризованные уравнения напряжений при этих условиях имеют вид:

$$\left. \begin{array}{l} -(x_{dq}^\partial - r_1 - r) \Delta I_{1d} - (x_1 + x_q^\partial + x) \Delta I_{1q} = \\ -x_{dq}^\partial \Delta I'_2 - (x_1 + x_\tau^\partial + x) I_{1q} + (r_1 + r) I_{1d} = 0; \\ (x_1 + x_d^\partial + x) \Delta I_{1d} + (x_{dq}^\partial + r_1 + r) \Delta I_{1q} + \\ + x_d^\partial \Delta I'_2 + (x_1 + x_\tau^\partial + x) I_{1d} + \\ + x_\tau^\partial I'_2 + (r_1 + r) I_{1q} = 0. \end{array} \right\} \quad (28)$$

Продифференцировав их по $\Delta I'_2$, имеем:

$$\left. \begin{array}{l} -(x_{dq}^\partial - r_1 - r) \frac{\partial I_{1d}}{\partial I'_2} - (x_1 + x_q^\partial + x) \times \\ \times \frac{\partial I_{1q}}{\partial I'_2} - x_{dq}^\partial = 0; \end{array} \right\} \quad (29)$$

$$(x_1 + x_d^\partial + x) \frac{\partial I_{1d}}{\partial I'_2} + (x_{dq}^\partial + r_1 + r) \frac{\partial I_{1q}}{\partial I'^2} + x_d^\partial = 0,$$

откуда

$$\left. \begin{array}{l} \frac{\partial I_{1d}}{\partial I'_2} = \frac{1}{D} [x_{dq}^\partial (x_{dq}^\partial + r_1 + r) - x_d^\partial (x_1 + x_q^\partial + x)]; \\ \frac{\partial I_{1q}}{\partial I'_2} = \frac{1}{D} [x_d^\partial (x_{dq}^\partial - r_1 - r) - x_{dq}^\partial (x_1 + x_d^\partial + x)]. \end{array} \right\} \quad (30)$$

Дифференциалы токов контуров

$$\left. \begin{array}{l} dI_{1d} = \frac{\partial I_{1d}}{\partial I'_2} dI'_2; \\ dI_{1q} = \frac{\partial I_{1q}}{\partial I'_2} dI'_2. \end{array} \right\} \quad (31)$$

Дифференциал тока якоря (16) с учетом (30), (31) равен

$$\left. \begin{array}{l} dI_1 = \frac{1}{DI_1} \{ I_{1d} [x_{dq}^\partial (x_{dq}^\partial + r_1 + r) - \\ - x_d^\partial (x_1 + x_q^\partial + x)] + I_{1q} [x_{dq}^\partial (x_{dq}^\partial - r_1 - r) - \\ - x_{dq}^\partial (x_1 + x_d^\partial + x)] \} dI'_2 = \frac{c}{DI_1} dI'_2. \end{array} \right\} \quad (32)$$

При неизменном сопротивлении нагрузки $dU_r = z dI_1$, поэтому с учетом (32) окончательно имеем:

$$\frac{\partial U_r}{\partial I'_2} = \frac{zc}{DI_1}. \quad (33)$$

В ненасыщенной машине формула (33) приводится к виду

$$\frac{\partial U_r}{\partial I'_2} = \frac{x_a \sqrt{r^2 + x^2}}{\sqrt{(r_1 + r)^2 + (x_1 + x_a + x)^2}}, \quad (34)$$

т. е. зависимость $U_r = f(I'_2)$ прямолинейна.

Обратимся к конкретному примеру. Рассмотрим работу машины АК51-4 в режиме синхронного генератора на активную нагрузку. Характеристика намагничивания машины $E = \omega_1 \Phi = f(I)$ при

частоте 50 гц изображена на рисунке (кривая 1); сопротивления обмотки статора равны: $r_1=1,65 \text{ ом}$; $x_1=3,48 \text{ ом}$.

На рисунке кривая 2 изображает внешнюю характеристику генератора при токе возбуждения $I'_2=12 \text{ а}$, а кривая 3 — зависимость $U_r=f(I'_2)$ при сопротивлении нагрузки $r=32 \text{ ом}$, соответствующем точке А внешней характеристики.

Для точки А кривой 2 (и точки В кривой 3) имеем: $U_r=260 \text{ в}$; $I_1=8,1 \text{ а}$; $I_{1d}=-5,9 \text{ а}$; $I_{1q}==-5,5 \text{ а}$; $E=275 \text{ в}$; $I_\mu=8,4 \text{ а}$; $x_p^\delta=10 \text{ ом}$; $x_\tau^\delta=33 \text{ ом}$; $\eta=-40^\circ$; $x_d^\delta=23,5 \text{ ом}$; $x_q^\delta=19,5 \text{ ом}$; $x_{dq}^\delta=11,3 \text{ ом}$; $D=1620 \text{ ом}^2$; $a=-2140 \text{ а}^2 \text{ ом}$; $c=4740 \text{ а ом}$. Рассчитанные по (26) и (33) производные равны:

$$\frac{\partial U_r}{\partial I_1} \Big|_{\varphi=0} = -17,5 \text{ в/а}; \quad \frac{\partial U_r}{\partial I'_2} \Big|_{r=32 \text{ ом}} = 11,5 \text{ в/а}.$$

Эти же производные, найденные графическим дифференцированием кривых 2 и 3, совпадают с расчетными, что служит количественной проверкой использованных формул (26) и (33). Важно отметить, что сходимость результатов является одним из возможных подтверждений реальности и способа определения применяемых для анализа динамических индуктивностей насыщенной неявлнополюсной машины, теоретическое обоснование которых было изложено в [Л. 1].

Представляет интерес сравнить изложенный метод линеаризации характеристик с методами, использующими статические эквивалентные параметры насыщенных машин.

Заменим реальную насыщенную машину,ирующую в режиме, изображаемом на рисунке точкой А, фиктивной ненасыщенной машиной [Л. 2], характеристика намагничивания которой (на рисунке — линия 4) есть прямая, имеющая наклон $x_a=\frac{E}{I_\mu}=275=8,4 \text{ ом}$, соответствующий действительному магнитному состоянию реальной машины в этом режиме. Внешняя характеристика такой фиктивной машины, рассчитанная в предположении $x_a=33 \text{ ом}=\text{const}$, изображается кривой 5. Ее наклон в точке А составляет $-17,5 \text{ в/а}$, против реального $-41,5 \text{ в/а}$. Зависимость $U_r=f(I'_2)$ фиктивной машины при $r=32 \text{ ом}$ согласно (34) изображена прямой 6. В точке В ее наклон равен $16,7 \text{ в/а}$, против реального $11,5 \text{ в/а}$.

Сравнение частных производных, рассчитанных по параметру x_a для фиктивной машины, с реальными их значениями для ряда других характеристик показывает, что этот параметр непригоден для линеаризации.

Рассмотрим метод линеаризации характеристик, изложенный в [Л. 3], согласно которому реальная насыщенная машина заменяется эквивалентной ненасыщенной машиной, которая характеризуется индуктируемой полем возбуждения э. д. с. E_0 и индуктивным сопротивлением реакции якоря x_a , причем в качестве критерия для определения этих величин предложено использовать известный в рассматриваемом режиме наклон внешней характеристики. Для точки А по аналитическому выражению внешней характеристики неявлнополюсной машины

и формуле (27) найдено: $E_0=332 \text{ в}$; $x_a=19,5 \text{ ом}$. По этим данным рассчитана и построена внешняя характеристика (кривая 7) и зависимость $U_r=f(I'_2)$ (линия 8). Последняя согласно (34) является прямой. Если $x_a=19,6 \text{ ом}$, то для создания э. д. с. $E_0=332 \text{ в}$ требуется ток возбуждения $I'_2=E_0/x_a=16,9 \text{ а}$. Следовательно, эквивалентная машина имеет не только нереальный ток возбуждения, но также и отличающуюся от действительной производную

$$\frac{\partial U_r}{\partial I'_2} = \frac{U_r}{I'_2} = \frac{260}{16,9} = 15,3 \text{ в/а}.$$

Такое же несовпадение наблюдается и при сравнении наклонов других характеристик. Это обусловлено принципиальной ошибочностью метода [Л. 3]. В самом деле, в его основу принято предположение о том, что ненасыщенная машина, параметры которой определены из условия эквивалентности внешней характеристики, обязательно будет вести себя подобно реальной машине при малых изменениях возбуждения, частоты, коэффициента мощности нагрузки и других переменных, что совершенно безосновательно. С математической точки зрения ошибка заключается в том, что автор, пользуясь изображением переменных в виде векторов в комплексной плоскости, не учел того факта, что результат дифференцирования неаналитической векторной функции, каковой является зависимость вектора рабочего потокосцепления от вектора намагничающего тока, является не комплексным числом, а тензором [Л. 1]. С учетом сказанного становится очевидным, что эквивалентная машина, описанная в [Л. 3] вообще неосуществима, так как насыщенная машина обладает в общем случае тремя различными параметрами (3), и меньшее количество параметров в принципе не может быть достаточным для ее исследования.

Выводы. 1. Линеаризованные уравнения напряжений симметричных установившихся режимов насыщенной неявлнополюсной машины позволяют аналитически решать задачи линеаризации ее характеристик, не прибегая к непосредственному построению характеристик.

2. Общий метод линеаризации характеристик проиллюстрирован на примере автономной работы синхронного генератора. Сходимость результатов расчета наклонов характеристик по предложенными формулам с наклонами, найденными графическим дифференцированием, подтверждает реальность динамических параметров и достоверность формул для их определения.

3. Динамические параметры являются достаточными для линеаризации любых характеристик симметричных установившихся режимов, и в этом состоит их коренное отличие от насыщенных значений статических параметров, которые непригодны для рассматриваемой цели.

Литература

- Фильц Р. В., Дифференциальные уравнения напряжений насыщенных неявлнополюсных машин переменного тока, Известия вузов, «Электромеханика», 1966, № 11.
- Горев А. А., Переходные процессы синхронной машины, Госэнергоиздат, 1950.
- Kimball E., Power System Stability, Synchronous Machines, 1956.

[27.4.1968]

Советские ученые, конструкторы, инженеры и техники! Активнее боритесь за ускорение научно-технического прогресса, за дальнейший расцвет науки и техники!

[Из Призывов ЦК КПСС к 51-й годовщине Великой Октябрьской социалистической революции]

УДК 621.313:621.3.014.2

Воздействие щеточного контакта на процесс коммутации

Доктор техн. наук, проф. М. Ф. КАРАСЕВ, канд. техн. наук, доц. В. П. БЕЛЯЕВ,
канд. техн. наук, доц. В. Н. КОЗЛОВ и канд. техн. наук, доц. А. М. ТРУШКОВ

Омский институт инженеров железнодорожного транспорта

На современном уровне развития учения о коммутации наметился определенный разрыв между теорией и практикой. Теоретические исследования в ряде случаев отстают от практических разработок, причем наиболее слабым звеном в этом отношении является упрощенный учет свойств щеточного контакта. Роль щетки в коммутационном процессе явно недооценивается, а порой и отрицается вообще, что вызвано, вероятно, главным образом теоретическими работами Л. Дрейфуса, основанными на положениях среднепрямолинейной коммутации. Главные преимущества прямолинейной коммутации обычно видят в том, что равномерное распределение тока в контакте дает минимальные потери энергии в нем. Однако с точки зрения балансовой работы идеальность этого вида коммутации весьма сомнительна. В теоретических же вопросах положения прямолинейной коммутации приводят к полному отрицанию щетки, хотя практика показывает, что щетка является весьма активным элементом коммутируемого контура.

В настоящее время многие исследователи, руководствуясь в основном данными практики, придерживаются мнения, что более целесообразно иметь несколько ускоренную коммутацию. Такая точка зрения занимает доминирующее положение по ряду причин.

Во-первых, снижение тока в сбегающем крае щетки практически до нуля дает возможность избежать значительных токов разрыва при преждевременном окончании коммутационного процесса по механическим причинам. Во-вторых, несколько улучшается коммутация при нестационарных процессах. Наконец, все опытные кривые тока секций, снятые различными исследователями при наилучшей настройке дополнительных полюсов, совершенно отчетливо показывают наличие ускорения в коммутационном процессе. В этом отношении заслуживают внимания опыты Р. И. Аликина, проведенные на различных типах тяговых электровозных двигателей. Анализ осциллограмм тока секций позволил ему сделать заключение, что наименьшее искрение щеток наблюдается в том случае, когда среднее значение коммутирующей э. д. с. на 10—20% превосходит величину реактивной э. д. с. Целесообразность ускорения отмечает и Треттин [Л. 1]: «...прямолинейная коммутация не является идеальной коммутацией. Более благоприятной является такая коммутация, когда j_2 и e_s в конце периода коммутации T приближаются к нулю.

а именно тогда, когда удается сделать $\frac{di}{dt} = 0$.»

Неоспоримые преимущества ускоренной коммутации со «ступенью малого тока» показаны в [Л. 2 и 3].

Тем не менее глубокого теоретического анализа ускоренной коммутации сделано не было. Например, в [Л. 3] приводится условие, которое должно быть выполнено в машине:

$$e_k = e_r + \Sigma ir, \quad (1)$$

где Σir — результирующая сумма падений напряжения в контуре.

Там же отмечается, что основную величину в Σir составляет падение напряжения в щеточном контакте, т. е. щетка упоминается как активный элемент. Однако дальнейшие рассуждения сводят это обстоятельство на нет: поскольку свойства контакта непостоянны, то автор [Л. 3] рекомендует отказаться от их математического выражения и при наиболее употребительных плотностях тока 7—10 a/cm^2 считать, что $\Sigma ir = 0,5$ в.

С нашей точки зрения такой подход к одному из основных вопросов коммутации не вполне правильный. Уравнение равновесия э. д. с. коммутируемого контура в отличие от (1) следует писать в виде:

$$\frac{1}{T} \int_0^T e_k(t) dt = \frac{1}{T} \int_0^T e_r(t) dt + \frac{1}{T} \int_0^T (\Delta u_1 - \Delta u_2) dt \quad (2)$$

или

$$e_{k,cr} = e_{r,cr} + e_{\Delta u,cr}. \quad (3)$$

Последний интеграл в (2) определяет падение напряжения в щеточном контакте, т. е. является некоторым щеточным напряжением в коммутируемом контуре. Как будет показано ниже, принять его величиной постоянной, значит ничего не сказать о работе щетки. Качество коммутации, ее расстройство определяются именно изменением щеточного напряжения; здесь щетка проявляет свои коммутирующие способности. Впервые уравнение (2) записано Н. В. Волошиным [Л. 4], который называет щеточное напряжение стабилизирующим фактором. Мы же будем называть его «фактором воздействия щетки». Оба определения являются справедливыми и лишь дополняют друг друга.

Теоретические и практические исследования показали, что величина щеточного напряжения, соответствующая оптимальной коммутации, не остается

для отдельных секций были составлены совершенно правильно, уравнение пазового тока написано без учета сдвига по времени начала коммутации каждой секции. Как известно, в формуле Пихельмайера для определения реактивной э. д. с. отсутствует величина щеточного перекрытия, но вследствие этого она дает только максимальную величину реактивной э. д. с., не отражая ее среднего значения, т. е. не учитывает смещения по времени э. д. с. самоиндукции и взаимоиндукции различных секций.

Во-вторых, с увеличением ширины щетки возрастает время коммутации каждой секции и, следовательно, уменьшается реактивная э. д. с., что, к сожалению, также не было учтено в [Л. 7]. Процесс коммутации в этом случае все более отстает от линейного закона, в результате чего фактор воздействия щетки на коммутацию возрастает.

Для проверки реальных свойств щеточного контакта при множественном перекрытии нами рассчитаны кривые тока коммутации для тягового двигателя ЭДТ-200-Б, параметры которого следующие: $P_h=210 \text{ квт}$, $I_h=820 \text{ а}$, $\beta_{щ}=3$, $i_a=200 \text{ а}$, $n=500 \text{ об/мин}$, $v_k=10 \text{ м/сек}$, $S_{щ}=12,5 \text{ см}^2$, $L_c=7,25 \cdot 10^{-6} \text{ гн}$.

Были составлены системы дифференциальных уравнений для трех случаев щеточного перекрытия: $\beta_{щ}=1$; 2 и 3. При решении задачи на ЭЦВМ «Раздан» и «Наира» щеточный контакт аппроксимировался выражением (7) при $A=1,5$ и $B=0,2$, что близко соответствует щетке марки ЭГ-74А.

За счет ступенчатого изменения формы поля коммутационной зоны был достигнут режим оптимальной коммутации для всех секций паза.

Данные, полученные для средних значений коммутирующей э. д. с. и щеточного напряжения для различных щеточных перекрытий, представлены в таблице.

$\beta_{щ}$	1	2	3
$e_{к,ср}, в$	3,65	2,77	2,56
$e_{щ,ср}, в$	0,183	0,554	0,665

Согласно таблице, величина $e_{щ,ср}$ при $\beta_{щ}=1$ составляет только 5% от значения коммутирующей

э. д. с. $e_{к,ср}$, при $\beta_{щ}=2$ достигает уже 20%, а при $\beta_{щ}=3$ равна 26%.

На основе рассмотренного и других примеров можно заключить, что, во-первых, все выводы, сделанные при $\beta_{щ}=1$, качественно подтверждаются и при большем щеточном перекрытии; во-вторых, в противоположность утверждению [Л. 7] воздействие щетки на процесс коммутации с увеличением ширины щетки не только не снижается, но, напротив, — увеличивается.

Подобные заключения можно сделать и на основании исследований, проведенных на экспериментальной установке, состоящей из реальной препарированной машины типа ПН-145 мощностью 16,4 квт, имеющей следующие данные: $U_h=220 \text{ в}$, $I_h=71,7 \text{ а}$, $n=1460 \text{ об/мин}$, $\beta_{щ}=4,3$ [Л. 5].

Таким образом, щетка является активным элементом в коммутационном процессе, оказывающим определенное влияние на характер коммутации в том или ином случае. Воздействие щетки должно быть учтено при расчете коммутирующей э. д. с., необходимой для обеспечения оптимального ускорения коммутации. Причем нельзя ограничиться введением какой-либо постоянной, нужно использовать решение системы соответствующих конкретному случаю дифференциальных уравнений на ЭЦВМ с возможно более точной аппроксимацией свойств щеточного контакта.

Литература

1. Треттин К., Коммутация машин постоянного тока, Технический отчет, 117, 1945, пер. ЦБТИЭ № П-4723.
2. Вегнер О. Г., Теория и практика коммутации машин постоянного тока, Госэнергоиздат, 1961.
3. Поверочный расчет реактивной э. д. с. и воздушного зазора добавочных полюсов машин постоянного тока, Технический отчет, 354, ч. I, Фирма Сименс-Шуккерт, 1946, пер. ЦБТИЭ, № 4726.
4. Волошин Н. В., Исследование процессов коммутации в машинах постоянного тока, Кандидатская диссертация, Харьков, 1954.
5. Карасев М. Ф. и др., Оптимальная коммутация машин постоянного тока, изд-во «Транспорт», 1967.
6. Карасев М. Ф. и др., Дальнейшее развитие теории оптимальной коммутации машин постоянного тока, Труды ОМИИТ, т. 78, Омск, 1967.
7. Клейменов В. В., Связь между оптимальными коммутационными параметрами коллекторной машины и величиной щеточного перекрытия, Известия вузов, «Электромеханика», 1967, № 4.

[22.4.1968]



Анализ одной схемы работы двухфазной бесконтактной электромашины от источника постоянного напряжения

Ю. М. ПУЛЬЕР

Москва

Принципиальная схема рассматриваемого устройства¹ представлена на рис. 1, а. Здесь в качестве примера показана двухфазная электрическая микромашина асинхронного типа с двухфазным статором 1 и тонкостенным ротором 2, что, однако, не принципиально, так как ротор может иметь другое исполнение (обмотка типа беличьей клетки; массивный цилиндр с омеднением и т. д.). В соответствии с числом фаз схема содержит два усилителя (3 и 4) и две ветви с элементами R и C , образующих с фазами обмоток двигателя фазосдвигающие мосты.

Фазосдвигающие мосты могут быть также выполнены на элементах $R-L$, $L-C$, из которых любой может быть переменным.

Как видно из рис. 1, б, рассматриваемое устройство представляет собой замкнутую систему с положительной обратной связью. В этой системе при определенных соотношениях параметров могут возникать устойчивые автоколебания токов в обмотках двигателя с временным сдвигом фаз между напряжениями, равным 90 эл. град. Это обуславливает появление синхронного вращающегося поля, частота которого определяется соотношением между R и C или R и L .

При определении условий возникновения автоколебаний в рассматриваемой системе принимаем следующие допущения: а) характеристика вход—выход усилителя линейна в определенном ограниченном диапазоне (по входной величине $U_{вхм}$; б) характеристика намагничивания стали $B(H)$ также линейна. Учет зоны насыщения усилителя производится путем ограничения напряжения на выходе усилителя до величины, не превосходящей U_u , которая соответствует крайним точкам линейного участка характеристики вход—выход. Линейность характеристик усилителей учитывается в уравнениях коэффициентами усиления по напряжению k_1 и k_2 , которые принимаются постоянными.

Для схемы на рис. 1, б могут быть составлены следующие уравнения:

$$\left. \begin{aligned} u_{34} &= -k_1 u_{78} = 2 \frac{d(\Phi_1 w_1)}{dt} = i_1 R_1 + \frac{1}{C_1} Q_1, \\ u_{12} &= i_1 R_1 - \frac{d(\Phi_1 w_1)}{dt}, \\ u_{56} &= k_2 x_{12} = 2 \frac{d(\Phi_2 w_2)}{dt} = i_2 R_2 + \frac{1}{C_2} Q_2, \\ u_{78} &= i_2 R_2 - \frac{d(\Phi_2 w_2)}{dt}, \\ \Phi_1 &= \left(i_{11} w_1 - \frac{1}{r_p} \frac{d\Phi_1 w_1}{dt} - \frac{1}{r_p} \Phi_2 v_p w_1 \right) G_1, \\ \Phi_2 &= \left(i_{21} w_2 - \frac{1}{r_p} \frac{d\Phi_2 w_2}{dt} - \frac{1}{r_p} \Phi_1 v_p w_2 \right) G_2, \\ u_{34} &\leq u_1, \quad u_{56} \leq u_2, \end{aligned} \right\} \quad (1)$$

¹ Пульер Ю. М., Бесконтактная асинхронная регулируемая электрическая машина, Авторское свидетельство № 177522 от 25/7 1964 г., «Бюллетень» 18.12.1965, № 1.

где r_p — активное сопротивление эквивалентной обмотки ротора;

v_p — скорость вращения ротора (уравнения записаны для постоянной скорости вращения ротора);

G_1 и G_2 — магнитные проводимости;

u_1 и u_2 — напряжения насыщения усилителей²;

Q_1 и Q_2 — заряды конденсаторов C_1 и C_2 ;

Φ_1 , Φ_2 — потоки по осям фазных обмоток w_{11} и w_{12} .

Дифференцируя первые два уравнения системы (1), получаем:

$$\left. \begin{aligned} 2w_1 \frac{d^2\Phi_1}{dt^2} &= R_1 \frac{di_1}{dt} + \frac{1}{C_1} i_1, \\ 2w_2 \frac{d\Phi_2}{dt} &= k_2 (i_1 R_1 - w_1 \frac{d\Phi_1}{dt}), \\ 2w_2 \frac{d^2\Phi_2}{dt^2} &= R_2 \frac{di_2}{dt} + \frac{1}{C_2} i_2, \\ 2w_1 \frac{d\Phi_1}{dt} &= k_1 (i_2 R_2 - w_2 \frac{d\Phi_2}{dt}). \end{aligned} \right\} \quad (2)$$

Допуская существование гармонических колебаний в установившемся режиме, представим системы уравнений (1) и (2) в комплексной форме, введя оператор дифференцирования $j\omega$:

$$\left. \begin{aligned} -2w_1 \omega^2 \dot{\Phi}_1 &= j\omega R_1 i_1 + \frac{1}{C_1} i_1 = i_1 \left(j\omega R_1 + \frac{1}{C_1} \right), \\ -2w_2 \omega^2 \dot{\Phi}_2 &= j\omega R_2 i_2 + \frac{1}{C_2} i_2 = i_2 \left(j\omega R_2 + \frac{1}{C_2} \right), \\ 2w_2 j\omega \dot{\Phi}_2 &= k_2 (i_1 R_1 - w_1 j\omega \dot{\Phi}_1), \\ 2w_1 j\omega \dot{\Phi}_1 &= -k_1 (i_2 R_2 - w_2 j\omega \dot{\Phi}_2), \\ \dot{\Phi}_1 &= \left(i_{11} w_1 - \frac{1}{r_p} j\omega \dot{\Phi}_1 w_1 - \frac{1}{r_p} \dot{\Phi}_2 w_1 v_p \right) G_1, \\ \dot{\Phi}_2 &= \left(i_{21} w_2 - \frac{1}{r_p} j\omega \dot{\Phi}_2 w_2 - \frac{1}{r_p} \dot{\Phi}_1 v_p w_2 \right) G_2. \end{aligned} \right\} \quad (3)$$

Система однородных уравнений (3) позволяет установить соотношения, определяющие условия автоколебаний. Из этой системы получаем:

$$\frac{\dot{\Phi}_1}{\dot{\Phi}_2} = \frac{1}{2} k_1 \frac{w_2}{w_1} \frac{\left(R_2 + \frac{j}{C_2 \omega} \right)}{\left(R_2 - \frac{j}{C_2 \omega} \right)} = \frac{1}{2} k_1 \frac{w_2}{w_1} \frac{\left(R_2 + \frac{j}{C_2 \omega} \right)^2}{R_2^2 + \left(\frac{1}{C_2 \omega} \right)^2}. \quad (4)$$

Выражение для $\frac{\dot{\Phi}_1}{\dot{\Phi}_2}$ может быть также получено в другом виде:

$$\frac{\dot{\Phi}_1}{\dot{\Phi}_2} = -\frac{2w_2}{k_2 w_1} \frac{\left(R_1 - \frac{j}{C_1 \omega} \right)}{R_1 + \frac{j}{C_1 \omega}} = -\frac{2w_2}{k_2 w_1} \frac{\left(R_1 - \frac{j}{C_1 \omega} \right)^2}{R_1^2 + \left(\frac{1}{C_1 \omega} \right)^2}. \quad (5)$$

² Внутренние сопротивления усилителей значительно меньше сопротивлений нагрузки.

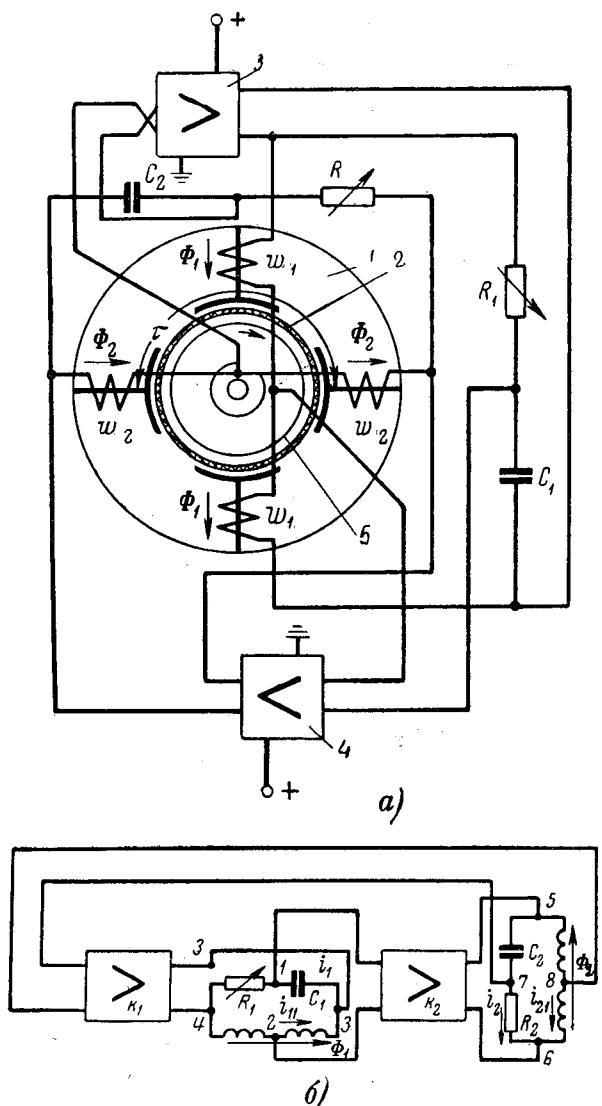


Рис. 1. Принципиальная (а) и структурная (б) схемы двухфазной асинхронной микромашины с тонкостенным ротором в кольцевой усилительно-мостовой системе автогенератора.

Условие существования эллиптического вращающегося поля в установившемся режиме при синхронной скорости может быть записано как

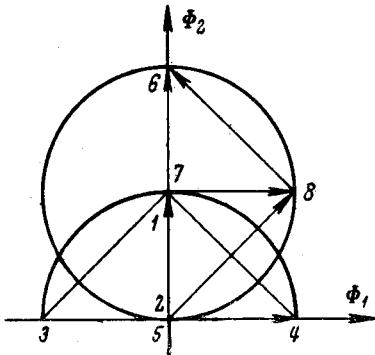
$$\frac{\dot{\Phi}_1}{\Phi_2} = ja, \quad (6)$$

где $a = \frac{\Phi_1}{\Phi_2}$ — отношение полуосей эллипса.

Для обеспечения условия (6) и совместности уравнений (4) и (5) необходимо и достаточно, чтобы выполнялось следующее соотношение:

$$\begin{aligned} \frac{\dot{\Phi}_1}{\Phi_2} &= \frac{1}{2} k_1 \frac{\omega_2}{\omega_1} \frac{\left(R_2 + \frac{j}{C_2 \omega} \right)^2}{(R_2)^2 + \left(\frac{1}{C_2 \omega} \right)^2} = \\ &= -\frac{2\omega_2}{k_2 \omega_1} \frac{\left(R_1 - \frac{j}{C_1 \omega} \right)^2}{R_1^2 + \left(\frac{1}{C_1 \omega} \right)^2} = ja. \end{aligned} \quad (7)$$

Рис. 2. Топографическая векторная диаграмма потоков и напряжений для установившегося гармонического режима при заданном ограничении по амплитуде.



Это соответствует условию установившихся колебаний³ с частотой ω.

Условие возникновения установившихся гармонических автоколебаний по балансу фаз и амплитуд иллюстрируется топографической векторной диаграммой для потоков и напряжений на рис. 2, которая составлена в соответствии с их обозначениями на рис. 1, б.

Приравнивая действительные части комплексов (7) нулю, получаем:

$$\begin{aligned} \frac{\frac{1}{2} k_1 \frac{\omega_2}{\omega_1}}{R_2^2 + \left(\frac{1}{C_2 \omega} \right)^2} \left[R_2^2 - \left(\frac{1}{C_2 \omega} \right)^2 \right] &= \\ = -\frac{\frac{2}{k_2} \frac{\omega_2}{\omega_1}}{R_1^2 + \left(\frac{1}{C_1 \omega} \right)^2} \left[R_1^2 - \left(\frac{1}{C_1 \omega} \right)^2 \right] &= 0. \end{aligned} \quad (8)$$

Отсюда находим:

$$\frac{1}{\omega} = R_1 C_1 = R_2 C_2. \quad (9)$$

Приравнивая мнимые части комплексов (7) величине a, с учетом (9) получаем:

$$\frac{1}{2} k_1 \frac{\omega_2}{\omega_1} = \frac{2}{k_2} \frac{\omega_2}{\omega_1} = a$$

или

$$k_2 k_1 = 4; \quad k_1 = 2a \frac{\omega_1}{\omega_2}; \quad k_2 = \frac{2}{a} \frac{\omega_2}{\omega_1}. \quad (10)$$

Условия (10) соответствуют линейной части характеристик усилителей. Полагаем в первом приближении, что автоколебания, развивая амплитуду до напряжения насыщения усилителя, останутся (учитывая указанные ранее допущения) практически синусоидальными. Тогда, принимая внутренние сопротивления усилителей равными нулю, получаем следующие уравнения⁴:

$$\left. \begin{aligned} \dot{U}_1 &= j\omega \omega_1 \dot{\Phi}_1 + Z_{1o} I_{11}, \\ \dot{U}_2 &= j\omega \omega_2 \dot{\Phi}_2 + Z_{2o} I_{21}. \end{aligned} \right\} \quad (11)$$

³ Условие установившихся колебаний можно было бы получить другим известным путем, например, на основании критерия Найквиста; однако рассмотренный в данной статье способ позволяет сразу установить связь между параметрическими условиями автоколебаний и характером вращающегося поля.

⁴ В системе уравнений (11) учитываем рассеяние обмоток двигателя в отличие от системы (1), где этим можно пренебречь.

На основании последних двух выражений системы (3) с учетом (6) и условия $G_1=G_2=G$ имеем:

$$\left. \begin{aligned} 1 &= \left(\frac{i_{11} w_1^2 j \omega}{U_1 - Z_{1\sigma} I_{11}} - \frac{j \omega w_1^2}{r_p} - \frac{w_1^2}{r_p} v_p \frac{\Phi_2}{\Phi_1} \right) G, \\ 1 &= \left(\frac{i_{21} w_2^2 j \omega}{U_2 - Z_{2\sigma} I_{21}} - \frac{j \omega w_2^2}{r_p} - \frac{w_2^2}{r_p} v_p \frac{\Phi_1}{\Phi_2} \right) G. \end{aligned} \right\} \quad (12)$$

Введем следующие обозначения:

$$v_p = v \frac{\omega D}{2}; \quad \omega w_1^2 G = x_{01} = x_0;$$

$$\omega w_2^2 G = x_{02}; \quad x_{02} = x_{01} \frac{w_2^2}{w_1^2} = x'_0,$$

где v — относительная скорость движения ротора;

D — диаметр ротора;

x_{01} и x_{02} — индуктивные сопротивления.

Тогда из уравнений (11) и (12) находим:

$$\left. \begin{aligned} I_{11} &= \dot{U}_1 \frac{1 + \frac{jx_0}{r_p} \left(1 + v \frac{D}{2} \frac{1}{ja} \right)}{jx_0 + Z_{1\sigma} \left[1 + j \frac{x_0}{r_p} \left(1 + v \frac{D}{2} \frac{1}{ja} \right) \right]} \Bigg|_{Z_{1\sigma} \approx 0} \approx \\ &\approx \dot{U}_1 \frac{1 + \frac{jx_0}{r_p} \left(1 + v \frac{D}{2} \frac{1}{ja} \right)}{jx_0}, \\ I_{21} &= \dot{U}_2 \frac{1 + \frac{jx'_0}{r_p} \left(1 + v \frac{D}{2} ja \right)}{jx'_0 + Z_{2\sigma} \left[1 + j \frac{x'_0}{r_p} \left(1 + v \frac{D}{2} ja \right) \right]} \Bigg|_{Z_{2\sigma} \approx 0} \approx \\ &\approx \dot{U}_2 \frac{1 + \frac{jx'_0}{r_p} \left(1 + v \frac{D}{2} ja \right)}{jx'_0} \end{aligned} \right\} \quad (13)$$

Из (13) получаем приближенные выражения комплексов входных сопротивлений (со стороны фазных обмоток машины):

$$\left. \begin{aligned} Z_{11} &= \frac{jx_0 + Z_{1\sigma} \left[1 + j \frac{x_0}{r_p} \left(1 + v \frac{D}{2} \frac{1}{ja} \right) \right]}{1 + \frac{jx_0}{r_p} \left(1 + v \frac{D}{2} \frac{1}{ja} \right)} \Bigg|_{Z_{1\sigma} \approx 0} \approx \\ &\approx \frac{jx_0}{1 + \frac{jx_0}{r_p} \left(1 + v \frac{D}{2} \frac{1}{ja} \right)}, \\ Z_{21} &= \frac{jx'_0 + Z_{2\sigma} \left[1 + j \frac{x'_0}{r_p} \left(1 + v \frac{D}{2} ja \right) \right]}{1 + \frac{jx'_0}{r_p} \left(1 + v \frac{D}{2} ja \right)} \Bigg|_{Z_{2\sigma} \approx 0} \approx \\ &\approx \frac{jx'_0}{1 + \frac{jx'_0}{r_p} \left(1 + v \frac{D}{2} ja \right)} \end{aligned} \right\} \quad (14)$$

Соотношение между напряжениями насыщения усилителей с учетом (6), (11) и (14) запишется в виде:

$$ja = \frac{\dot{U}_1 \left(1 - \frac{Z_{1\sigma}}{Z_{11}} \right)}{\dot{U}_2 \left(1 - \frac{Z_{2\sigma}}{Z_{21}} \right)}. \quad (15)$$

Для симметричной машины с круговым полем при всех синхронных частотах ω имеем: $a = 1$; $w_1 = w_2 = w$; $Z_{1\sigma} = Z_{2\sigma} = Z_\sigma$;

$$Z_{11} = \frac{jx_0 + Z_\sigma \left[1 + \frac{jx_0}{r_p} \left(1 - v \frac{D}{2} i \right) \right]}{1 + j \frac{x_0}{r_p} \left(1 - jv \frac{D}{2} \right)} \approx \frac{jx_0}{1 + \frac{jx_0}{r_p} \left(1 - jv \frac{D}{2} \right)};$$

$$Z_{21} = \frac{jx_0 + Z_\sigma \left[1 + j \frac{x_0}{r_p} \left(1 - v \frac{D}{2} i \right) \right]}{1 + j \frac{x_0}{r_p} \left(1 - jv \frac{D}{2} \right)} \approx \frac{jx_0}{1 + \frac{jx_0}{r_p} \left(1 + jv \frac{D}{2} \right)}.$$

Выражения для пусковых тока и момента симметричного двигателя в рассматриваемой схеме имеют вид:

$$I_{10} = \frac{U}{|Z_{11}|_{v=0}}, \quad M_n = 97400 \frac{|\omega w \dot{\Phi}|^2}{\omega r_p} = 97400 \frac{|\dot{U}|^2}{\omega r_p}, \quad (16)$$

где

$$|Z_1| = |Z_{11}| = |Z_{21}|; \\ U = \left| \dot{U}_n \left(1 - \frac{Z_\sigma}{Z_{11}} \right) \right|;$$

где \dot{U}_n — напряжение насыщения усилителей.

Выражение для модуля потока запишется в виде

$$\Phi = \Phi_1 = \Phi_2 = \left| \dot{U}_n \frac{1 - \frac{Z_\sigma}{Z_1}}{\omega w} \right|. \quad (17)$$

Полагая $Z = jx_0$, с учетом (16) получаем:

$$|\dot{\Phi}|^2 = \frac{U_n^2}{\omega w_1^2} \left[\left(1 - \frac{x_\sigma}{x_0} \right)^2 + \left(\frac{x_\sigma}{r_p} \right)^2 \right]. \quad (18)$$

Принимая механическую характеристику двигателя линейной, можно получить следующее выражение для пускового момента:

$$M_n \approx \frac{M_n}{1 - v}, \quad (19)$$

где M_n — момент нагрузки.

Напряжение насыщения усилителей

$$U_n = \frac{10^{-2}}{\left| 1 - \frac{Z_\sigma}{Z_{11}} \right|} \sqrt{\frac{M_n (\omega r_p)}{1 - v \cdot 9.74}}. \quad (20)$$

Выражение для выходной вольт-амперной мощности усилителя:

$$P_{B,y} = I_{10} U. \quad (21)$$

Амплитудная регулировка скорости может осуществляться путем изменения напряжения насыщения усилителя (а следовательно, пускового момен-

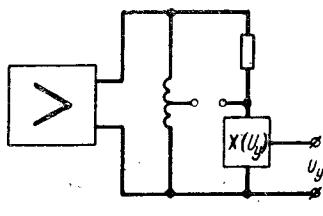


Рис. 3. Принципиальная схема использования переменной реактивной нагрузки $X(U_y)$ для статической регулировки синхронной скорости.

U_y — управляющий сигнал.

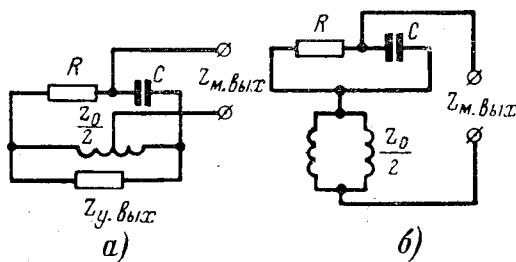


Рис. 4. Схемы для определения внутреннего сопротивления со стороны «сигнальной» диагонали фазосдвигающего моста.

а — с учетом внутреннего сопротивления усилителя $Z_{y,вых}$;
б — при условии, что $Z_{y,вых}=0$.

та), а также путем ввода в плечо моста переменных балластных индуктивных или других сопротивлений последовательно с обмотками двигателей. В первом случае регулировка может быть статической, во втором — электромеханической.

Частотная регулировка (регулировка синхронной скорости) достигается изменением $\omega = \frac{1}{RC}$, что,

в свою очередь, может быть получено изменением в широких пределах переменных сопротивлений R , емкостей C или индуктивностей L . Возможно использование статической регулировки синхронной скорости ω с помощью электронных схем, эквивалентных реактивной нагрузке с управляющим напряжением U_y (рис. 3).

Для определения величин R , C и входного сопротивления усилителя примем условие, что ток в ветви RC значительно меньше, чем в ветви обмотки; тогда

$$|(R + jx_c)| = R\sqrt{2} = m|Z_p|, \quad (22)$$

где $m \geq 10$; $\sqrt{2}$.

Для входного сопротивления усилителя $Z_{y,вых}$ можно принять определенное его соотношение с выходным сопротивлением короткого замыкания со стороны «сигнальной» диагонали моста $Z_{m,вых}$ (рис. 4).

Для $Z_{m,вых}$ согласно схеме замещения на рис. 4 имеем:

$$Z_{m,вых} = \frac{Rx_c^2 - jR^2x_c}{R^2 + x_c^2} + j\frac{x_0}{2}.$$

При $R = x_c$ получаем:

$$Z_{m,вых} = \frac{R}{2} - j\frac{R}{2}; \quad |Z_{m,вых}| = \frac{R}{\sqrt{2}}. \quad (23)$$

Далее примем, что

$$z_{y,вых} = qz_{m,вых}, \quad (24)$$

где $q = 100 \div 300$.

Отметим, что функция $z_1(v)$ согласно (14) является нагрузкой для усилителя, определяя ее активную и реактивную составляющие в функции относительной скорости v , что необходимо знать для определения режима работы транзисторов выходного каскада усилителя. Для более точного расчета схемы необходимо использовать известные методы нелинейной динамики для учета прежде всего нелинейности характеристик усилителей.

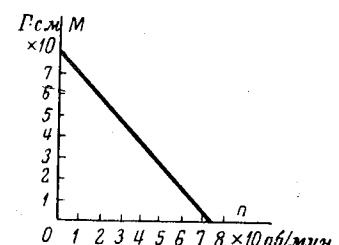
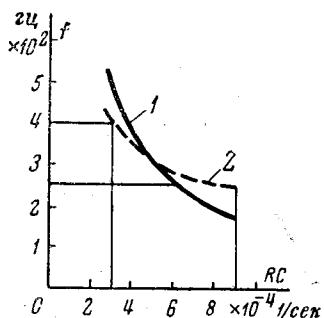


Рис. 5. Механическая характеристика двигателя типа ДИД-3 с обмотками, имеющими среднюю точку в схеме согласно рис. 1.



Представляет также интерес разработка оптимальной схемы усилителя с точки зрения наилучшего использования транзисторов, отдачи полезной мощности в машину, а также формы волны выходного напряжения (для создания оптимального следящего микропривода с индукционным исполнительным двигателем).

На рис. 5 приведена характеристика двигателя типа ДИД-3, использованного в схеме при $f = 400 \text{ Гц}$ и $U = 22 \text{ в}$, соответствовавшего максимальному выходному напряжению усилителя при пусковом токе $I \approx 2,2 \text{ а}$.

Коэффициент усиления по напряжению соответствовал условию (10). Входные данные двигателя при $f = 400 \text{ Гц}$

$$\frac{1}{2}|Z_{11}| = \frac{1}{2}|Z_{12}| = \frac{1}{2}|Z_1| = 4,67 \text{ ом}; \quad \frac{1}{2}R_{1c} = 0,95 \text{ ом};$$

$$|Z_1| \approx 10 \text{ ом},$$

где R_{1c} — активное сопротивление обмотки статора.

Усилитель был выполнен по двухтактной схеме предварительного и выходного каскада, для которых были использованы транзисторы типа П203 и П-4. Значения R и C определялись из условий (9) и (22). При $f = 400 \text{ Гц}$ они равны ($m = 20\sqrt{2}$): $R = 200 \text{ ом}$ и $C = 2 \mu\text{Ф}$.

Входное сопротивление усилителя согласно формуле (24) равно ($q = 10\sqrt{2}$):

$$z_y = q \frac{R}{\sqrt{2}} \approx 2 \text{ ком.}$$

На рис. 6 приведены расчетная (1) и экспериментальная (2) кривые частотного управления двигателем типа ДИД-3 путем изменения сопротивления R .

❖ ❖ ❖

Исследование на АВМ переходных процессов в трансформаторах однофазных преобразовательных установок

Канд. техн. наук, доц. В. И. СТУЛЬНИКОВ и инж. Е. В. КОЛЧЕВ

Запорожье

В нормальных рабочих режимах силовых полупроводниковых выпрямительных и инверторных установок намагничивающий ток трансформатора составляет примерно 2—3% номинального, вследствие чего им обычно пренебрегают во всех расчетах и считают первичный ток трансформатора зеркальным отражением вторичного.

Аналогичное допущение справедливо и для начальной стадии протекания любых переходных процессов [Л. 1]. Однако в некоторых режимах работы преобразовательных установок возникают переходные процессы, которые приводят к появлению в трансформаторе весьма больших намагничивающих токов.

Так, при потере управляющих импульсов на одном из вентиляй тиристорного выпрямителя возникает режим однополупериодного выпрямления, сопровождающийся указанным переходным процессом. Аналогичный процесс возникает при пробое вентиляя. Несколько отличный переходный процесс, но также приводящий к появлению намагничивающего тока еще большей величины, возникает при управлении выпрямителем на первичной стороне трансформатора, когда нарушается симметрия отпирающих импульсов, подаваемых на встречнопараллельную пару тиристоров или симметричный тиристор. В предельном случае асимметрии здесь также возникает режим однополупериодного выпрямления, но в первичной цепи трансформатора.

Аналогом указанных режимов является схема на рис. 1, представляющая собой трансформатор с однополупериодным выпрямлением во вторичной или первичной цепи.

В таких схемах в установившихся режимах постоянная составляющая тока I_d проходит лишь по одной обмотке трансформатора, в цепи которой находится вентиль; в другой же обмотке устанавливается переменный ток [Л. 2]. Это приводит к тому, что в один из полупериодов возникает насыщение стали сердечника, что, в свою очередь, вызывает резкие и очень большие по амплитуде броски намагничивающего тока в первичной обмотке. Для правильного расчета подобных режимов необходимо учитывать насыщение стали и искажение формы кривой переменного тока.

Обычное описание работы подобных схем в учебной литературе является весьма грубым приближением и приводит к ошибочному заключению о снижении амплитуды первичного тока на величину I_d , а также к методологически неправильному представлению об отсутствии постоянной составляющей тока в первичной обмотке идеального трансформатора при однополупериодном выпрямлении во вторичной цепи [Л. 3].

В действительности для идеального трансформатора без потерь постоянная составляющая тока имеется и в первичной цепи, так как затухание переходного процесса, определяемое активным сопротивлением первичной обмотки, отсутствует.

В реальном трансформаторе всегда имеет место потеря напряжения в первичной обмотке, поэтому при наличии постоянной составляющей тока возникают неодинаковые изменения магнитного потока трансформатора за положительный и отрицательный полупериоды. Это приводит к постепенному накоплению магнитного потока и увеличению связанного с ним намагничивающего тока до тех пор, пока вольт-секундная площадь положительной полуволны э. д. с. не будет равна площади отрицательной полуволны э. д. с., что имеет место только при равенстве среднего тока нулю. Таким образом исчезновение постоянной составляющей тока в первичной обмотке объясняется не принципиальными свойствами трансформатора, а наличием активного сопротивления в первичной цепи.

Исследование переходных процессов в рассматриваемой схеме (рис. 1) с учетом насыщения при различных параметрах трансформатора и разном характере нагрузки выпрямителя легче всего выполнить на аналоговой вычислительной машине (АВМ).

При моделировании на АВМ следует исходить из следующей системы уравнений:

$$U_m \sin \omega t = R_1 i_1 + L_1 \frac{di_1}{dt} + w_1 \frac{d\Phi}{dt}, \quad (1)$$

$$-w_2 \frac{d\Phi}{dt} = [R_2 + R_B(i_2) + R_H] i_2 + (L_2 + L_H) \frac{di_2}{dt}, \quad (2)$$

$$\Phi = \lambda(\Phi)(w_1 i_1 + w_2 i_2), \quad (3)$$

где R_1, R_2 — активные сопротивления первичной и вторичной обмоток трансформатора;
 L_1, L_2 — индуктивности рассеяния соответствующих обмоток трансформатора;
 $R_B(i_2)$ — нелинейное сопротивление вентиля B_1 ;
 R_H, L_H — активное сопротивление и индуктивность нагрузки;
 $\lambda(\Phi)$ — магнитная проводимость для главного потока Φ , соответствующая аппроксимированной кривой намагничивания.

Для режима однополупериодного выпрямления в первичной цепи нелинейное сопротивление вентиля R_B вводится в уравнение (1) и исключается из уравнения (2).

Моделирование подобных уравнений встречает трудности, заключающиеся в том, что при разрешении уравнения (1) относительно малого члена получается модель с недостаточной устойчивостью из-за больших коэффициентов усиления, а при разрешении относительно $\frac{d\Phi}{dt}$ возникает необходимость в операции дифференцирования, которая увеличивает погрешность решения из-за снижения помехоустойчивости. Устранение операции дифференцирования приводит к усложнению схемы и увеличению числа операционных усилителей.

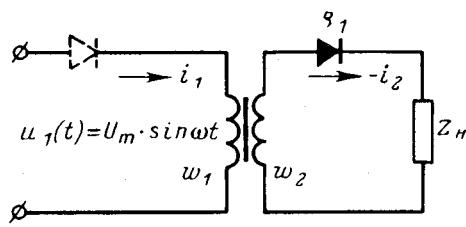


Рис. 1. Расчетная схема.

На рис. 2 представлена сравнительно простая схема модели уравнений (1)–(3) повышенной помехоустойчивости, обеспечивающая высокую точность решения. Уравнения (1) и (2) решаются на усилителях 1 и 4 с диодами D_1 и D_2 в цепях обратной связи.

Переход от ненасыщенного состояния сердечника к насыщенному происходит на малые доли периода; это дает основание аппроксимировать кривую намагничивания двумя прямолинейными участками [Л. 1]. Тогда решение нелинейного уравнения (3) выполняется усилителем 3 с диодной схемой на потенциометрах Π_1 и Π_2 .

Для вычисления величины $L_1 \frac{di_1}{dt}$, подаваемой на вход первого решающего усилителя, используется помехоустойчивая схема дифференцирования на усилителях 5, 6 и 7 [Л. 4].

При моделировании схемы с вентилем во вторичной цепи трансформатора замыкается цепь диода D_1 , а при моделировании схемы с вентилем в первичной цепи замыкается цепь диода D_2 и размыкается цепь диода D_1 (рис. 2).

Переходные процессы при однополупериодном выпрямлении во вторичной цепи трансформатора. Осциллограмма машинного решения для идеализированных условий при активной нагрузке и полном отсутствии насыщения сердечника представлена на рис. 3. Для наглядности и сокращения длительности процесса приняты увеличенные значения намагничающего тока и активного сопротивления первичной обмотки трансформатора.

Анализ полученной осциллограммы при пересчете на реальные параметры трансформатора показывает, что при отсутствии насыщения длительность переходного процесса определяется в основном индуктивностью намагничивания и активным сопротивлением первичной цепи. Постоянная времени затухания соответствует выражению:

$$T_1 = \frac{L_1 + \lambda_0 \omega_1^2}{R_1}, \quad (4)$$

где λ_0 — магнитная проводимость для главного потока, соответствующая линейной части кривой намагничивания.

Переходный процесс продолжается 12–16 сек. Характер нагрузки не влияет на его длительность. К концу переходного процесса магнитный поток увеличивается в 9–10 раз за счет постоянной составляющей вторичного тока; при этом амплитуда

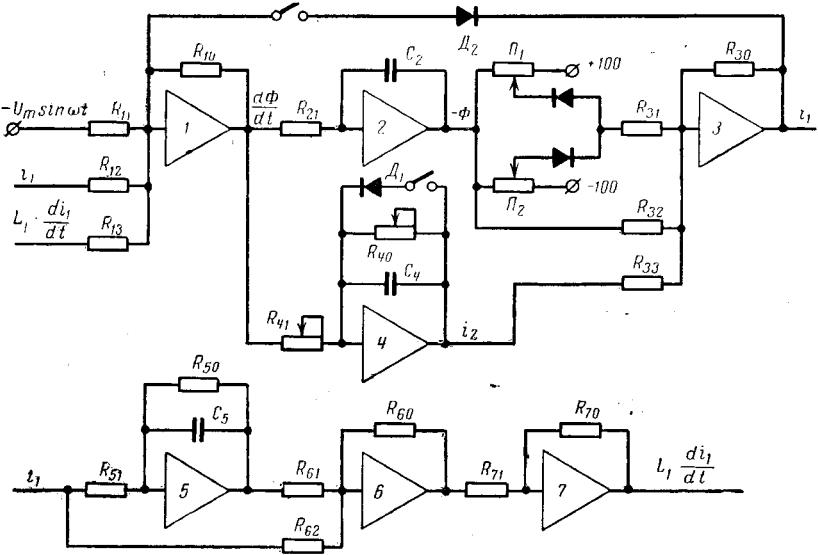


Рис. 2. Схема модели уравнений переходного процесса.

первичного тока I_{1m} уменьшается на $1/3$ по мере исчезновения постоянной составляющей в первичной цепи.

Для реальных установок при режиме однополупериодного выпрямления всегда имеет место насыщение стали трансформатора, поэтому действительный переходный процесс существенно отличается от идеализированного.

На рис. 4 представлена осциллограмма машинного решения реального переходного процесса при включении и выключении смешанной (R, L) нагрузки при наличии насыщения. Анализ подобных осциллограмм показывает, что длительность переходного процесса уменьшается во много раз за счет насыщения и зависит в основном от отношения индукции насыщения к амплитуде номинальной индукции трансформатора $(\frac{B_s}{B_m})$, а также от отношения реактивных сопротивлений намагничивания до насыщения и при насыщении $(\frac{x_\mu}{x_{\mu s}})$.

Обычно длительность переходного процесса не превышает 16–18 периодов, и уже через 8–10 пе-

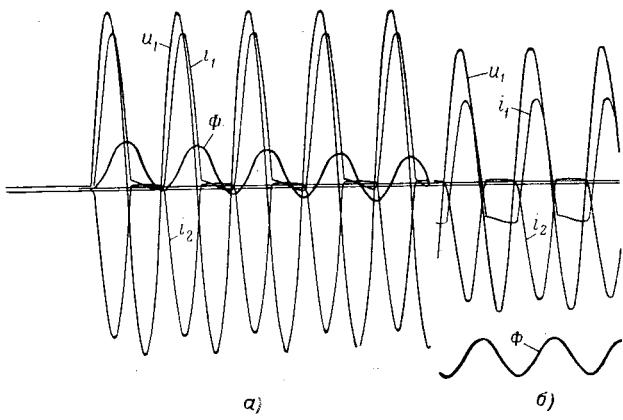


Рис. 3. Переходный процесс (а) и установившийся режим (б) при включении выпрямителя с активной нагрузкой при условии отсутствия насыщения сердечника трансформатора.

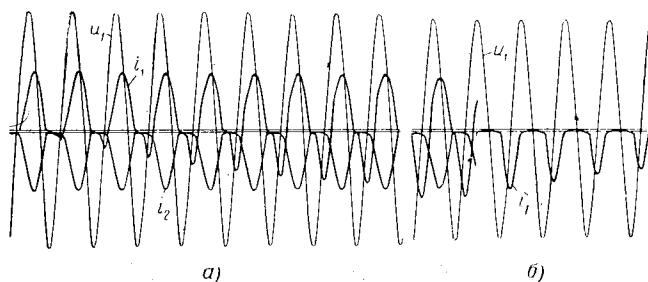


Рис. 4. Переходный процесс при включении (а) и выключении (б) смешанной (R, L) нагрузки при наличии насыщения сердечника трансформатора.

риодов форма кривой тока становится близкой к синусоиде.

Как видно из рис. 4, характерной особенностью реального переходного процесса является почти полное отсутствие снижения амплитуды первично-го тока по мере исчезновения постоянной составляющей. Это объясняется тем, что в кривой намагничивающего тока возникают большие по ампли-туде и сравнительно узкие импульсы в конце отри-цательного полупериода, соответствующие интер-валу насыщения. За счет этих импульсов насыще-ния и наступает быстрое уравновешивание положительных полупериодов и снижение среднего зна-чения первичного тока до нуля. В осталльной части периода намагничивающий ток остается весьма малым, близким к току холостого хода. Таким обра-зом смещение первичного тока на величину $I_d = I_{2cp}$, приведенную к первичной обмотке (как это обычно представляется в учебной и справоч-ной литературе [Л. 3 и 5]), не происходит, а наблю-дается более сложное изменение формы кри-вой первичного тока, при котором амплитуда положительной полуволны уменьшается всего на 1–2%, а амплитуда отрицательной полуволны становятся больше амплитуды тока нагрузки.

Характер нагрузки не оказывает заметного влияния на переходный процесс, так как во вторичной цепи сразу устанавливается стационарный режим из-за прерывности тока.

Действующее значение первичного тока посте-пенно возрастает к концу переходного процесса и в установившемся режиме мало отличается от величины тока при двухполупериодном выпрямлении.

Для установившегося режима при нагрузке, близ-кой к активной, можно приближенно считать $I_1 \approx \sqrt{2} I_2$. Учитывая, что $I_2 = \sqrt{2} \cdot 1,11 I_d$, получаем $I_1 \approx 2,22 I_d$. Расчетная мощность первичной обмотки при однополупериодном выпрямлении составляет:

$$P_1 \approx 2,22 U_d \cdot 2,22 I_d = 4,9 P_d$$

В некоторых установках на опыте наблюдается дополнительное увеличение тока I_1 более чем на 10% при переходе с двухполупериодного выпрямления на однополупериодное. В таких случаях длительная работа в режиме однополупериодного выпрямления может привести к повреждению трансформатора.

При нагрузке с большой индуктивностью ре-жим однополупериодного выпрямления не пред-

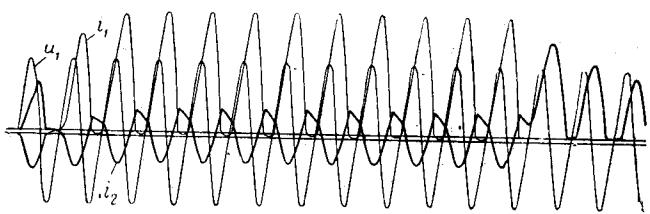


Рис. 5. Осциллографма переходного процесса при включении и выключении смешанной (R, L) нагрузки для реального трансформатора в режиме однополупериодного выпрямителя в первичной цепи.

ставляет опасности для трансформатора ввиду зна-чительного снижения токов I_1 и I_2 .

Переходные процессы при однополупериодном выпрямлении в первичной цепи трансформатора. В отличие от предыдущего случая в рассматри-ваемом режиме характер и длительность переходит-ного процесса определяются в основном параме-трами вторичной цепи трансформатора.

На рис. 5 представлена осциллографма машин-ного решения переходного процесса при включении и выключении смешанной (R, L) нагрузки для реаль-ного трансформатора при однополупериодном выпрямлении в первичной цепи. Как видно из рис. 5, каждый период изменения токов харак-теризуется двумя интервалами.

В течение первого интервала (t_1) вентиль в первичной цепи открыт и справедливы уравнения, ана-логичные (1)–(3); поэтому токи изменяются по синусоидальному закону. Для второго интервала (t_2) вентиль заперт и существует только вторич-ный ток i_2 , поддерживаемый за счет энергии маг-нитного потока. В этот период магнитный поток и

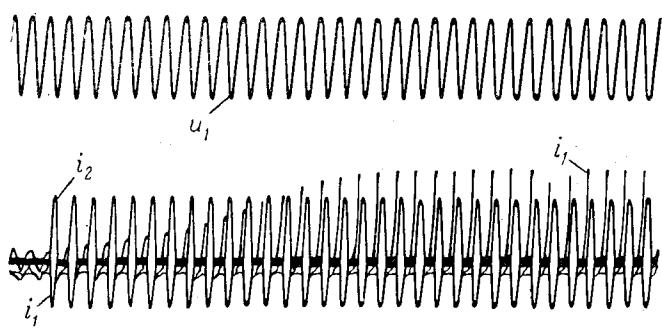


Рис. 6. Осциллографма, полученная экспериментально на физи-ческой установке трансформатора с однополупериодным вы-прямлением во вторичной цепи.

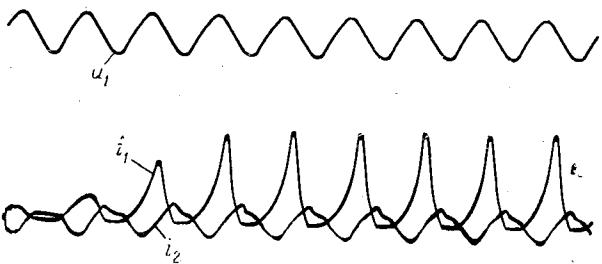


Рис. 7. Осциллографма, полученная экспериментально на физи-ческой установке трансформатора с однополупериодным вы-прямителем в первичной цепи.

ток i_2 затухают по экспоненциальному закону с постоянной времени T , равной:

$$T = \frac{\lambda \cdot w_2^2 + L_2 + L_n}{R_2 + R_n}. \quad (5)$$

Установившийся режим наступает, когда увеличение магнитного потока за первый интервал становится равным уменьшению его за второй интервал. Этому условию соответствует сложное трансцендентное уравнение. При пренебрежении параметрами первичной цепи можно получить упрощенное приближенное уравнение следующего вида:

$$z_n(1 - \cos \omega t_2) - x_{ps} \sin(\omega t_2 + \varphi_n) \left(1 - e^{-\frac{t_2}{T}}\right) = 0. \quad (6)$$

Это уравнение дает возможность определить аналитически длительность интервала t_2 и значение намагничающего тока в конце переходного процесса.

В реальной установке установившийся режим обычно наступает через 3—4 периода, при этом во вторичной цепи устанавливается переменный ток, величина которого определяется сопротивлением нагрузки. В первичной цепи ток резко увеличивается за счет намагничающего тока, который превышает номинальный ток нагрузки в 3—4 раза (см. рис. 7).

Таким образом, в реальных трансформаторах за счет насыщения быстро возникают токи, близкие по величине к току короткого замыкания. Поэтому при наличии вентиляй в первичной цепи необходимо предусматривать защиту установки от работы в подобном режиме, а также при нарушении симметрии углов управления тиристорами в первичной цепи.

На рис. 6 и 7 представлены осциллограммы физической установки трансформатора, работающего в рассмотренных режимах. Сравнение полученных осциллограмм с машинным решением показывает, что характер и длительность переходных процессов совпадают. Некоторое расхождение в кривой тока i_1 объясняется упрощенной аппроксимацией кривой намагничивания.

Литература

- Захаревич С. В., Об учете намагничающего тока трансформатора в преобразовательных установках, сб. «Автоматизированный электропривод», изд-во «Наука», 1964.
- Богословский А. С., Силовые полупроводниковые выпрямители, Военное издательство Министерства обороны СССР, 1965.
- Векслер Г. С. и Тетельбаум Я. Н., Электропитание радиоустройств, изд-во «Техника», 1966.
- Пухов Г. Е. и Жук К. Д., Синтез многосвязных систем управления по методу обратных операторов, изд-во «Наукова думка», 1966.
- Электротехнический справочник, т. II, изд-во «Энергия», 1964.

[4.6.1968]



УДК 62—83

Асинхронный привод самоходного вагона

Инж. К. А. АНАНЬЕВ, канд. техн. наук И. И. МАРГОЛИН
и канд. техн. наук И. М. СТОЛЯРОВ

Ленинградский горный институт

В ряде практических случаев необходимо применить электрический привод с характеристиками, близкими к характеристикам механического дифференциала. В качестве примера можно указать на шахтный самоходный пневмоколесный вагон, у которого ведущие колеса каждого борта приводятся во вращение индивидуальным электродвигателем. Такая конструкция позволяет расположить днище вагона ниже оси вращения колес и увеличить емкость кузова при малой высоте вагона.

Рассматриваемый электропривод должен обеспечить высокую маневренность, основной показатель которой — способность движения по кривым малого радиуса.

Способный обеспечить требуемые характеристики привод постоянного тока имеет много недостатков (сложная схема электроснабжения, низкая надежность двигателей постоянного тока, взрывоопасность), поэтому более целесообразным оказывается применение привода переменного тока.

За рубежом разработаны асинхронные короткозамкнутые электродвигатели с критическим скольжением, большим единицы. Работа привода самоходного вагона с такими двигателями подобна работе привода с серийными двигателями. У нас такие двигатели не выпускаются, а применение

обычных асинхронных двигателей приводит к тому, что даже на поворотах большого радиуса двигатель наружного борта переходит в генераторный режим и, следовательно, двигатель внутреннего борта работает с большой перегрузкой.

Авторами рассмотрена схема, построенная на стандартных асинхронных короткозамкнутых двигателях, позволяющая решить поставленную задачу (рис. 1). Статорные обмотки двигателей включены последовательно в каждую фазу. При анализе будем исходить из нормальной (Т-образной) схемы замещения¹.

В общем случае при движении вагона по криволинейному участку пути скольжения двигателей внутреннего s_v и наружного s_h , бортов будут различные так же, как и комплексные сопротивления двигателей Z_v и Z_h . Поэтому напряжения на статорных обмотках двигателей (U_v и U_h) распределяются по-разному.

Суммарный момент, развиваемый приводом, равен:

$$M = M_v + M_h, \quad (1)$$

¹ Вольдек А. И., Электрические машины, изд-во «Энергия», 1966.

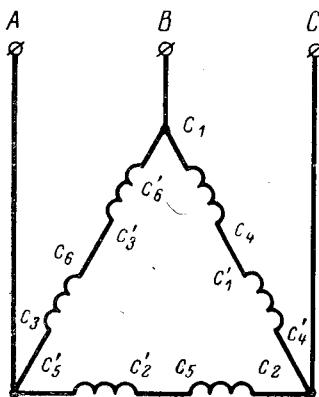


Рис. 1. Схема включения обмоток статора асинхронных двигателей привода вагона (c_1-c_4 ; c_2-c_5 ; c_3-c_6 — обмотки двигателя правого борта; $c'_1-c'_4$; $c'_2-c'_5$; $c'_3-c'_6$ — обмотки двигателя левого борта).

где M_b , M_h — моменты, развиваемые двигателями внутреннего и наружного бортов.

Обозначим:

$$\left. \begin{aligned} \frac{\dot{U}_b}{U_b + U_h} &= \varphi_b; & \frac{\dot{U}_h}{U_b + U_h} &= \varphi_h \\ \dot{U}_b + \dot{U}_h &= \dot{U}_c, \end{aligned} \right\} \quad (2)$$

где \dot{U}_c — напряжение питающей сети.

Полагая, что двигатели привода одинаковы, уравнение (1) может быть записано в виде:

$$M = \frac{qpU_c^2 r'_2}{2\pi f} \left[\frac{\varphi_b^2}{s_b \left[\left(r_1 + \frac{r'_2}{s_b} \right)^2 + (x_1 + x'_2)^2 \right]} + \frac{\varphi_h^2}{s_h \left[\left(r_1 + \frac{r'_2}{s_h} \right)^2 + (x_1 + x'_2)^2 \right]} \right], \quad (3)$$

где q — число фаз;

p — число пар полюсов обмотки двигателя;

f — частота сети;

s_b , s_h — скольжения двигателей внутреннего и наружного бортов;

r_1 , r'_2 , x_1 , x'_2 — активные и реактивные сопротивления статора и ротора (приведенные значения).

Очевидно, при отсутствии пробоковки колес между скольжениями двигателей внутреннего и наружного борта существует жесткая связь. Нетрудно показать, что если R — радиус траектории, описанной центром тяжести внутреннего колеса, c — ширина колеи (расстояние между колесами внутреннего и наружного бортов), то

$$\left. \begin{aligned} s_b &= \frac{1+ms_h}{1+m}; \\ m &= \frac{R}{c}. \end{aligned} \right\} \quad (4)$$

Учитывая это соотношение, в дальнейших расчетах в качестве независимой переменной примем s_h .

Для построения характеристики $M(s_h)$ необходимо найти φ_b и φ_h .

Так как обмотки включены последовательно на основании (2), можем записать:

$$\varphi_b = \frac{1}{1 + \frac{Z_h}{Z_b}}; \quad \varphi_h = \frac{1}{1 + \frac{Z_b}{Z_h}}. \quad (5)$$

Полное комплексное сопротивление асинхронной машины, полученное из схемы замещения, без учета потерь в стали равно:

$$Z = r_1 + jx_1 + \frac{jx_m \left(\frac{r'_2}{s} + jx'_2 \right)}{\frac{r'_2}{s} + j(x'_2 + x_m)}, \quad (6)$$

где x_m — сопротивление взаимоиндукции.

После преобразований получим:

$$Z = r_1 + j \left(x_1 + \frac{x_m x'_2}{x_m + x'_2} \right) + \frac{x_m r'_2 - \frac{r'_2 x_m x'_2}{x_m + x'_2}}{s(x'_2 + x_m) - jr'_2}. \quad (7)$$

Обозначим сумму первых двух слагаемых через \dot{A} , третье слагаемое — через \dot{B} :

$$Z = \dot{A} + \dot{B}(s).$$

Вектор \dot{A} представляет собой постоянную величину, а вектор $\dot{B}(s)$ — переменную, причем геометрическое место концов этого вектора при изменении s представляет собой окружность. Кривая $\dot{B}(s)$ может быть построена обращением прямой

$$\dot{F}(s) = s(x'_2 + x_m) - jr'_2$$

относительно начала координат при степени обращения, равной

$$x_m r'_2 - \frac{x_m r'_2 x'_2}{x'_2 + x_m}.$$

Для построения окружности находим две ее точки:

$$\dot{B}_{(s=0)} = j \left(x_m - \frac{x_m x'_2}{x_m + x'_2} \right) \text{ и } \dot{B}_{(s=\infty)} = 0.$$

Так как обращаемая прямая параллельна оси действительных чисел, то диаметр искомой окружности равен $x_m - \frac{x_m x'_2}{x_m + x'_2}$.

Шкала скольжений s может быть построена на обращаемой прямой. Круговая диаграмма позволяет достаточно просто находить значение модуля полного сопротивления асинхронного двигателя для различных режимов работы.

Пользуясь (4) и круговой диаграммой, можно найти $Z_b(s_h)$ и $Z_h(s_h)$ и построить интересующие нас функции $\varphi_b^2(s_h)$ и $\varphi_h^2(s_h)$ (рис. 2).

Эти функции важны не только для построения механических характеристик, но и для определения возможных превышений напряжения на статорных обмотках двигателей. Вид механической характеристики зависит от радиуса пути, по которому движется вагон. Для $m=\infty$, т. е. когда вагон движется по прямолинейному участку пути, напряжение между двигателями делится пополам, для всех значений s_h , и суммарная характеристика будет повторять по форме характеристику асинхронного короткозамкнутого двигателя.

Уменьшение m приводит к относительному сдвигу механических характеристик двигателей, кроме того, уменьшение m приводит к тому, что распределение напряжений между статорными обмотками уже не остается постоянным, а зависит от скольжения.

На рис. 2 приведены характеристики M_h , M_b , $(M_h + M_b)$, φ_h^2 , φ_b^2 в функции s_h при $m=2$, построенные для схемы, собранной на двигателях А-51/4

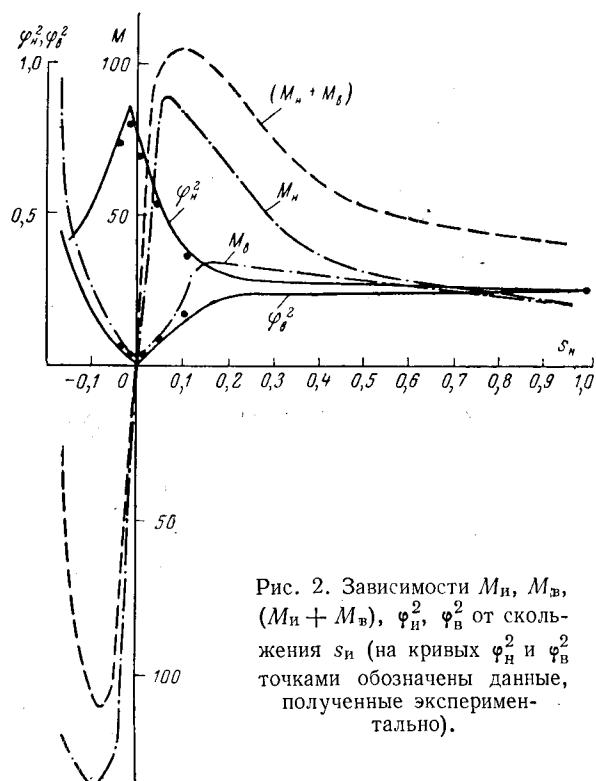


Рис. 2. Зависимости M_n , M_b , $(M_n + M_b)$, ϕ_n^2 , ϕ_b^2 от скольжения s_n (на кривых ϕ_n^2 и ϕ_b^2 точками обозначены данные, полученные экспериментально).

(4,5 квт); параметры схемы замещения; $r_1=0,976$ ом, $x_1=2,8$ ом, $r'_2=0,89$ ом, $x'_2=2,8$ ом, $x_m=47$ ом.

На рис. 3 приведено семейство механических характеристик двигателей для различных значений m . В области больших скольжений кривые $M_n(s_n)$ и $M_b(s_n)$ почти совпадают. Затем с увеличением напряжения на обмотках двигателя наружного борта соответственно растет и M_n . Возрастанием напряжения можно объяснить смещение критического момента этого двигателя в область малых скольжений. В то же время напряжение на статорной обмотке двигателя внутреннего борта и соответственно момент, развиваемый этим двигателем, уменьшаются (момент пропорционален квадрату приложенного напряжения).

Благодаря такому перераспределению напряжений между обмотками двигателей, переход одного из них в генераторный режим под влиянием внутренних сил исключен. Двигатель может перейти в генераторный режим только под влиянием внешних сил, например при движении вниз под уклон. Таким образом, устраняется один из крупных недостатков, присущих схеме независимого включения асинхронных двигателей привода.

Благодаря описанному выше перераспределению напряжений, критическое значение генераторного момента привода при работе на криволинейном участке пути превышает критическое значение момента, развиваемого на прямолинейных участках. Таким образом, на криволинейных участках пути достигается автоматическое перераспределение напряжений между двигателями, обеспечивающее устойчивую и эффективную работу привода как в двигательном, так и в тормозном режимах. Это обстоятельство позволяет создать весьма про-

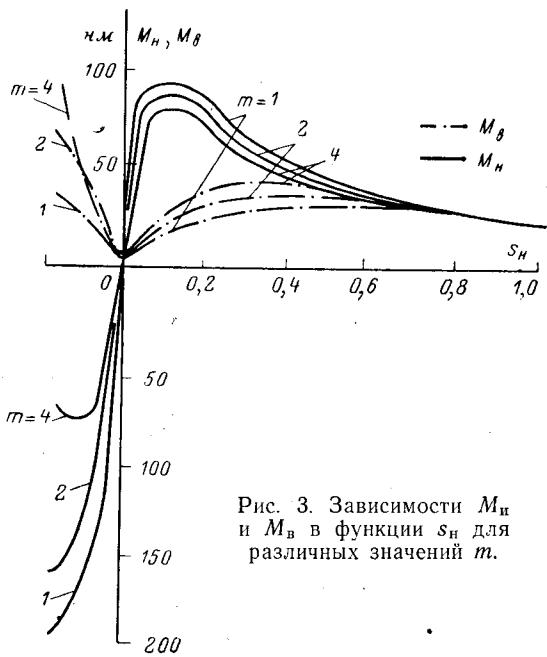


Рис. 3. Зависимости M_n и M_b в функции s_n для различных значений m .

стую и надежную схему привода на асинхронных короткозамкнутых двигателях.

Следует обратить внимание на характер функций $\phi_n^2(s_n)$ и $\phi_b^2(s_n)$ при $s_n \approx 1$, т. е. при пуске.

Из (4) следует, что при s_n , достаточно близких единице, $s_n=s_b$ независимо от m , следовательно, при скольжениях, близких единице, напряжения между двигателями делятся почти поровну, т. е. при пуске оба двигателя независимо от m развивают одинаковые моменты и «делают» нагрузку поровну.

К числу особенностей схемы следует отнести также зависимость предельного значения напряжения на статорных обмотках от параметра m . Для двигателя наружного борта $\phi_n > 0,5$, т. е. при прохождении криволинейных участков пути напряжение на статорной обмотке двигателя повышается, особенно в тормозных режимах.

Учитывая реальные значения параметров двигателей и возможные значения m , превышение напряжения на статорной обмотке двигателя составит 80% от напряжения на обмотках двигателей при $m=\infty$. Соответственно должна быть рассчитана и изоляция двигателей привода. Если допустить некоторое кратковременное перенапряжение на обмотках, то двигатели с фазным напряжением 220 в можно по схеме рис. 1 включить в сеть 380 в. Напряжение на фазной обмотке при этом составит 86,4% от паспортного напряжения ($m=\infty$) и соответственно номинальный момент двигателя — 73% от паспортного.

Лабораторные испытания схемы производились на двигателях А-54/4 (4,5 квт), полупропризшенные — на двигателях К0-32-6/12 (24/12 квт), установленных на вагоне грузоподъемностью 10 Т. Расчеты по изложенной методике дали хорошее совпадение с экспериментами.

[26.2.1968]



Погрешности измерительных преобразователей мощности на квадраторах

Канд. техн. наук, доц. В. Л. БЕНИН

Харьковский ордена Ленина политехнический институт им. В. И. Ленина

Введение. В системах автоматического регулирования и телиизмерения применяются различные измерительные преобразователи мощности, формирующие на выходе ток или напряжение, среднее значение которых пропорционально активной мощности контролируемой цепи.

В настоящее время широкое применение получили измерительные преобразователи мощности на квадраторах. Известно [Л. 1—3], что действие таких преобразователей основано на принципе умножения электрических величин на нелинейных сопротивлениях, имеющих квадратичную вольт-амперную характеристику.

Если к одному из нелинейных сопротивлений приложить сумму, а к другому разность умножаемых напряжений u_E и u_i , то разность токов нелинейных сопротивлений будет пропорциональна произведению u_E и u_i :

$$i_1 - i_2 = k(u_E + u_i)^2 - k(u_E - u_i)^2 = 4ku_Eu_i, \quad (1)$$

где k — коэффициент пропорциональности.

В случае, когда напряжения u_E и u_i соответственно пропорциональны напряжению и току контролируемой цепи, мгновенное значение разности токов нелинейных сопротивлений пропорционально мгновенной мощности цепи, а среднее значение — средней мощности.

Зависимость (1) в частных случаях может быть реализована [Л. 3] либо путем вычитания напряжений, пропорциональных токам в соответствующих нелинейных сопротивлениях (рис. 1, а), либо непосредственным вычитанием этих токов (рис. 1, б).

На рис. 1 представлены принципиальные схемы измерительных преобразователей мощности, из которых видно, что работа схемы сравнения напряжений описывается уравнениями:

$$\left. \begin{array}{l} |u_E + u_i| = f(i_1) + ri_1 - R_i i_B; \\ |u_E - u_i| = f(i_2) + ri_2 + R_i i_B. \end{array} \right\} \quad (2)$$

а работа схемы сравнения токов:

$$\left. \begin{array}{l} |u_E + u_i| = f(i_1) + ri_1 + R_i i_B; \\ |u_E - u_i| = f(i_2) + ri_2 - R_i i_B. \end{array} \right\} \quad (3)$$

В уравнениях (2) и (3)

$f(i_1)$, $f(i_2)$ — функции, определяющие вольт-амперную характеристику нелинейного элемента;

r — линейное сопротивление, корректирующее нужным образом вольт-амперную характеристику нелинейного элемента;

i_B — ток на выходе преобразователя;

R_u , R_i — сопротивления нагрузки соответствующих преобразователей.

Если вольт-амперная характеристика нелинейного сопротивления такова, что

$$\varphi(i) = f(i) + ri = A\sqrt{i}, \quad (3a)$$

где A — параметр квадратичной вольт-амперной характеристики, т. е. нелинейный элемент совместно с линейным сопротивлением r является квадратором, то преобразователь мощности со сравнением напряжений точно реализует зависимость (1) только при холостом ходе преобразователя ($R_u = \infty$):

$$i_B = \frac{r}{A^2} [(u_E + u_i)^2 - (u_E - u_i)^2],$$

а преобразователь со сравнением токов — только при коротком замыкании ($R_i = 0$):

$$i_B = \frac{1}{A^2} [(u_E + u_i)^2 - (u_E - u_i)^2].$$

О возможности точного преобразования мощности на нелинейных сопротивлениях. В общем случае измерительные преобразователи мощности на квадраторах не могут точно реализовать зависимости (1). Действительно, по схемам рис. 1 с учетом (3а) легко определить, что выходной ток преобразователя со сравнением напряжений равен:

$$i_B = \frac{1}{\left(2 + \frac{R_u}{r}\right) A^2} \frac{(u_E + u_i)^2 - (u_E - u_i)^2}{1 - \frac{a_1}{2} \{|u_E + u_i| + |u_E - u_i|\}}, \quad (4)$$

а со сравнением токов:

$$i_B = \frac{1}{A^2} \frac{(u_E + u_i)^2 - (u_E - u_i)^2}{1 + \frac{a_2}{2} \{|u_E + u_i| + |u_E - u_i|\}}, \quad (5)$$

где

$$a_1 = \frac{4r}{\left(2 + \frac{R_u}{r}\right) A^2}; \quad (6) \quad a_2 = \frac{4R_i}{A^2}. \quad (7)$$

Из (4) и (5) видно, что измерительные преобразователи мощности на квадраторах в общем случае принципиально не могут обеспечить точного преоб-

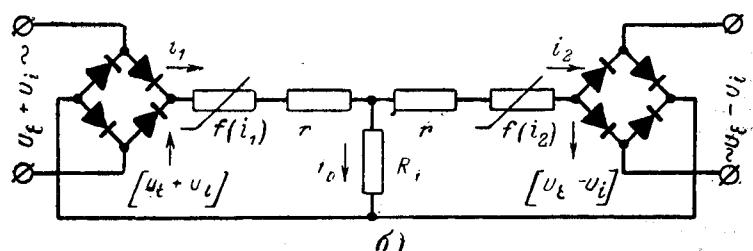
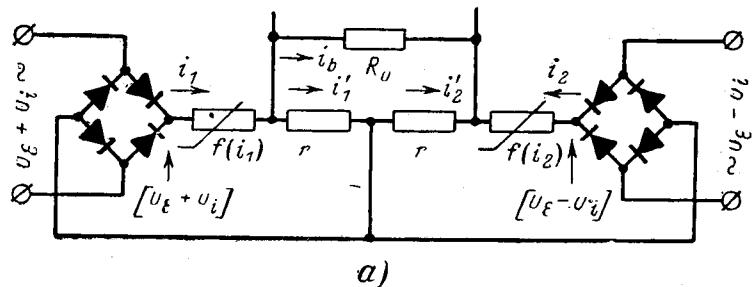


Рис. 1. Принципиальные схемы умножения электрических напряжений на квадраторах.

а — схема сравнения напряжений; б — схема сравнения токов.

разования мощности в пропорциональное ей напряжение или ток. Естественно, возникает вопрос: возможно ли подобрать такую вольт-амперную характеристику нелинейного элемента, при которой преобразование мощности будет точным?

Для ответа на этот вопрос рассмотрим схему рис. 1, а и, введя обозначения:

$$|u_E + u_i| = u_1;$$

$$|u_E - u_i| = u_2,$$

после вычитания левых и правых частей уравнений (2) запишем:

$$u_1 - u_2 = f(i_1) - f(i_2) + r(i_1 - i_2) - 2ri_B. \quad (8)$$

Очевидно, точное преобразование мощности с помощью схемы рис. 1, а возможно в том случае, если вольт-амперная характеристика нелинейного элемента будет описываться такой функцией $f(i)$, при которой решением (8) явится функция:

$$i_B = k(u_1^2 - u_2^2). \quad (9)$$

Для определения функции $f(i)$ из (8) и (9) с учетом того, что (см. рис. 1, а):

$$i_1 - i_2 = \left(2 + \frac{R_u}{r}\right)i_B,$$

получим функциональное уравнение:

$$f(i_1) - f(i_2) = (u_1 - kR_u u_1^2) - (u_2 - kR_u u_2^2). \quad (10)$$

Из (10) легко видеть, что для удовлетворения условия (9) необходимо, чтобы:

$$f(i_1) = u_1 - kR_u u_1^2 + F(u_1 u_2), \quad (11)$$

где $F(u_1 u_2)$ — некоторая симметрическая функция переменных напряжений u_1 и u_2 .

Подставив (11) в первое уравнение (2), получим:

$$i_1 = k\left(\frac{R_u}{r} + 1\right)u_1^2 - ku_2^2 - \frac{1}{r}F(u_1 u_2). \quad (12)$$

Уравнения (11) и (12) определяют функцию $f(i_1)$ двумя независимыми переменными u_1 и u_2 в параметрической форме, которая может обеспечить точное преобразование мощности в схеме рис. 1, а. Аналогично можно определить функцию $f(i_1)$ для точного преобразования мощности в схеме рис. 1, б.

Необходимым условием физической реализуемости вольт-амперной характеристики нелинейного элемента, определяемой функцией $f(i)$ [(11) и (12)], является однозначная зависимость между током в нелинейном элементе и напряжением $f(i)$ на нем. Следовательно, если u_1 и u_2 меняются так, что функция $f(i_1)$ остается постоянной, то функция $i_1(u_1 u_2)$ (12), при любых значениях u_1 и u_2 , принадлежащих области постоянства $f(i_1)$, должна оставаться постоянной. Покажем, что это условие не выполняется. Действительно, из уравнения (12) имеем:

$$i_1 r = u_1 + kr(u_1^2 - u_2^2) - f(i_1). \quad (13)$$

Если функция $f(i_1)$ постоянна, то ток i_1 , будет неизменным в случае, когда

$$u_1 + kr(u_1^2 - u_2^2) = B = \text{const}. \quad (14)$$

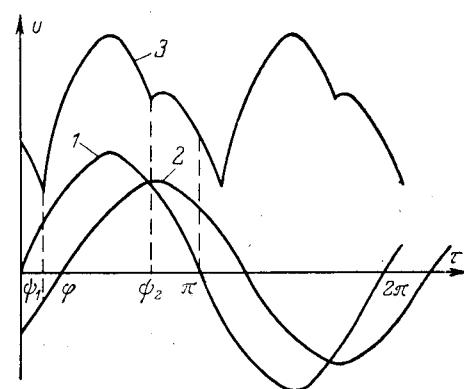


Рис. 2. Кривые изменения напряжений в измерительных преобразователях мощности:

$$\begin{aligned} 1 - u_E &= U_{Em} \sin \tau; \\ 2 - u_i &= U_{im} \sin(\tau - \varphi); \\ 3 - |u_E + u_i| + |u_E - u_i| &= f(\tau). \end{aligned}$$

С другой стороны, постоянство функции $f(i_1)$ обеспечивается областью изменения напряжений u_1 и u_2 , определяемой уравнением (11) при

$$u_1 - kR_u u_1^2 - F(u_1 u_2) = C = \text{const}, \quad (15)$$

где B и C — постоянные величины.

Очевидно, условия (14) и (15) совместимы только при определенных значениях u_1 и u_2 , а не во всей области, определяемой (15). Таким образом физическая реализация нелинейного элемента с вольт-амперной характеристикой, обеспечивающей точное преобразование мощности в схемах рис. 1, невозможна. В этом случае не могут помочь и диодные функциональные преобразователи, позволяющие набрать различные вольт-амперные характеристики.

Оценка теоретических погрешностей преобразователей. Большой практический интерес представляет оценка минимально возможных погрешностей измерительных преобразователей мощности в самом благоприятном случае, когда условие (3а) точно выполняется, квадраторы идентичны, а напряжение и ток контролируемой цепи синусоидальны:

$$\left. \begin{aligned} u_E &= U_{Em} \sin \tau; \\ u_i &= U_{im} \sin(\tau - \varphi); \\ \tau &= \omega t, \end{aligned} \right\} \quad (16)$$

где U_{Em} — амплитудные значения напряжений u_E и u_i ;

φ — угол сдвига фаз между напряжением и током контролируемой цепи.

Погрешность преобразователей может быть определена из уравнений (4) и (5), если учесть, что (рис. 2):

$$\left. \begin{aligned} \text{при } 0 \leq \tau \leq \psi_1 \quad |u_E + u_i| + |u_E - u_i| &= -2u_i; \\ \text{при } \psi_1 \leq \tau \leq \psi_2 \quad |u_E + u_i| + |u_E - u_i| &= 2u_E; \\ \text{при } \psi_2 \leq \tau \leq \pi \quad |u_E + u_i| + |u_E - u_i| &= 2u_i, \end{aligned} \right\} \quad (17)$$

где углы ψ_1 и ψ_2 определяются из уравнений:

$$U_{Em} \sin \psi_1 + U_{im} \sin(\psi_1 - \varphi) = 0;$$

$$U_{Em} \sin \psi_2 - U_{im} \sin(\psi_2 - \varphi) = 0,$$

$$\text{т. е. } \left. \begin{aligned} \psi_1 &= \arctg \frac{U_{i_m} \sin \varphi}{U_{E_m} + U_{i_m} \cos \varphi}; \\ \psi_2 &= \pi - \arctg \frac{U_{i_m} \sin \varphi}{U_{E_m} - U_{i_m} \cos \varphi}. \end{aligned} \right\} \quad (18)$$

Из (4), (16) и (17) определяем среднее значение выходного тока I_B преобразователя мощности, собранного по схеме сравнения напряжений:

$$I_B = \frac{4U_{E_m}U_{i_m}}{\pi A^2 \left(2 + \frac{R_u}{r}\right)} \left\{ \int_0^{\psi_1} \frac{\cos \varphi - \cos(2\tau - \varphi)}{1 + a_1 U_{i_m} \sin(\tau - \varphi)} d\tau + \int_{\psi_1}^{\psi_2} \frac{\cos \varphi - \cos(2\tau - \varphi)}{1 - a_1 U_{E_m} \sin \tau} d\tau + \int_{\psi_2}^{\pi} \frac{\cos \varphi - \cos(2\tau - \varphi)}{1 - a_1 U_{i_m} \sin(\tau - \varphi)} d\tau \right\}. \quad (19)$$

Прежде чем раскрыть (19) оценим величины $a_1 U_{E_m}$ и $a_1 U_{i_m}$, для чего воспользуемся результатами [Л. 2]:

$$\left. \begin{aligned} r &= \frac{u_m}{i_m} (0,585\beta + 1,2\gamma - \alpha); \\ A &= \frac{u_m}{i_m^2} (1,56\beta + 2,14\gamma); \\ \frac{\gamma}{\beta} &= -0,37, \end{aligned} \right\} \quad (20)$$

где u_m и i_m — предельные значения напряжения и тока нелинейного элемента;
 α, β, γ — относительные значения коэффициентов аппроксимации вольт-амперной характеристики нелинейного элемента.

Если учесть, что при максимальной выходной мощности преобразователя, соответствующей номинальному режиму контролируемой цепи при $\cos \varphi = 1$

$$U_{E_m}^H = U_{i_m}^H = \frac{1}{2} A \sqrt{i_m} = \frac{u_m}{2} (1,56\beta + 2,14\gamma), \quad (21)$$

где $U_{E_m}^H$ и $U_{i_m}^H$ — напряжения при номинальном режиме, то из (4), (20) и (21) легко определить:

$$a_1 U_{E_m}^H = a_1 U_{i_m}^H = \frac{2}{2 + \frac{R_u}{r}} \left(0,158 - 1,3 \frac{\alpha}{\beta} \right). \quad (22)$$

Согласно [Л. 2], а также исследованию ряда вольт-амперных характеристик нелинейных сопротивлений

$$\alpha = -(0,12 \div 0,3); \quad \beta = (1,8 \div 2,05); \\ \gamma = -(0,66 \div 0,76).$$

При максимальной выходной мощности преобразователя $R_u = 2r$ [Л. 2], следовательно

$$a_1 U_{E_m}^H = a_1 U_{i_m}^H = (0,12 \div 0,175). \quad (23)$$

При таких значениях величин

$$\frac{1}{1 + a_1 U_{E_m} \sin \tau} \approx 1 - a_1 U_{E_m} \sin \tau. \quad (24)$$

Среднее значение выходного тока преобразователя мощности со сравнением напряжений определится из (19) и (21):

$$\begin{aligned} I_B &= \frac{2U_{E_m}U_{i_m}}{\pi A^2 \left(2 + \frac{R_u}{r}\right)} \left\{ \pi \cos \varphi + a_1 U_{i_m} \cos \varphi [\cos(\psi_1 - \varphi) + \right. \\ &\quad \left. + \cos(\psi_2 - \varphi)] + \frac{a_1 U_{i_m}}{2} (\cos \psi_1 + \cos \psi_2) - \right. \\ &\quad \left. - \frac{a_1 U_{i_m}}{6} [\cos(3\psi_1 - 2\varphi) + \cos(3\psi_2 - 2\varphi)] + \right. \\ &\quad \left. + a_1 U_{E_m} \cos \varphi (\cos \psi_1 - \cos \psi_2) + \frac{a_1 U_{E_m}}{2} [\cos(\psi_1 - \varphi) - \right. \\ &\quad \left. - \cos(\psi_2 - \varphi)] - \frac{a_1 U_{E_m}}{6} [\cos(3\psi_1 - \varphi) - \cos(3\psi_2 - \varphi)] \right\}. \end{aligned} \quad (25)$$

При $\cos \varphi = 1$, номинальных значениях напряжений $U_{E_m}^H$ и $U_{i_m}^H$ согласно (18) $\psi_1 = 0$, $\psi_2 = \pi$, а среднее значение выходного тока

$$I_B^H = \frac{2U_{E_m}^H U_{i_m}^H}{\pi A^2 \left(2 + \frac{R_u}{r}\right)} \left(\pi + \frac{8}{3} a_1 U_{E_m}^H \right). \quad (26)$$

Теоретическая погрешность преобразователя со сравнением напряжений на идеальных квадраторах при синусоидальных напряжениях и токе определяется из (25) и (26):

$$\Delta_i \% = \frac{I_B - I_B^H \frac{U_{E_m} U_{i_m}}{U_{E_m}^H U_{i_m}^H} \cos \varphi}{I_B^H} 100. \quad (27)$$

При $\cos \varphi = 1$

$$\Delta_i \% = \frac{800 a_1 U_{E_m} U_{i_m}}{3 U_{E_m}^H U_{i_m}^H \left(\pi + \frac{8}{3} a_1 U_{E_m}^H \right)} (U_{E_m} - U_{E_m}^H). \quad (28)$$

Из (28) видно, что при номинальном напряжении, когда $U_{E_m} = U_{E_m}^H$ и $\cos \varphi = 1$, погрешность преобразователя $\Delta_i \%$ с изменением тока (погрешность линейности) равна нулю. При номинальном токе, когда $U_{i_m} = U_{i_m}^H$, $\cos \varphi = 1$ и отклонении напряжения U контролируемой цепи от номинального значения U^H на величину $\pm \Delta u$ погрешность преобразователя $\Delta_u \%$ равна:

$$\Delta_u \% = \frac{800 (1 + \gamma) \alpha_1 U_{E_m}^H}{3 \left(\pi + \frac{8}{3} a_1 U_{E_m}^H \right)}, \quad (29)$$

где

$$\gamma = \pm \frac{\Delta u}{u^H}.$$

Принимая $a_1 U_{E_m}^H = 0,15$ определим из (29) погрешность преобразователя по напряжению при его отклонении от номинального значения на $\mp 20\%$ ($\gamma = \mp 0,2$) при максимальной выходной мощности: $\Delta_u \% = -1,8 \div +2,7\%$.

Таким образом, в преобразователях мощности на квадраторах изменения тока и напряжения вызывают совершенно различные погрешности.

Из (18) и (27) определим погрешность преобразователя, вызываемую изменением коэффициента мощности $\cos \varphi$ при $U_{E_m} = U_{i_m} = U_{E_m}^H$:

$$\Delta_{\varphi}^{\circ}/\% = \frac{100a_1U_{Em}^H}{\pi + \frac{8}{3}a_1U_{Em}^{H1}} \left[2 \cos \varphi \left(\cos \frac{\varphi}{2} + \sin \frac{\varphi}{2} - \frac{4}{3} \right) + \frac{2}{3} \cos \frac{\varphi}{2} - \sin \frac{\varphi}{2} \right]. \quad (30)$$

Исследование выражения (30) показывает, что максимальная погрешность преобразователя, изображенного на рис. 1, а, имеет место при $\cos \varphi = -0,8$, $\cos \varphi = 0$ и в случае наибольшей выходной мощности составляет соответственно $+0,9\%$ и $-1,1\%$. Погрешности преобразователя по схеме сравнения тока (рис. 1, б) определяются из тех же выражений (27), (28), (29) и (30), если в них заменить величину a_1 на a_2 , а номинальный выходной ток представить так:

$$I_b^H = \frac{2U_{Em}^H U_{Im}^H}{\pi A^2} \left(\pi - \frac{8}{3} a_2 U_{Em}^H \right). \quad (31)$$

Погрешности преобразователя со сравнением токов будут такими же, как в преобразователе со сравнением напряжений при максимальной мощности на его выходе ($R_u = 2r$), если $a_1 = a_2$, т. е. при $R_i = \frac{1}{8} R_u$.

Сравнивая (26) с (31) и учитывая (23), можно убедиться в том, что выходная мощность преобразователя со сравнением токов $P_{bi} = R_i (I_{bi}^H)^2$ в случае равенства погрешностей будет примерно в два раза больше, чем выходная мощность преобразователя со сравнением напряжений $P_{fa} = R_u (I_{fu}^H)^2$.

Погрешности рассмотренных преобразователей мощности в значительной степени зависят от мощности на их выходе. Если принять за базисную погрешность преобразователя Δ_0 со сравнением напряжения при максимальной мощности на его выходе, а за базисную мощность максимальную выходную мощность P_0 , то с учетом того, что

$$\frac{8}{3} a_1 U_{Em}^H \ll \pi \text{ и } \frac{8}{3} a_2 U_{Em}^H \ll \pi,$$

из (6), (7), (26), (29), (30) и (31) можно определить зависимость выходной мощности от погрешности преобразователя в относительных единицах:

$$\frac{P_{bu}}{P_0} = \left(2 - \frac{\Delta}{\Delta_0} \right) \frac{\Delta}{\Delta_0}; \quad (32)$$

$$\frac{P_{bc}}{P_0} = 2 \frac{\Delta}{\Delta_0}, \quad (33)$$

где $\frac{\Delta}{\Delta_0} = \frac{\Delta_u}{\Delta_{u0}} = \frac{\Delta_{\varphi}}{\Delta_{\varphi_0}}$ — относительная обобщенная погрешность преобразователей по напряжению и по коэффициенту мощности.

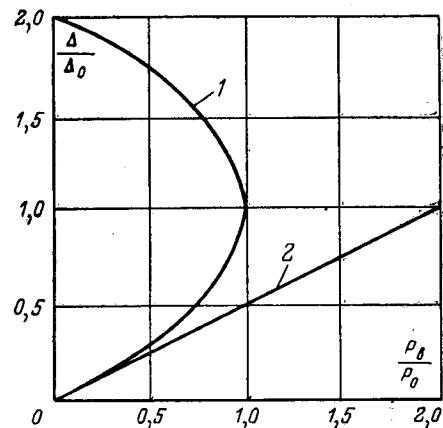


Рис. 3. Зависимость погрешностей преобразователей от выходной мощности в относительных единицах.

1 — преобразователь со сравнением напряжений; 2 — преобразователь со сравнением токов.

Зависимости (32) и (33) иллюстрируются рис. 3, из которого видно, что для уменьшения погрешностей преобразователей необходимо соответствующим образом уменьшать их выходную мощность.

Выходы. 1. Измерительные преобразователи мощности на квадраторах при наличии нагрузки на их выходе принципиально не могут обеспечить точного преобразования мощности в пропорциональные ей ток или напряжение.

2. Изменение умножаемых напряжений различно влияет на погрешность преобразователя. Если при изменении одного из сомножителей (например u_i) теоретически можно получить абсолютную линейность, то изменение другого (u_e) вызывает значительную погрешность преобразования.

3. При одинаковых погрешностях выходная мощность преобразователя со сравнением токов больше, чем у преобразователя со сравнением напряжений.

4. Анализ показывает, что, если даже не учитывать неидентичности квадраторов и отклонения их вольт-амперных характеристик от идеальных, теоретически при реально необходимых выходных мощностях погрешности преобразователей при изменении напряжения на $\pm 20\%$ составят величину порядка 1% , а при изменении $\cos \varphi$ от 0,5 до 1,0 — порядка $0,5\%$.

Литература

1. Вартельский В. Е., Ваттметр на нелинейных сопротивлениях, Изв. электропромышленности слабого тока, 1939, № 1.
2. Бенин В. Л., Ваттметр на карборундовых сопротивлениях, «Автоматика и телемеханика», 1955, № 2.
3. Гинзбург С. А., Нелинейные цепи и их функциональные характеристики, Госэнергоиздат, 1958.

[20.12.1967]



Метод расчета на ЭЦВМ токов короткого замыкания, эффективно использующий матрицу узловых проводимостей

Н. М. ЖИДКИХ и канд. техн. наук С. Б. ЛОСЕВ

Энергосетьпроект

До последнего времени для расчета токов короткого замыкания на цифровых машинах использовались различные варианты метода получения матрицы узловых сопротивлений Z_y наращиванием ветвей схемы, основанные на автоматическом эквивалентировании частей схемы и исключении лишних элементов матрицы (см., например [Л. 1]). Однако эти усовершенствования метода наращивания не исчерпывают всех возможностей создания эффективных способов расчета токов короткого замыкания на ЭЦВМ, в особенности для целей релейной защиты. При этом необходимо считаться с требованием обеспечения быстрого счета одним приемом по ряду точек короткого замыкания в нескольких десятках различных режимов с учетом различных по модулю и фазе э. д. с. генераторов и комплексных сопротивлений элементов сети.

При решении задачи с использованием вычисленных элементов матрицы Z_y [Л. 1 и 2] искомый столбец напряжений узлов U_y получается по заданному столбцу токов узлов I_y следующим образом

$$U_y = Z_y I_y. \quad (1)$$

При этом элементы столбца I_y токов получаются на основании заданных э. д. с. генераторов путем преобразования каждой из последних в эквивалентные источники тока. Следует отметить, что в сложных схемах эти э. д. с. могут определяться на ЭЦВМ итерационным способом, в частности, с использованием излагаемого ниже метода. Для получения искомых напряжений узлов по (1) требуется хранение всех элементов столбцов в матрице Z_y , соответствующих узлам, к которым присоединяются эквивалентные источники тока. Таким образом, при наличии большого числа генераторов в сети не представляется возможным исключать существенное количество элементов матрицы Z_y в соответствии с алгоритмом в [Л. 1], что ограничивает объем решаемой задачи.

Ниже рассматривается решение, базирующееся на использовании метода исключения Гаусса в отношении системы уравнений.

$$I_y = Y_y U_y. \quad (2)$$

В (2) $Y_y = Z_y^{-1}$ — матрица узловых проводимостей, недиагональные элементы Y_{ij} ($i \neq j$) которой получаются непосредственно по проводимостям ветвей исходной схемы, учитывая, что

$$Y_{ij} = -Y_{ji}. \quad (3a)$$

Диагональные элементы матрицы Y_y

$$Y_{ii} = \sum_{j=0}^p Y_{ij}. \quad (3b)$$

В электрических сетях, как правило, небольшое число ветвей присоединяется к каждому узлу, а потому матрица Y_y содержит большое число нулевых элементов. Это обстоятельство используется

ниже, так же как в методе, разработанном в [Л. 3] для решения задачи потокораспределения.

Основные соотношения. Приведем электротехническую интерпретацию метода Гаусса, позволяющую физически и топологически объяснять его особенности. С точки зрения теории цепей основное действие метода — преобразование активной многолучевой звезды рис. 1, а в активный полный многоугольник рис. 1, г, в результате чего устраивается узел x и источник с током I_x . Для этого источник тока I_x с параллельно включенной ветвью $0-x$ с проводимостью Y_{0x} рис. 1, а сначала представим с помощью эквивалентного источника напряжения $E_x = Y_{0x}^{-1} I_x$ рис. 1, б, а полученную при этом пассивную многолучевую звезду $0', a, \dots, y, z$ преобразуем в пассивный полный многоугольник $0', a, \dots, y, z$ рис. 1, в известным способом [Л. 4]. При этом проводимости ветвей полного многоугольника y_{yz} зависят от проводимостей ветвей многолучевой схемы рис. 1, а и с учетом (3а) и (3б) от элементов матрицы Y_y для этой схемы

$$y_{yz} = \frac{Y_{yx} Y_{zx}}{\sum_{i=0}^p Y_{xi}} = \frac{Y_{yx} Y_{zx}}{Y_{xx}}. \quad (4)$$

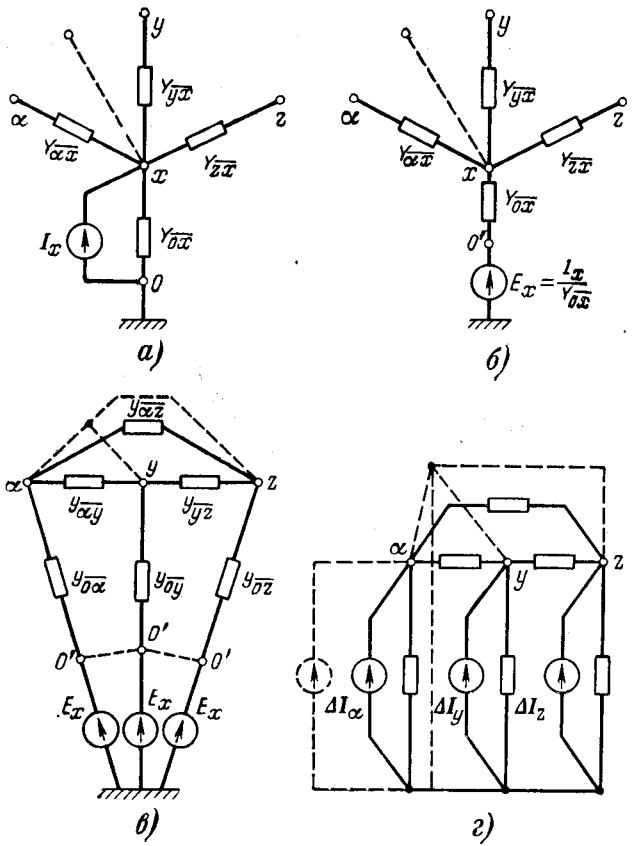


Рис. 1. Преобразование активной многолучевой схемы в полный многоугольник.

В частности, при $y = 0, z = \xi$

$$y_{\bar{0}\xi} = \frac{Y_{0x} Y_{\bar{\xi}x}}{Y_{xx}}. \quad (5)$$

Внесем э. д. с. E_x (рис. 1, б) в каждую ветвь полного многоугольника, связанную с узлом 0' (рис. 1, в), и преобразуем источник напряжения E_x с последовательно включенной ветвью $(0' - a, \dots, 0' - y, 0' - z)$ с проводимостью $y_{\bar{0}\xi}$ ($\xi = a, \dots, y, z$) в эквивалентный источник тока ΔI_ξ (рис. 1, г) [Л. 4]

$$\Delta I_\xi = y_{\bar{0}\xi} E_x = \left(\frac{Y_{0x} Y_{\bar{\xi}x}}{Y_{xx}} \right) \left(\frac{I_x}{Y_{0x}} \right) = \frac{Y_{\bar{\xi}x}}{Y_{xx}} I_x. \quad (6)$$

Описываемый метод расчета основывается на том, что исходная схема с p узлами приводится к виду схемы с одним узлом (а именно с узлом p) путем последовательного устранения по одному узлу в возрастающем порядке $(1, 2, \dots, p-1)$ с использованием многократно — $(p-1)$ раз — приведенного выше преобразования рис. 1. Этапы преобразования простой сети приведены на рис. 2.

Из рис. 2 видно, что на x -м этапе расчета при устранении очередного узла x ($x=1, 2, 3, 4, 5$) исходной является схема предыдущего $(x-1)$ -го этапа преобразования, содержащая $(p-x+1)$ узлов, т. е. узлы $x, x+1, \dots, p$. При этом в результате преобразования многолучевой звезды с центральным узлом x в полный многоугольник в соответствии с рис. 1 появляются ветви между всеми сочетаниями из двух узлов, смежных с x , включая базисный узел, в схеме $(x-1)$ -го этапа преобразования.

Проводимости вновь появляющихся ветвей $y_{yz}^{(x)}$ по (4) и токи ΔI_ξ во вновь появляющихся источниках по (6), показанных на рис. 2, б, г, е, з, к пунктиром, объединяются с параллельно включенными элементами в схеме $(x-1)$ -го этапа преобразования для получения схемы x -го этапа преобразования (рис. 2, в, д, ж, и, л). При этом

$$Y_{yz}^{(x)} = Y_{yz}^{(x-1)} + y_{yz}^{(x)}, \quad (7)$$

$$I_\xi^{(x)} = I_\xi^{(x-1)} + \Delta I_\xi^{(x)}. \quad (8)$$

Следует отметить, что для схемы каждого этапа преобразования можно составить уравнения типа (2). При этом устранение по одному узлу в этой схеме приводит к сокращению порядка матрицы на единицу. Например, после устранения узла x

$$\begin{bmatrix} I_{x+1}^{(x)} \\ \vdots \\ I_i^{(x)} \\ \vdots \\ I_p^{(x)} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Y_{x+1, x+1}^{(x)} & \dots & Y_{x+1, i}^{(x)} & \dots & Y_{x+1, p}^{(x)} \\ \vdots & \ddots & \vdots & \ddots & \vdots \\ Y_{i, x+1}^{(x)} & \dots & Y_{ii}^{(x)} & \dots & Y_{ip}^{(x)} \\ \vdots & \ddots & \vdots & \ddots & \vdots \\ Y_{p, x+1}^{(x)} & \dots & Y_{pi}^{(x)} & \dots & Y_{pp}^{(x)} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} U_{x+1} \\ \vdots \\ U_i \\ \vdots \\ U_p \end{bmatrix} \quad (9)$$

Уравнения (9) могут быть получены на основании аналогичной системы уравнений для схемы $(x-1)$ -го этапа преобразования

$$\begin{bmatrix} I_x^{(x-1)} \\ \vdots \\ I_i^{(x-1)} \\ \vdots \\ I_p^{(x-1)} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Y_{xx}^{(x-1)} & \dots & Y_{xi}^{(x-1)} & \dots & Y_{xp}^{(x-1)} \\ \vdots & \ddots & \vdots & \ddots & \vdots \\ Y_{ix}^{(x-1)} & \dots & Y_{ii}^{(x-1)} & \dots & Y_{ip}^{(x-1)} \\ \vdots & \ddots & \vdots & \ddots & \vdots \\ Y_{px}^{(x-1)} & \dots & Y_{pi}^{(x-1)} & \dots & Y_{pp}^{(x-1)} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} U_x \\ \vdots \\ U_i \\ \vdots \\ U_p \end{bmatrix} \quad (10)$$

путем определения U_x решением первой строки (10), т. е.

$$U_x = \frac{1}{Y_{xx}^{(x-1)}} [I_x^{(x-1)} - Y_{x, x+1}^{(x-1)} U_{x+1} - \dots - Y_{x, p}^{(x-1)} U_p]. \quad (11)$$

Подставляя (11) в остальные строки (10) с учетом (3), получим соотношения, совпадающие с (7) и (8)

$$Y_{yz}^{(x)} = -Y_{yz}^{(x-1)} = Y_{yz}^{(x-1)} - \frac{Y_{yx}^{(x-1)} Y_{zx}^{(x-1)}}{Y_{xx}^{(x-1)}}, \quad (12)$$

$$I_\xi^{(x)} = I_\xi^{(x-1)} - \frac{Y_{\xi x}^{(x-1)}}{Y_{xx}^{(x-1)}} I_x^{(x-1)}. \quad (13)$$

После устранения узла $p-1$ в схеме остается всего один узел с номером p (см. рис. 2, л). В этой схеме

$$I_p^{(p-1)} = Y_{pp}^{(p-1)} U_p = Y_{0p}^{(p-1)} U_p. \quad (14)$$

Ток $I_p^{(p-1)}$ и проводимость $Y_{pp}^{(p-1)} = Y_{0p}^{(p-1)}$ определяются по параметрам исходной схемы, которые участвуют в $(p-1)$ преобразованиях (рис. 2). Из (14) вычисляется U_p . Напряжение U_{p-1} можно определить по найденным напряжению U_p и току $I_{(p-1)}^{(p-2)}$ на основании уравнения, составленного по первому закону Кирхгофа для узла $(p-1)$ в схеме $(p-2)$ -го этапа преобразования (рис. 2, и). В этом случае

$$\begin{aligned} I_{p-1}^{(p-2)} &= Y_{0, p-1}^{(p-2)} U_{p-1} + Y_{p-1, p}^{(p-2)} (U_{p-1} - U_p) = \\ &= Y_{p-1, p-1}^{(p-2)} U_{p-1} - Y_{p-1, p}^{(p-2)} U_p. \end{aligned} \quad (15)$$

Отсюда с учетом (3)

$$\begin{aligned} U_{p-1} &= \frac{1}{Y_{p-1, p-1}^{(p-2)}} [I_{p-1}^{(p-2)} + Y_{p-1, p}^{(p-2)} U_p] = \\ &= \frac{1}{Y_{p-1, p-1}^{(p-2)}} [I_{p-1}^{(p-2)} - Y_{p-1, p}^{(p-2)} U_p]. \end{aligned} \quad (16)$$

Для получения U_i требуется составить уравнение по первому закону Кирхгофа для узла i в схеме $(i-1)$ -го этапа преобразования (рис. 2, в, д, ж) [или, что то же, исходить из первой строки системы уравнений типа (9) или (10) для схемы $(i-1)$ -го этапа преобразования] и использовать ранее найденные напряжения $U_p, U_{p-1}, \dots, U_{i+1}$, а также ток $I_i^{(i-1)}$. При этом по аналогии

$$\begin{aligned} U_i &= \frac{1}{Y_{ii}^{(i-1)}} \left[I_i^{(i-1)} + \sum_{\xi=i+1}^p Y_{i\xi}^{(i-1)} U_\xi \right] = \\ &= \frac{1}{Y_{ii}^{(i-1)}} \left[I_i^{(i-1)} - \sum_{\xi=i+1}^p Y_{i\xi}^{(i-1)} U_\xi \right]. \end{aligned} \quad (17)$$

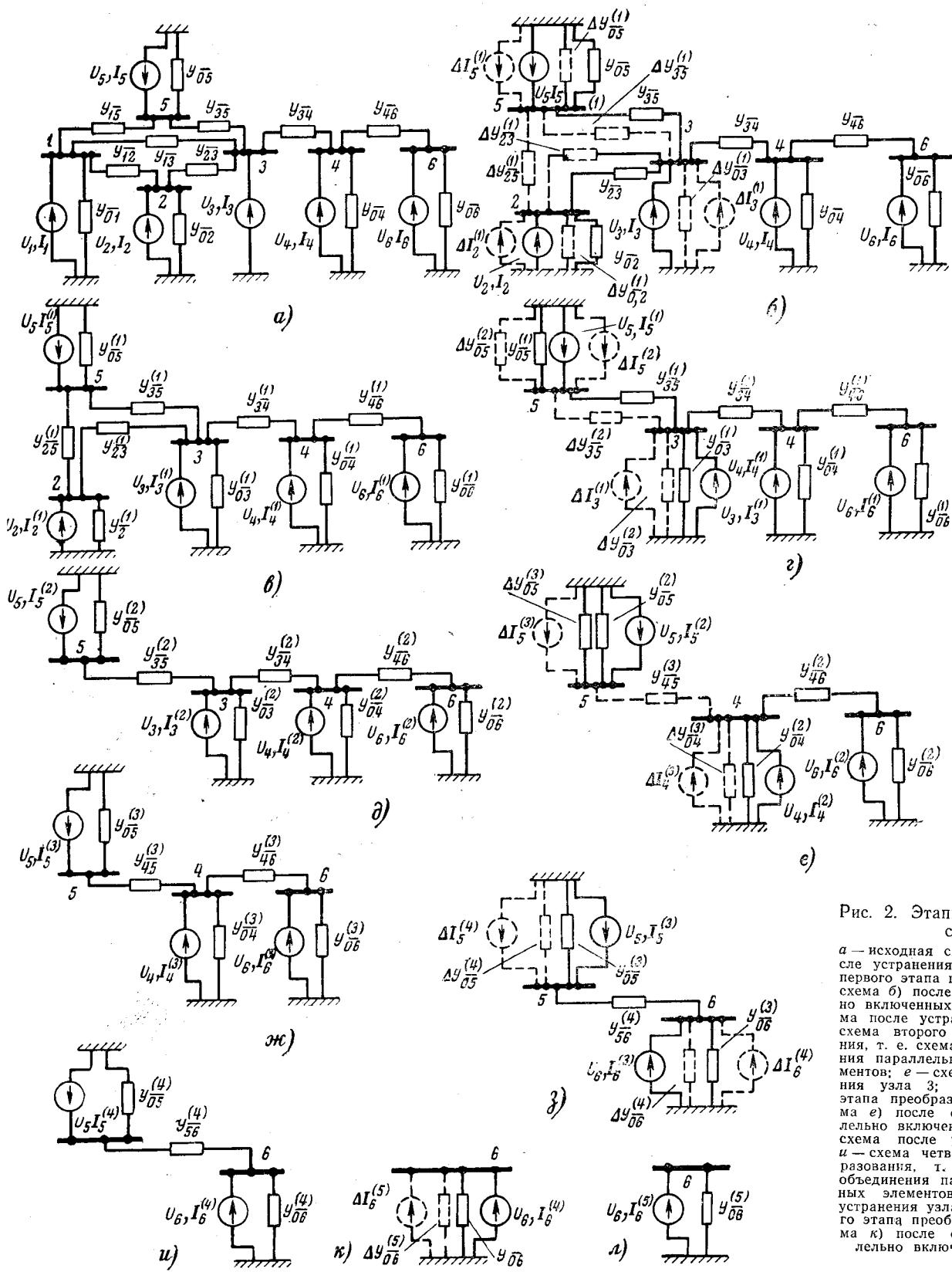


Рис. 2. Этапы преобразования схемы.

а — исходная схема; б — схема после устранения узла 1; в — схема первого этапа преобразования, т. е. схема (б) после объединения параллельно включенных элементов; г — схема после устранения узла 2; д — схема второго этапа преобразования, т. е. схема (в) после объединения параллельно включенных элементов; е — схема после устранения узла 3; ж — схема третьего этапа преобразования, т. е. схема (г) после объединения параллельно включенных элементов; з — схема после устранения узла 4; и — схема четвертого этапа преобразования, т. е. схема (ж) после объединения параллельно включенных элементов; к — схема после устранения узла 5; л — схема пятого этапа преобразования, т. е. схема (и) после объединения параллельно включенных элементов.

Из приведенных выше соотношений видно, что для вычисления искомых напряжений узлов необходимо определять и сохранять в памяти цифровой машины:

а) списки G_i проводимостей $Y_{i\xi}^{(i-1)}$ ветвей, присоединенных к узлам $i (i=1, 2, \dots, p)$ в схеме $(i-1)$ -го

этапа преобразования (как показывает опыт использования разработанной программы, число таких ветвей в одном списке G_i в среднем равно 5—6);

б) эквивалентные источники тока $I_i^{(i-1)}$, присоединенные к узлам i ($i=1, 2, \dots, p$) в схеме $(i-1)$ -го этапа преобразования (всего p значений).

Необходимость хранения лишь такого небольшого объема промежуточных результатов определяет основное преимущество рассматриваемого метода в сравнении с методами обращения матрицы Y_u или непосредственного вычисления Z_u , в которых требуется хранить $\frac{1}{2}p(p+1)$ или больше чисел.

Единственное ограничение метода — выполнение на всех этапах преобразования условия $Y_{ii}^{(i-1)} \neq 0$. В противном случае будет иметь место «деление на нуль» в (4), (5), (6), (12), (13), (16) и (17), что приведет к останову счета на цифровой машине. Этот случай возможен практически только в электрических сетях без активных сопротивлений, содержащих продольную емкость, и может быть исключен путем изменения порядка устранения узлов.

Для определения списков G_i напрашивается решение, выполняющее действие в той последовательности, в которой осуществлены преобразования на рис. 2. При этом на данном этапе преобразования в памяти машины должны иметься все ветви соответствующей схемы, которые получаются на основании ветвей схемы для предыдущего этапа преобразования. Однако такой способ решения связан с определенными логическими трудностями по правильной расстановке вновь появляющихся ветвей, не имеющих параллельно им ветвей в схеме предыдущего этапа преобразования (например, пунктирная ветвь 2-5 на рис. 2,б). В связи с этим определение списков G_i производится в $p-1$ этапов, при этом на каждом этапе определяется список G_i проводимостей ветвей, присоединенных к узлу i ($i=1, 2, \dots, p$) на $(i-1)$ -м этапе преобразования, т. е. к моменту устранения i -го узла. Для получения списка G_i используются проводимости в ранее полученных списках G_j , $j=1, 2, \dots, i-1$.

Список G_1 содержит проводимости ветвей, присоединенных к узлу 1 в исходной схеме. Для получения списка G_2 сначала записываются проводимости ветвей $Y_{\bar{2}a}, \dots, Y_{\bar{2}y}, Y_{\bar{2z}}$ исходной схемы, присоединенные к узлу 2, в ячейки с номерами a, \dots, y, z предварительно очищенного массива B из p ячеек. Затем учитываются дополнительные ветви, присоединяющиеся к узлу 2 в результате устранения первого узла. Проводимости дополнительных ветвей вычисляются по формуле (4) на основании проводимостей списка G_1 и прибавляются к соответствующим проводимостям массива B (см. переход от рис. 2,б к рис. 2,в).

Такой способ требует вычисления проводимостей только таких дополнительных ветвей, которые присоединены к узлу 2 (см. ветви 2-0, 2-3 и 2-5, показанные пунктиром на рис. 2,б). Интересно отметить, что если отсутствует ветвь 1-2 в исходной схеме, то дополнительные ветви, присоединенные к узлу 2, не появятся.

Полученные таким способом ненулевые элементы в массиве B составляют строку проводимостей G_2 , которые хранятся отдельно.

Аналогичным образом определяются остальные списки G_i проводимостей.

Определение эквивалентных источников тока $I_i^{(i-1)}$, присоединенных к узлу i на $(i-1)$ -м этапе преобразования, осуществляется следующим образом. Сначала в предварительно очищенный массив B засыпаются источники тока исходной схемы. В результате устраниния 1-го узла появляются дополнительные источники тока, присоединенные к узлам, смежным с первым (рис. 2,б). Значения указанных источников вычисляются по формуле (6) с использованием проводимостей только из списка G_1 и затем суммируются с соответствующими величинами из массива B . В результате получается искомое значение тока $I_2^{(1)}$.

При устраниении узла 2 появляются дополнительные источники тока в узлах, смежных с ним (рис. 2,в), значения которых вычисляются по формуле (6) с использованием проводимости только из списка G_2 . Полученные величины суммируются с имеющимися к данному моменту величинами в массиве B . В результате получается искомое значение тока $I_3^{(2)}$. Аналогично определяются значения остальных источников тока

$$I_i^{(i-1)} (i = 4, \dots, p).$$

Искомые напряжения в узлах определяются следующим образом. Вначале вычисляется напряжение U_p на основании тока $I_p^{(p-1)}$ и проводимости $Y_{pp}^{(p-1)} = Y_{\bar{0}p}^{(p-1)}$ в списке G_p . Найденное напряжение записывается на p -м месте в массиве B . На основании тока $I_{p-1}^{(p-2)}$ проводимостей из списка G_{p-1} и найденного напряжения U_p определяется напряжение U_{p-1} по формуле (16), являющейся частным случаем формулы (17). Найденное напряжение записывается в ячейку с номером $p-1$ массива B . Аналогичным образом по формуле (17) вычисляются напряжения U_{p-2}, \dots, U_2, U_1 . В результате в массиве B получаются все искомые напряжения.

Нумерация узлов схемы существенно влияет на количество элементов в списках G_i . Так как количество элементов в списке равняется числу ветвей, отходящих от узла i к моменту его устраниния (см. рис. 2), то оно складывается из ветвей исходной схемы и дополнительно появившихся ветвей, т. е. не имеющих параллельных в исходной схеме (рис. 2,б, пунктирная ветвь 2-5). Отсюда следует, что уменьшение числа элементов в списке G_i может быть достигнуто только путем уменьшения второго слагаемого. Как видно из рис. 1, появление большого количества дополнительных ветвей наиболее вероятно при наличии большого количества ветвей, присоединяемых к устранием узлу. Причем появление дополнительных ветвей на данном этапе преобразования приводит к «цепной реакции» в части образования дополнительных ветвей на последующих этапах. Отсюда напрашивается следующий простейший для осуществления способ нумерации узлов, который вместе с тем приводит к появлению весьма небольшого количества дополнительных ветвей. Номер 1 присваивается узлу, к которому присоединяется наименьшее число ветвей, свя-

зывающих его с другими узлами, помимо базисного (параллельные ветви считаются за одну). Номер 2 присваивается узлу, который также имеет минимальное число таких связей; при этом не принимается во внимание ветви, связывающая его с узлом 1, если таковая имеется.

Таким образом, в общем случае номер i присваивается узлу, имеющему минимальное количество связей в исходной схеме при неучете возможных связей с ранее занумерованными (устраненными) узлами 1, 2, ..., $i-1$.

Особенности решения. Изложенный выше метод применим для расчета всех видов короткого замыкания. Рассмотрим ход решения на примере трехфазного короткого замыкания. Указанный расчет целесообразно выполнять наложением составляющих нагрузочного режима (н) и дополнительного режима короткого замыкания (д). При этом для каждого режима работы сети расчеты выполняются в следующей последовательности.

1. Производится корректировка проводимостей ветвей исходной схемы для учета изменений в рассматриваемом режиме в сравнении с основным режимом.

2. Определяются списки проводимостей G_i .

3. По заданному столбцу эквивалентных источников тока в исходной схеме, соответствующих заданным э. д. с. генераторов, и по найденным спискам проводимостей G_i определяются сначала токи $I_i^{(i-1)}$, а затем с их помощью столбец напряжений узлов в нагрузочном режиме $U_y^{(n)}$.

4. Для определения столбца напряжений в дополнительном режиме $U_y^{(d)}$ при коротком замыкании в узле k задается столбец токов I_y в виде:

$$I_y = \begin{bmatrix} 1 & 2 & \dots & k & \dots & p \\ 0 & 0 & \dots & 1 & \dots & 0^t \end{bmatrix}$$

Выполняя действия по аналогии с п. 3, получаем относительные значения $U_y^{(d)}$ искомых напряжений $U_y^{(d)}$. В соответствии с граничными условиями для точки короткого замыкания $U_k^{(n)} + U_k^{(d)} = 0$. Отсюда следует, что необходимо умножить k -й элемент столбца $U_y^{(d)}$ на коэффициент $-\frac{U_k^{(n)}}{U_k^{(d)}} = I_{k,z}$, а потому в соответствии с правилом о пропорциональных величинах

$$U_y^{(d)} = -\frac{U_k^{(n)}}{U_k^{(d)}} U_y^{(n)} \quad (18)$$

и

$$U_y = U_y^{(n)} - \frac{U_k^{(n)}}{U_k^{(d)}} U_y^{(n)}. \quad (19)$$

Искомые токи ветвей определяются по найденным в (19) результирующим напряжениям узлов.

Для каждой точки короткого замыкания в рассматриваемом режиме повторяется лишь расчет по п. 4. Указанное выше решение в отличие от расчета по заданным э. д. с. позволяет экономить действия по получению списков G_i вновь для каждой точки короткого замыкания (такой расчет требовал

бы в связи с изменением конфигурации сети в результате заземления соответствующей точки короткого замыкания).

Следует отметить, что при принятом способе решения имеется возможность ускорить многократно повторяющиеся действия по получению эквивалентных источников тока $I_i^{(i-1)}$ в расчете дополнительного режима (см. п. 4). Поскольку в исходной схеме ток в узлах $1, 2, \dots, (k-1)$ равен нулю [см. (18)], эквивалентные источники тока $I_i^{(i-1)}$ при $i < k$ также равны нулю, а потому схема на $(k-1)$ -м этапе преобразования можно использовать в качестве исходной для вычисления оставшихся $(p-k+l)$ токов $I_i^{(i-1)}, i \geq k$.

Расчет несимметричных коротких замыканий имеет ряд особенностей (необходимость учета взаимоиндукции, наличие схем прямой, обратной и нулевой последовательностей), которые будут рассмотрены в отдельной статье.

В заключение необходимо отметить, что программа, разработанная по приведенному выше методу, обладает хорошими параметрами по времени счета. Например, на цифровой машине типа Урал-2 потребуется примерно 0,5 p сек для получения всех списков G_i (п. 2) и от 0,05 p до 0,1 p сек для выполнения действий в соответствии с п. 4 для каждой точки короткого замыкания.

Таким образом, для сети с 100 узлами потребуется всего 50 сек для получения списков проводимостей, которые вновь должны определяться при переходе к очередному режиму работы сети. Представляется, что это время незначительно в сравнении с временем для пересчета матрицы Z_y , что требуется для аналогичного перехода при использовании метода получения элементов этой матрицы. К тому же следует добавить, что время определения $U_y^{(d)}$ для одной точки короткого замыкания в сети с 100 узлами составляет 5–10 сек. Аналогичный расчет в методе, использующем матрицу Z_y , отсутствует. В связи с этим рассматриваемый метод решения задачи имеет максимальные достоинства при необходимости рассмотрения по несколько точек короткого замыкания в многочисленных режимах, что соответствует объему расчетов для релейной защиты. При этом следует подчеркнуть, что количество промежуточных результатов, которое должно храниться, а также точность окончательных результатов не зависит от числа рассматриваемых режимов.

Литература

1. Жидких Н. М. и Лосев С. Б., Алгоритм и универсальная программа для комплексного расчета на ЭЦВМ «Урал-2» всех видов коротких замыканий в сложных сетях, «Электричество», 1967, № 5.

2. Жидких Н. М. и Лосев С. Б., Алгоритм и программа расчета на ЭЦВМ «Урал-2» трехфазных коротких замыканий в сложных сетях для релейной защиты, сб. «Релейная защита и автоматика энергосистем», изд-во «Энергия», 1966.

3. N. Sato, W. F. Tinney, Techniques for Exploiting the Sparsities of the Network Admittance Matrix IEEE Trans. on Power Apparatus and Systems, 1963, № 69.

4. Ионкин П. А., Мельников Н. А. и др., Основы теории цепей, «Высшая школа», 1965.

[10.7.1968]

Зависимость индуцированного напряжения от параметров системы энергоснабжения и электровозов

Канд. техн. наук И. В. ПАВЛОВ

Всесоюзный научно-исследовательский институт железнодорожного транспорта

Электрифицированные железные дороги переменного тока оказывают значительное индуктивное опасное влияние на расположенные вдоль них воздушные и кабельные линии связи, а также другие металлические коммуникации. Это влияние обусловлено прохождением по тяговой сети переменного тока, который создает в окружающем пространстве изменяющееся магнитное поле.

В условиях эксплуатации электрифицированного участка с изменением места расположения электровозов и их нагрузок опасные напряжения, индуцированные в протяженной коммуникации, непрерывно изменяются. Наибольший практический интерес представляет определение максимального индуцированного напряжения, так как эта величина характеризует степень опасности для обслуживающего персонала и оборудования.

На величину этого напряжения оказывают влияние параметры системы энергоснабжения, определяющие возможную наибольшую нагрузку электровозов на рассматриваемом участке: сопротивление тяговой сети, наличие устройств автоматического регулирования напряжения на шинах тяговых подстанций под нагрузкой (АРПН), применение устройств поперечной и продольной емкостной компенсации, а также $\cos \phi$ электровозов.

Действующее значение напряжения, индуцированного тяговой сетью в протяженной коммуникации, расположенной в пределах одностороннего питания, может быть вычислено по формуле [Л. 1]:

$$U = k_{\Phi} z_{ka} v_r r_p r_{ob} r_{jk} r_c I_{ekv} l_a, \quad (1)$$

где k_{Φ} — коэффициент, учитывающий форму индуцированного напряжения; при рабочем режиме для воздушных линий, оболочки кабеля и других неэкранированных коммуникаций $k_{\Phi}=1,15$, а для жил длинных кабелей с металлической оболочкой $k_{\Phi}=1$;

z_{ka} — полное погонное сопротивление взаимоиндукции между контактной сетью и коммуникацией, $\text{ом}/\text{км}$;

r_p — коэффициент экранирующего действия рельсов;

r_{ob} — коэффициент защитного действия оболочки кабеля;

r_{jk} — коэффициент экранирующего действия соседних жил кабеля;

r_c — то же для оболочек соседних кабелей (при прокладке нескольких кабелей);

I_{ekv} — эквивалентный влияющий ток, a ;

v_r — коэффициент, характеризующий волновой процесс в коммуникации, подверженной влиянию.

$$v_r = \left| \frac{\operatorname{ch} \gamma a l_a \operatorname{sh} \frac{\gamma a l_a}{2}}{\gamma a l_a \operatorname{ch} \gamma a l_a} \right|,$$

γ_a — постоянная распространения для защищаемой коммуникации $1/\text{км}$;

l_e — расстояние от середины длины сближения до конца коммуникации, км ;

l — длина коммуникации, км ;

l_a — длина сближения коммуникации с тяговой сетью, км .

Как следует из формулы (1), индуцированное напряжение пропорционально эквивалентному влияющему току I_{ekv} , под которым подразумевается ток, одинаковый по всей длине сближения и индуцирующий в коммуникации такое же опасное напряжение, как и все токи в тяговой сети при их ступенчатом распределении вдоль нее.

Формула (1) справедлива при неизменном расположении коммуникации относительно всех элементов тяговой сети на длине l_a , а также для постоянной проводимости земли. В условиях сложного сближения коммуникации с тяговой сетью и при изменении проводимости земли вдоль ее трассы обычно в расчетах принимают в формуле (1) усредненные величины z_{ca} , r_p и r_{ob} [Л. 2].

Для определения индуцированного напряжения в коммуникации целесообразно использовать аналогию, существующую между этой величиной и значением падения напряжения в тяговой сети.

Действительно, максимальное падение напряжения в тяговой сети на длине l_a до токоприемника электровоза, наиболее удаленного от питающей тяговой подстанции, при одностороннем питании определяется по формуле:

$$\Delta U_{ct \max} = z_{ct} \left(\sum_1^m I_i l_i \right)_{\max},$$

где z_{ct} — полное погонное сопротивление тяговой сети, $\text{ом}/\text{км}$;

I_i — ток, потребляемый i -электровозом, a ;

m — количество электровозов, находящихся одновременно на участке, ограниченном началом сближения коммуникации и концом фидерной зоны;

l_i — плечо нагрузки i электровоза на длине l_a относительно начала сближения коммуникации, км .

Выражение для определения наибольшей величины напряжения, индуцированного в коммуникации при той же тяговой нагрузке, имеет следующий вид:

$$U = k_{\Phi} z_{ka} v_r r_p r_{ob} r_{jk} r_c \left(\sum_1^m I_i l_i \right)_{\max}.$$

Из сопоставления видно, что обе рассмотренные величины пропорциональны максимальному значению суммы моментов токов электровозов.

Используя аналогию между величиной индуцированного напряжения и падением напряжения

в тяговой сети ΔU_{ct} на длине сближения, из выражения (1) получим [Л. 1]:

$$I_{ekv} = \frac{\Delta U_{ct \max}}{z_{ct} l_a}. \quad (2)$$

Соотношение между потерей и падением напряжения в тяговой сети на рассматриваемом участке может быть получено при различных допущениях на основании векторной диаграммы, представленной на рис. 1, б.

При построении этой диаграммы принято, что фазовый угол между током I_m электровоза, расположенного в конце участка (рис. 1, а), и напряжением U_t на его токоприемнике равен φ , а $\cos \varphi$ всех m электровозов одинаков. На расстоянии l_k от подстанции включена установка поперечной емкостной компенсации, создающая ток I_k . Представленная на векторной диаграмме величина максимальной суммы моментов токов электровозов может быть определена по формуле:

$$M = \sum_{i=1}^{i=m} I_i l_i,$$

где I_i и l_i — ток i -го электровоза и его плечо влияния.

Вследствие падения напряжения в тяговой сети фазовый угол между напряжением U_q в начале участка сближения и напряжением U_t составляет ψ . Поэтому аргумент φ_0 величины M заключен между значениями φ и $\varphi - \psi$.

Обычно в расчетах системы энергоснабжения принимают [Л. 2], что $\varphi_0 = \varphi$, а отрезком ab можно пренебречь (рис. 1, б). Тогда максимальная величина потери напряжения при отсутствии устройств поперечной емкостной компенсации определяется по формуле:

$$(U_q - U_t)_{\max} = (r \cos \varphi + x \sin \varphi) M,$$

где U_q , U_t — модули напряжений в контактной сети, соответствующие началу и концу сближения коммуникации с тяговой сетью, км;

r , x — активное и реактивное погонные сопротивления тяговой сети, ом/км.

Наибольшее падение напряжения в тяговой сети на том же участке составит:

$$\Delta U_{ct \max} = z_{ct} M.$$

Следовательно, приближенно имеем:

$$\Delta U_{ct \max} = \frac{z_{ct} (U_q - U_t)_{\max}}{r \cos \varphi + x \sin \varphi}. \quad (3)$$

Из формул (2) и (3) следует:

$$I_{ekv} = \frac{(U_q - U_t)_{\max}}{(r \cos \varphi + x \sin \varphi) l_a}. \quad (4)$$

Приближенное выражение (4) связывает величину эквивалентного влияющего тока с потерей напряжения в тяговой сети на рассматриваемом участке, а также с параметрами тяговой сети и электровозов.

При равномерном включении батарей продольной емкостной компенсации вдоль тяговой сети ее

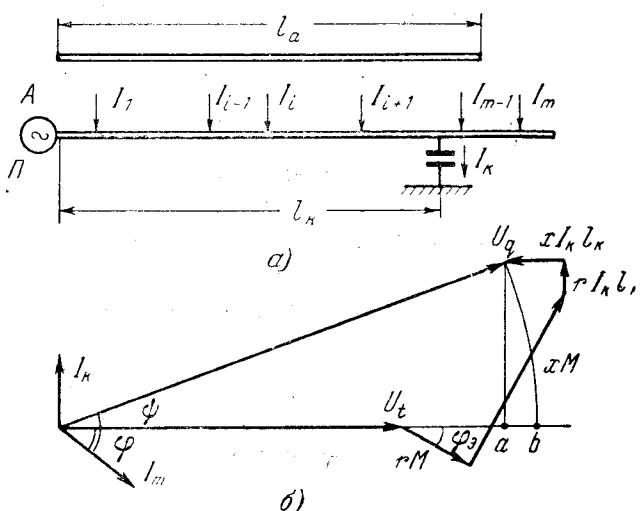


Рис. 1. К определению потери и падения напряжения в тяговой сети при включении установки поперечной емкостной компенсации.

а — схема нагрузки электрифицированного участка; б — векторная диаграмма токов и напряжений.

P — подстанция, A — коммуникация.

реактивное погонное сопротивление $x = x_{ct} (1 - k_c)$, где $k_c = \frac{x_c}{x_{ct} l_a}$ — степень емкостной продольной компенсации;

x_c — емкостное сопротивление батарей продольной компенсации, установленных в пределах длины l_a , ом;

x_{ct} — индуктивное погонное сопротивление тяговой сети, ом/км.

Из формулы (4) видно, что при неизменной величине потери напряжения наибольший эквивалентный влияющий ток на двухпутном (многопутном) участке соответствует полному параллельному соединению контактной сети всех его путей, так как при этом величины r и x достигают наименьшего значения.

При наличии установки поперечной емкостной компенсации на фидерной зоне из векторной диаграммы (рис. 1, б) в принятых условиях получим соотношения:

$$\begin{aligned} (U_q - U_t)_{\max} &= M (r \cos \varphi + x \sin \varphi) - x I_k l_k, \\ \Delta U_{ct \max} &= \sqrt{(U_q - U_t)_{\max}^2 + [M(x \cos \varphi - r \sin \varphi) + r I_k l_k]^2}. \end{aligned} \quad (5)$$

Эти соотношения позволяют найти величину $\Delta U_{ct \max}$, а также M . Эквивалентный влияющий ток может быть определен при $l_a \leq l_k$ по величине $\Delta U_{ct \max}$ на основании формулы (2) или по значению M из выражения:

$$I_{ekv} = \frac{1}{l_a} \sqrt{(M - I_k l_k \sin \varphi)^2 + (I_k l_k \cos \varphi)^2}. \quad (6)$$

Если $l_a > l_k$ в формулах (5) и (6) следует принять $l_k = l_a$.

Принятые в формулах (4) и (5) допущения можно уточнить, если не пренебречь влиянием части потери напряжения в тяговой сети, характе-

ризуемой отрезком ab . Тогда из векторной диаграммы на рис. 1,б следует:

$$\begin{aligned} U_q^2 = & [U_t - xI_k l_k + M(r \cos \varphi + x \sin \varphi)]^2 + \\ & + [M(x \cos \varphi - r \sin \varphi) + r I_k l_k]^2. \end{aligned} \quad (7)$$

После преобразований выражения (7) найдем:

$$AM^2 + 2BM + C = 0, \quad (8)$$

где

$$\begin{aligned} A &= r^2 + x^2; \\ B &= (U_t - xI_k l_k)(r \cos \varphi + x \sin \varphi) + \\ &+ rI_k l_k(x \cos \varphi - r \sin \varphi); \\ C &= (U_t - xI_k l_k)^2 + (rI_k l_k)^2 - U_q^2. \end{aligned}$$

Из уравнения (8) может быть определена максимальная сумма моментов токов на участке l_a , обусловленная нагрузкой электровозов

$$M = \frac{-B + \sqrt{B^2 - AC}}{A}. \quad (9)$$

Эквивалентный влияющий ток при включении устройств поперечной компенсации может быть вычислен по формуле (6).

Приняв $I_k = 0$, из выражений (6) и (9) получим формулу для определения величины эквивалентного влияющего тока при отсутствии установки поперечной емкостной компенсации:

$$I_{\text{экв}} = \frac{-B + \sqrt{B^2 - AC}}{Al_a}. \quad (10)$$

Приведенные выше формулы получены в предположении, что аргумент величины M равен φ .

Значение аргумента φ величины M может быть получено из выражения:

$$\varphi = \varphi + \psi(1 - k_m). \quad (11)$$

Определение коэффициента k_m , зависящего от соотношения нагрузки электровозов и их расположения на участке, представлено ниже.

С учетом значения φ и отрезка ab на основании векторной диаграммы (рис. 1,б) получим систему уравнений:

$$\left. \begin{aligned} & \{[U_t - xI_k l_k + M\{r \cos [\varphi - \psi(1 - k_m)] + \\ & + x \sin [\varphi - \psi(1 - k_m)]\}]^2 + \{M\{x \cos [\varphi - \\ & - \psi(1 - k_m)] - r \sin [\varphi - \psi(1 - k_m)]\} + \\ & + rI_k l_k\}^2 - U_q^2 = 0; \\ & U_t + M\{r \cos [\varphi - \psi(1 - k_m)] + x \sin [\varphi - \\ & - \psi(1 - k_m)]\} - xI_k l_k - U_q \cos \psi = 0. \end{aligned} \right\} \quad (12)$$

Решение системы уравнений (12) позволяет определить величину M более точно, чем в предыдущих случаях, а также найти значение ψ .

Эквивалентный влияющий ток может быть вычислен затем по формуле (6), если в ней принять $\varphi = \varphi_0$.

Как показано выше, для определения максимального индуктированного напряжения в протяженной коммуникации требуется найти величины напряжений в тяговой сети в начале и конце длины сближения, которые соответствуют наибольшему падению напряжения на рассматриваемом участке. Для коммуникаций сравнительно небольшой длины

наиболее целесообразно эту задачу решать на ЭЦВМ методом статистических испытаний, рассматривая все мгновенные схемы нагрузки и расположения электровозов, возможные в эксплуатации [Л. 3].

В коммуникациях, имеющих сближение с тяговой сетью на всей длине фидерной зоны l_3 , наибольшее индуктированное напряжение возникает в первый период после отключения одной из тяговых подстанций, работающих параллельно. В этом, так называемом вынужденном режиме работы тяговой сети, количество электровозов на фидерной зоне остается таким же, как и при нормальном режиме ее работы.

При наличии устройств АРПН на тяговых подстанциях, что предусматривается на всех электрифицированных участках переменного тока, падение напряжения в питающей линии электропередачи и в трансформаторах подстанции может быть полностью скомпенсировано. Поэтому напряжение в начале фидерной зоны при вынужденном режиме следует принять равным номинальному, т. е. 27,5 кв. Система энергоснабжения электрифицированных магистральных участков переменного тока обычно проектируется и выполняется таким образом, что при максимальной нагрузке фидерной зоны в момент отключения одной из тяговых подстанций напряжение на токоприемнике электровоза, наиболее удаленного от смежной подстанции, может стать ниже минимально допустимого напряжения для электровозов (согласно ГОСТ 6962-54 оно равно 19 кв).

В указанных условиях определение эквивалентного влияющего тока значительно облегчается, так как отпадает необходимость нахождения величин напряжений контактной сети в начале и на конце длины сближения l_3 , которые в этих точках соответственно составляют $U_q = 27,5$ кв и $U_t = 19$ кв.

Для коммуникаций, длина сближения которых близка к расстоянию между питающей подстанцией и точкой токораздела, максимальное индуктированное напряжение может соответствовать нормальному режиму работы контактной сети при двухстороннем ее питании от соседних подстанций. В этих условиях также не требуется определять уровня напряжения в конце коммуникации, так как он задан нормами на проектирование (в настоящее время этот уровень принят в соответствии с ПТЭ равным 21 кв [Л. 4]).

Некоторые электрифицированные участки в первый период могут эксплуатироваться без устройств АРПН. В этом частном случае эквивалентный влияющий ток при $l_a \geq l_3$ и $I_k = 0$ может быть приближенно определен по формуле, аналогичной (4):

$$I_{\text{экв}} = \frac{\mu (U_q - U_t)_{\max}}{(r \cos \varphi + x \sin \varphi) l_3}, \quad (13)$$

причем

$$\mu = \frac{k_m z_{\text{ct}} l_3}{k_m z_{\text{ct}} l_3 + Z_n + Z_{\text{п}}},$$

где μ — коэффициент, характеризующий часть общего падения напряжения, возникающего непосредственно в тяговой сети;

Z_L, Z_p — полные сопротивления питающей линии электропередачи (ЛЭП) и тяговой подстанции, приведенные к шинам 27,5 кВ, ом;

k_m — коэффициент, показывающий соотношение между током $I_{\text{экв}}$ и результирующим током подстанции $I_{\text{рез}}$, соответствующим расчетному режиму;

$$I_{\text{рез}} = \sum_{i=1}^{i=m} I_i.$$

В общем виде при m электровозах в пределах фидерной зоны коэффициент k_m может быть найден из выражения:

$$k_m = \frac{\sum_{i=1}^{i=m} I_i l_i}{l_3 \sum_{i=1}^{i=m} I_i}. \quad (14)$$

Соотношение нагрузок электровозов может колебаться в широких пределах в зависимости от веса поездов, профиля пути, скорости и других факторов.

Примем, что нагрузка электровозов по мере удаления их от подстанции изменяется как натуральный ряд чисел $1, 2, 3 \dots i \dots m$. При этом токи наиболее и наименее нагруженного электровоза различаются в m раз, что полностью охватывает возможный диапазон изменения нагрузки электровозов.

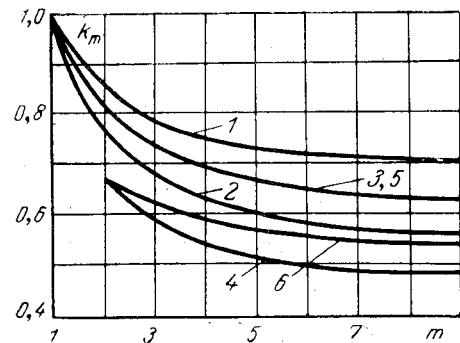
В этих условиях, наиболее тяжелых в отношении индуктивного влияния тяговой сети, когда нагрузка электровозов растет пропорционально расстоянию от подстанции, при одинаковом интервале между электровозами из выражения (14) получим формулу (15). Формулы (15) — (20) даны в табл. 1.

Если принять, что токи электровозов одинаковы, то коэффициент k_m определится по формуле (16).

На рис. 2 представлена зависимость коэффициента k_m от количества электровозов, построенная на основании расчетов по формулам (15) и (16). В значение k_m снижается с ростом m , причем влияние неравномерности нагрузки электровозов сравнительно невелико и составляет примерно 20%. Вследствие того, что эксплуатации соответствуют некоторые средние условия расположения различно нагруженных электровозов вдоль участка, можно принять в качестве расчетного выражение (17), как среднее из (15) и (16). Расстояние между соседними электровозами в общем случае неодинаково и

Рис. 2. Зависимость коэффициента k_m от количества электровозов в пределах фидерной зоны.

1 — по формуле (15);
2 — (16); 3 — (17); 4 — (18); 5 — (19) и
6 — (20).



в расчетном режиме, близком к использованию полной пропускной способности участка, может колебаться примерно в два раза.

В табл. 1 приведены также для сравнения выражения, полученные в различных условиях по формуле (14) при одинаковой нагрузке всех электровозов. Выражение (18) соответствует условию, когда половина всех электровозов, ближних к питающей подстанции, расположена на расстоянии друг от друга в два раза меньшем, чем остальные электровозы; формула (19) получена при условии, что половина всех электровозов, ближних к подстанции, отстоит в 2 раза дальше друг от друга, чем остальные, и, наконец, выражение (20) соответствует чередованию различающихся в два раза расстояний между электровозами.

При инженерных расчетах коэффициента k_m можно пользоваться формулой (17).

В некоторых случаях установка выключателей фидеров подстанции I_y может оказаться меньше тока $I_{\text{рез}}$, полученного из условий $U_q = 27,5$ кВ и $U_t = 19$ кВ. Это обстоятельство накладывает ограничение на величину суммы моментов токов электровозов, которая может быть реализована при рабочем режиме.

В этих условиях эквивалентный влияющий ток при $I_a \geqslant I_y$ и отсутствии устройств параллельной

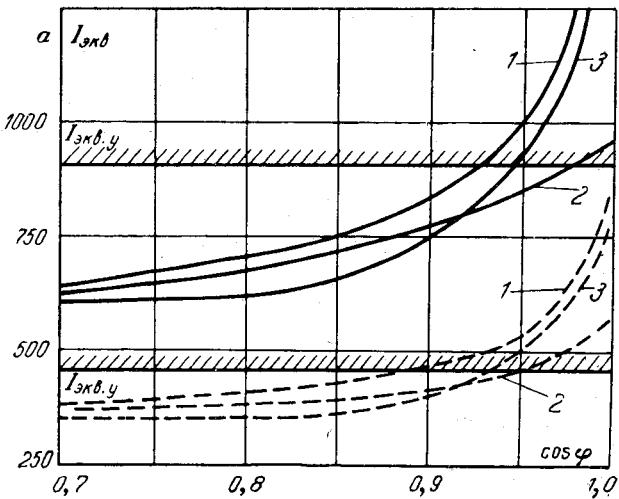


Рис. 3. Зависимость эквивалентного влияющего тока от $\cos \varphi$ электровозов.

1 — по формуле (4), 2 — (10); 3 — (12); — — — — двухпутный участок, - - - - однопутный участок; $I_a = I_y = 50$ км; контактная сеть ПБСМ-95 и МФ-100; $I_k = 0$; $U_q = 27,5$ кВ, $U_t = 19$ кВ.

Таблица 1

Формулы для определения коэффициента

(15)	(16)	(17)	(18)	(19)	(20)
$\frac{2m+1}{3m}$	$\frac{m+1}{2m}$	$\frac{7m+5}{12m}$	$\frac{5m+6}{12m}$	$\frac{7m+6}{12m}$	$\frac{3m+2}{6m}$

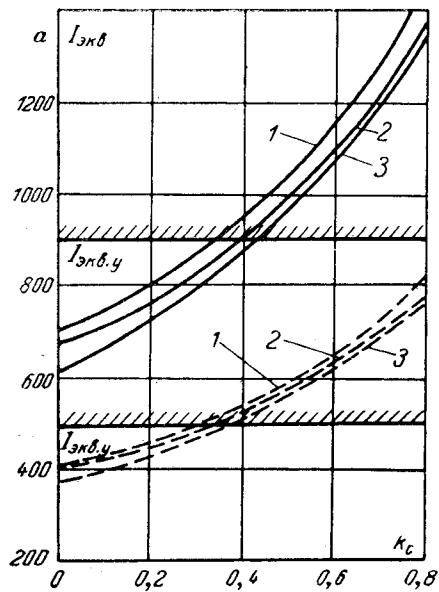


Рис. 4. Зависимость эквивалентного влияющего тока от степени емкостной продольной компенсации в контактной сети.

Условия и обозначения те же, что на рис. 3; $\cos \phi = 0,8$.

компенсации как с АРПН на подстанции, так и без них, определится по выражению:

$$I_{\text{экв},y} = k_m I_y. \quad (21)$$

На рис. 3 и 4 показано ограничение реальной области изменения эквивалентного влияющего тока, которая лежит ниже уровня $I_{\text{экв}} = I_{\text{экв},y}$.

Предложенная методика позволяет обосновать требования к защитным свойствам оболочки магистральных кабелей связи и производить выбор трассы коммуникаций с учетом параметров системы энергоснабжения и электровозов. При известной норме опасного индуктированного напряжения это может быть выполнено путем использования формул (1) и (6).

Рассмотрим влияние различных параметров системы энергоснабжения на величину эквивалентного влияющего тока при $I_a \geq I_b$. На рис. 3 представлена зависимость $I_{\text{экв}}$ от $\cos \phi$ электровозов при наличии АРПН и отсутствии устройств емкостной компенсации. Повышение $\cos \phi$ электровозов вызывает увеличение индуктивного влияния тяговой сети, причем эта зависимость наиболее резко проявляется при $\cos \phi > 0,9$. Понижение $\cos \phi$ электровозов, возможное при рекуперативном торможении, ведет к некоторому снижению индуктивного влияния. Из кривых на рис. 3, в частности, следует, что принятые при получении расчетных формул допущение равенства $\cos \phi$ всех электровозов не приводит к существенной погрешности при возможном колебании $\cos \phi$ выпрямительных электровозов в пределах 0,7—0,85.

Представленное на рис. 3, 4 и в табл. 2 сопоставление результатов расчетов позволяет определить погрешность, вызываемую различными допущениями, принятыми при получении расчетных формул, а также выявить область их применения.

Таблица 2

Контактная сеть выполнена проводами	Тск установки попечной компенсации	Расстояние от подстанции до установки, км	Эквивалентный влияющий ток, полученный по формулам, а		
			(4), (5)	(6), (9)	(6), (12)
ПБСМ 1—95 и МФ—100	0	—	695	670	610
	115	50	760	705	660
	140	25	730	680	655
ПБСМ 1—95, МФ—100, А—150	0	—	905	870	820

На рис. 4 видно, что увеличение степени продольной емкостной компенсации k_c вызывает рост эквивалентного влияющего тока, причем погрешность по приближенным формулам (4) и (6), (9) составляет несколько процентов.

В табл. 2 приведены результаты расчета величины $I_{\text{экв}}$ при включении устройств попечной компенсации, а также в случае усиления контактной сети посредством применения трехпроводной подвески. Из этой таблицы видно, что оба указанные мероприятия ведут к заметному увеличению эквивалентного влияющего тока вследствие роста нагрузки электровозов. Погрешность расчетов по формулам (4) и (5) при этом может достигать 15% в сторону преувеличения, а по выражениям (6) и (9) она составляет несколько процентов по сравнению с результатами, полученными по формулам (6) и (12).

Таким образом, с погрешностью до 15% в сторону преувеличения для расчетов эквивалентного влияющего тока могут быть использованы приближенные формулы (4), (5) и (6). При необходимости получения более точных результатов следует применять формулы (6) и (9) или (6) и (12).

На рис. 5 представлено изменение величины $I_{\text{экв}}$ в зависимости от сопротивления линии электропередач и трансформаторов тяговой подстанции в случае отсутствия на ней устройств АРПН.

С помощью описанной методики можно избежать погрешностей, обусловленных использованием спо-

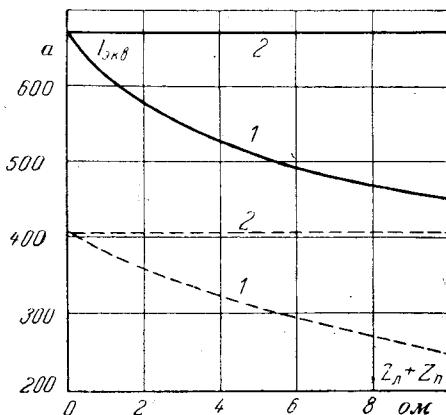


Рис. 5. Зависимость эквивалентного влияющего тока от сопротивления ЛЭП и трансформаторов тяговой подстанции.

1 — при отсутствии АРПН; 2 — с АРПН. Условия и обозначения те же, что на рис. 3; $\cos \phi = 0,8$.

соба расчета, в основу которого положены размеры движения при нормальном режиме и введен ориентировочный коэффициент, учитывающий увеличение нагрузки работающей подстанции в первый период после отключения смежной подстанции [Л. 5]. Она позволяет также не прибегать при определении максимального опасного индуктивного влияния тяговой сети к слабо обоснованным расчетным схемам, когда в качестве нагрузки в конце фидерной зоны условно располагают определенное количество электровозов [Л. 6, 7], независимо от параметров системы энергоснабжения и этих электровозов.

Выводы. 1. Предложенная методика дает возможность количественно определить зависимость опасного напряжения, индуцированного тяговой сетью переменного тока, от параметров системы энергоснабжения и электровозов, а также позволяет оценить погрешность приближенных формул.

2. Установка продольной и поперечной емкостной компенсации, применение устройств АРПН на подстанциях, улучшение $\cos\phi$ электровозов и снижение сопротивления тяговой сети позволяют увеличить электровозную нагрузку и, следовательно,

ведут к повышению опасного индуктивного влияния, что необходимо учитывать при выборе мероприятий по защите линий связи и других коммуникаций.

Литература

1. Павлов И. В., Отсасывающие трансформаторы в тяговых сетях переменного тока, изд-во «Транспорт», М., 1965.
2. Временные правила защиты устройств проводной связи и проводноговещания от влияния контактной сети электрических железных дорог переменного тока, Транскелдориздат, 1961.
3. Розенфельд В. Е. и др., Электрическая тяга поездов, М., Транскелдориздат, 1940.
4. Палей Д. А., Расчет системы энергоснабжения на ЭЦВМ методом статистических испытаний, «Вестник ВНИИЖТ», 1964, № 5.
5. Беков Б. А. и др., Проектирование систем энергоснабжения электрических железных дорог, М., Транскелдориздат, 1963.
6. Busckel R., Probleme der Beeinflussung im Bereich elektrischer Bahnen. Elektr. Bahnen № 35, 1964, N. 9.
7. VDE 0227/1.59 Leitsätze für Maßnahmen bei Beeinflussung von Fernmeldeanlagen durch Wechselstrombahnen.

[27.10.1967]



УДК 621.316.925.45

Согласование по чувствительности пусковых органов высокочастотной блокировки дистанционной защиты

В. А. РУБИНЧИК

Энергосетьпроект

В последние годы в СССР получило широкое распространение использование дистанционной защиты и токовой направленной защиты нулевой последовательности с высокочастотной (в. ч.) блокировкой. Для обеспечения правильного действия защиты при внешних коротких замыканиях должно производиться согласование по чувствительности органов остановки в. ч. передатчика с органами пуска в. ч. передатчика. Как известно [Л. 1], в этой защите для действия при многофазных коротких замыканиях используются:

в качестве органа пуска в. ч. передатчика — устройство блокировки при качаниях дистанционной защиты;

в качестве органа остановки в. ч. передатчика — направленные реле сопротивления второй или третьей ступени дистанционной защиты.

В данной статье рассматривается указанное согласование по чувствительности при многофазных коротких замыканиях.

Согласование должно выполняться таким образом, чтобы при коротких замыканиях вне защищаемой линии в случае срабатывания реле, действующих на остановку в. ч. передатчика на одном из концов линии, обеспечивался пуск в. ч. передатчика на противоположном конце линии.

При внешних многофазных коротких замыканиях указанное условие удовлетворяется выполнением одного из следующих мероприятий:

а) согласованием по чувствительности реле сопротивления дистанционной защиты, используемых для остановки в. ч. передатчика при многофазных коротких замыканиях, с пусковым органом устройства блокировки при качаниях защиты противоположного конца линии;

б) согласованием по чувствительности пускового органа устройства блокировки при качаниях защиты, установленной на дальнем (по отношению к месту повреждения) конце линии, с пусковым органом устройства блокировки при качаниях защиты, установленной на ближнем конце линии. Последнее условие является достаточным, учитывая, что в типовой схеме релейной части в. ч. блокировки контакты устройства блокировки при качаниях предусмотрены как в цепи остановки в. ч. передатчика, так и в цепи его пуска.

Условие согласования по чувствительности в общем случае должно соблюдаться как для замыканий между двумя фазами, так и для замыканий двух фаз на землю. Указанное необходимо, несмотря на наличие в схеме защиты специального чувствительного реле тока нулевой последователь-

ности, действующего на пуск в. ч. передатчика, поскольку это реле может не сработать при внешнем двухфазном коротком замыкании из-за большого переходного сопротивления в месте замыкания на землю, либо при таких удаленных повреждениях, когда ток нулевой последовательности мал (из-за отсоса его в нейтрали трансформаторов промежуточных подстанций), а сопротивление в месте установки защиты достаточно для действия реле сопротивления.

В общем случае следует производить согласование по чувствительности в соответствии с п. «а». Однако в некоторых случаях более удобным оказывается согласование в соответствии с п. «б».

Согласование реле сопротивления дистанционной защиты с устройством блокировки при качаниях

Расчетным для рассматриваемого согласования по чувствительности является замыкание двух фаз на землю.

Для вывода расчетного выражения с целью согласования по чувствительности реле сопротивления с устройством блокировки при качаниях наиболее удобно выразить сопротивление в месте установки защиты через симметричные составляющие токов и напряжений.

Первичное сопротивление в месте установки защиты (для реле сопротивления, включенного на напряжение U_{BC} и ток $I_B - I_C$):

$$\begin{aligned} Z_s &= \frac{\dot{U}_{BC}}{I_B - I_C} = \frac{\dot{U}_B - \dot{U}_C}{I_B - I_C} = \\ &= \frac{a^2 \dot{U}_1 + a \dot{U}_2 - (a \dot{U}_1 + a^2 \dot{U}_2)}{a^2 I_1 + a I_2 - (a I_1 + a^2 I_2)} = \frac{\dot{U}_1 - \dot{U}_2}{I_1 - I_2}, \end{aligned} \quad (1)$$

где \dot{U}_1 , \dot{U}_2 и I_1 , I_2 — напряжения и токи прямой и обратной последовательностей в месте установки рассматриваемого реле сопротивления.

Напряжения прямой и обратной последовательностей в месте установки защиты 1 (рис. 1, а) для случая двухфазного короткого замыкания на землю и равенства сопротивлений прямой и обратной последовательностей отдельных ветвей:

$$\left. \begin{aligned} U_1^{(1,1)} &= \dot{E}_\Phi - Z_{cl} I_1^{(1,1)} = \dot{E}_\Phi + Z_{cl} I_2^{(1,1)} \left(\frac{x_{1\Sigma}}{x_{0\Sigma}} + 1 \right), \\ U_2^{(1,1)} &= -Z_{cl} I_2^{(1,1)}, \end{aligned} \right\} \quad (2)$$

где \dot{E}_Φ — фазная э. д. с. системы;

$Z_{cl} \approx jz_{cl}$ — сопротивление прямой (обратной) последовательности системы I;

$I_1^{(1,1)}$, $I_2^{(1,1)}$ — токи прямой и обратной последовательностей в месте установки защиты;

$\frac{x_{1\Sigma}}{x_{0\Sigma}}$ — отношение суммарных результирующих сопротивлений прямой (обратной) и нулевой последовательностей до места короткого замыкания.

Из (1) с учетом (2) получим первичное сопротивление на зажимах реле при двухфазном коротком замыкании на землю:

$$Z_{cl}^{(1,1)} = j \left[\frac{\dot{E}_\Phi}{T_2 \left(\frac{x_{1\Sigma}}{x_{0\Sigma}} + 2 \right)} - z_{cl} \right]. \quad (3)$$

Первичное сопротивление срабатывания реле сопротивления защиты 1 (рис. 1) по условию согласования по чувствительности с устройством блокировки при качаниях с пуском по току обратной последовательности (типов КРБ-122, КРБ-124 или КРБ-126) защиты 2 при внешнем двухфазном коротком замыкании на землю (например, в точке k_1), исходя из (3), может быть определено по выражениям:

для линии без обходных связей (рис. 1, а):

$$z_{cl,31}^{(1,1)} \leq 0,85 \left[\frac{\dot{E}_\Phi}{k_H I_{2cp,n2}^{(1,1)} \left(\frac{x_{1\Sigma}}{x_{0\Sigma}} + 2 \right)} - z_{cl} \right]; \quad (4)$$

для линии с обходными связями (рис. 1, б):

$$z_{cl,31} \leq 0,85 \left[\frac{\dot{E}_\Phi}{k_H I_{2cp,n2}^{(1,1)} \left(\frac{x_{1\Sigma}}{x_{0\Sigma}} + 2 \right)} - \frac{z_{cl}}{k'_t} \right], \quad (5)$$

где $I_{2cp,n2}^{(1,1)}$ — расчетный первичный ток срабатывания обратной последовательности устройства блокировки при качаниях защиты 2 при двухфазных коротких замыканиях на землю;

k_H — коэффициент запаса, принимаемый для увеличения надежности и учитывающий также необходимость обеспечения определенной кратности тока в реле для получения достаточного его быстродействия;

k'_t — коэффициент токораспределения, определяемый при внешнем коротком замыкании в расчетной точке как отношение тока обратной последовательности в месте установки защиты к току в сопротивлении системы, примыкающей к данной подстанции (на рис. 1, б $k'_t = \frac{I_{2I}}{I_{2cp,n2}}$).

На рис. 2 показана кривая зависимости коэффициента токораспределения k'_t для защиты 1 (рис. 1, б) от места короткого замыкания на обходной связи. Как видно из этой кривой, соответствующим расчетному значению k'_t является короткое замыкание на обходной связи, а не на шинах подстанции II, поскольку в первом случае k'_t меньше. Расчетная точка короткого замыкания может быть найдена графически, как точка при коротком замыкании, в которой ток в месте установки защиты равен первичному току надежной работы пускового органа устройства блокировки при качаниях $I_{2I} = 1,3 I_{2cp,n2}$ (как показано на рис. 2).

При коротком замыкании в указанной точке определяется расчетное значение $k'_{t,rec} = \frac{1,3 I_{2cp,n2}}{I_{2I}}$, где

ности, действующего на пуск в. ч. передатчика, поскольку это реле может не сработать при внешнем двухфазном коротком замыкании из-за большого переходного сопротивления в месте замыкания на землю, либо при таких удаленных повреждениях, когда ток нулевой последовательности мал (из-за отсоса его в нейтрали трансформаторов промежуточных подстанций), а сопротивление в месте установки защиты достаточно для действия реле сопротивления.

В общем случае следует производить согласование по чувствительности в соответствии с п. «а». Однако в некоторых случаях более удобным оказывается согласование в соответствии с п. «б».

Согласование реле сопротивления дистанционной защиты с устройством блокировки при качаниях

Расчетным для рассматриваемого согласования по чувствительности является замыкание двух фаз на землю.

Для вывода расчетного выражения с целью согласования по чувствительности реле сопротивления с устройством блокировки при качаниях наиболее удобно выразить сопротивление в месте установки защиты через симметричные составляющие токов и напряжений.

Первичное сопротивление в месте установки защиты (для реле сопротивления, включенного на напряжение \dot{U}_{BC} и ток $I_B - I_C$):

$$\begin{aligned} Z_s &= \frac{\dot{U}_{BC}}{I_B - I_C} = \frac{\dot{U}_B - \dot{U}_C}{I_B - I_C} = \\ &= \frac{a^2\dot{U}_1 + a\dot{U}_2 - (a\dot{U}_1 + a^2\dot{U}_2)}{a^2I_1 + aI_2 - (aI_1 + a^2I_2)} = \frac{\dot{U}_1 - \dot{U}_2}{I_1 - I_2}, \end{aligned} \quad (1)$$

где \dot{U}_1 , \dot{U}_2 и I_1 , I_2 — напряжения и токи прямой и обратной последовательностей в месте установки рассматриваемого реле сопротивления.

Напряжения прямой и обратной последовательностей в месте установки защиты 1 (рис. 1, а) для случая двухфазного короткого замыкания на землю и равенства сопротивлений прямой и обратной последовательностей отдельных ветвей:

$$\left. \begin{aligned} \dot{U}_1^{(1,1)} &= \dot{E}_\Phi - Z_{cl} I_1^{(1,1)} = \dot{E}_\Phi + Z_{cl} I_2^{(1,1)} \left(\frac{x_{1\Sigma}}{x_{0\Sigma}} + 1 \right), \\ \dot{U}_2^{(1,1)} &= -Z_{cl} I_2^{(1,1)}, \end{aligned} \right\} \quad (2)$$

где \dot{E}_Φ — фазная э. д. с. системы;

$Z_{cl} \approx jz_{cl}$ — сопротивление прямой (обратной) последовательности системы I;

$I_1^{(1,1)}$, $I_2^{(1,1)}$ — токи прямой и обратной последовательностей в месте установки защиты;

$\frac{x_{1\Sigma}}{x_{0\Sigma}}$ — отношение суммарных результирующих

сопротивлений прямой (обратной) и нулевой последовательностей до места короткого замыкания.

Из (1) с учетом (2) получим первичное сопротивление на зажимах реле при двухфазном коротком замыкании на землю:

$$Z_{cl}^{(1,1)} = j \left[\frac{E_\Phi}{T_2 \left(\frac{x_{1\Sigma}}{x_{0\Sigma}} + 2 \right)} - z_{cl} \right]. \quad (3)$$

Первичное сопротивление срабатывания реле сопротивления защиты 1 (рис. 1) по условию согласования по чувствительности с устройством блокировки при качаниях с пуском по току обратной последовательности (типов КРБ-122, КРБ-124 или КРБ-126) защиты 2 при внешнем двухфазном коротком замыкании на землю (например, в точке k_1), исходя из (3), может быть определено по выражениям:

для линии без обходных связей (рис. 1, а):

$$z_{c,31}^{(1,1)} \leq 0,85 \left[\frac{E_\Phi}{k_H I_{2cp,n2}^{(1,1)} \left(\frac{x_{1\Sigma}}{x_{0\Sigma}} + 2 \right)} - z_{cl} \right]; \quad (4)$$

для линии с обходными связями (рис. 1, б):

$$z_{c,31} \leq 0,85 \left[\frac{E_\Phi}{k_H I_{2cp,n2}^{(1,1)} \left(\frac{x_{1\Sigma}}{x_{0\Sigma}} + 2 \right)} - \frac{z_{cl}}{k'_t} \right], \quad (5)$$

где $I_{2cp,n2}^{(1,1)}$ — расчетный первичный ток срабатывания обратной последовательности устройства блокировки при качаниях защиты 2 при двухфазных коротких замыканиях на землю;

k_H — коэффициент запаса, принимаемый для увеличения надежности и учитывающий также необходимость обеспечения определенной кратности тока в реле для получения достаточного его быстродействия;

k'_t — коэффициент токораспределения, определяемый при внешнем коротком замыкании в расчетной точке как отношение тока обратной последовательности в месте установки защиты к току в сопротивлении системы, примыкающей к данной подстанции (на рис. 1, б $k'_t = \frac{I_{21}}{I_{2c1}}$).

На рис. 2 показана кривая зависимости коэффициента токораспределения k'_t для защиты 1 (рис. 1, б) от места короткого замыкания на обходной связи. Как видно из этой кривой, соответствующим расчетному значению k'_t является короткое замыкание на обходной связи, а не на шинах подстанции II, поскольку в первом случае k'_t меньше. Расчетная точка короткого замыкания может быть найдена графически, как точка при коротком замыкании, в которой ток в месте установки защиты равен первичному току надежной работы пускового органа устройства блокировки при качаниях $I_{21} = 1,3I_{2cp,n2}$ (как показано на рис. 2).

При коротком замыкании в указанной точке определяется расчетное значение $k'_{t,real} = \frac{1,3I_{2cp,n2}}{I_{2c1}}$, где

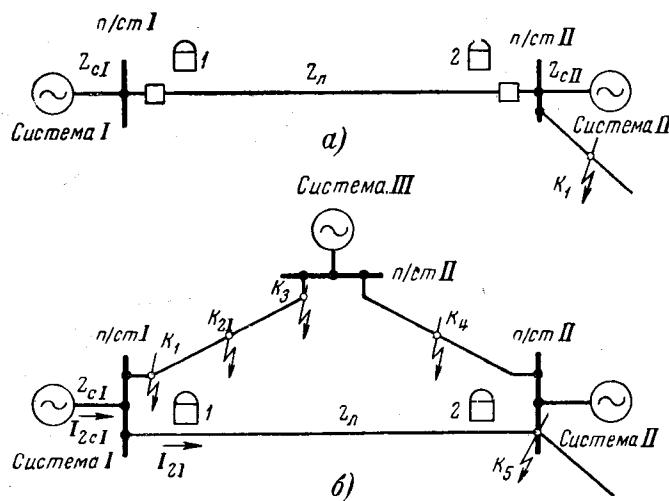


Рис. 1. Примеры схем линий.

а — без обходных связей; б — с обходными связями.

I_{2c1} — ток обратной последовательности в сопротивлении системы при коротком замыкании в найденной расчетной точке.

В качестве расчетного в (4) и (5) должно приниматься максимальное значение отношения $\frac{x_{1\Sigma}}{x_{0\Sigma}}$.

Как видно из кривой зависимости $\frac{x_{1\Sigma}}{x_{0\Sigma}}$ от места

короткого замыкания на обходной связи, при коротком замыкании в точке K_5 (рис. 1, б) указанное отношение может быть больше, чем при коротком замыкании на обходной связи. В связи с этим расчет по (5) должен производиться для двух случаев: короткого замыкания на обходной связи и короткого замыкания в системе II. В первом случае расчетное значение $\frac{x_{1\Sigma}}{x_{0\Sigma}}$ определяется в той же точке, что и k'_t , во втором случае расчетное значение k'_t определяется при коротком замыкании на шинах подстанции II, а $\frac{x_{1\Sigma}}{x_{0\Sigma}}$ — как максимально возможное значение при внешнем коротком замыкании в системе II.

Следует отметить, что значение $z_{c,s}$ по рассматриваемому условию для случая короткого замыкания на обходной связи может быть определено также не по (5), а графо-аналитически, с использованием кривой зависимости сопротивления в месте установки защиты z_{s1} от места короткого замыкания на обходной связи (рис. 2). При этом

$$z_{c,s} \leq 0,85 z_{s1}. \quad (5a)$$

Применение указанного способа может оказаться целесообразным, например, в условиях, когда приведение схемы сети к виду, показанному на рис. 1, б, затруднительно.

Для получения входящего в (4) и (5) значения $I_{2cp,n2}^{(1,1)}$ определим абсолютное значение фазного тока поврежденной фазы при двухфазном коротком замыкании на землю:

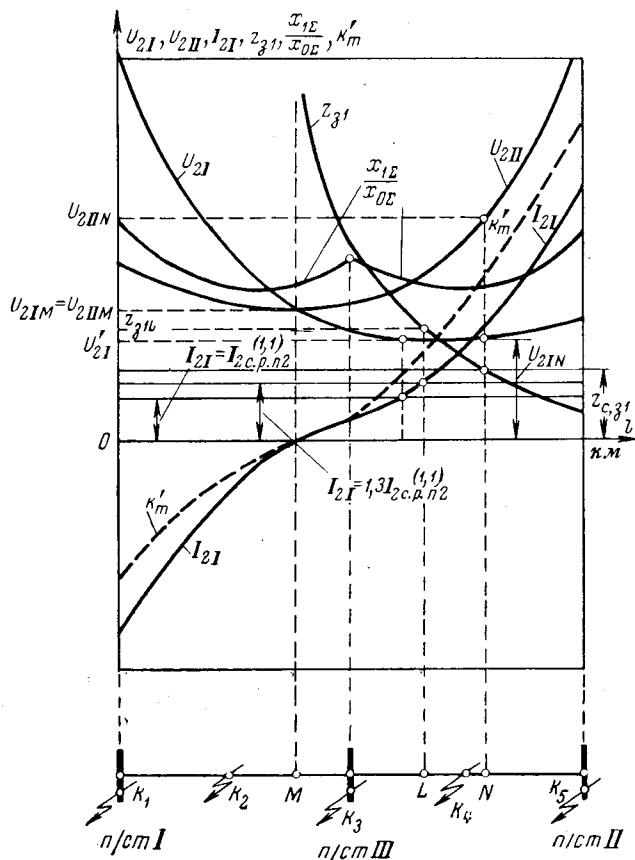


Рис. 2. Кривые зависимости U_{2I} , U_{2II} , $\frac{x_{1\Sigma}}{x_{0\Sigma}}$, k'_t , I_{2I} и z_{s1} от места короткого замыкания на обходной связи в схеме по рис. 1, б.

$$I_{\Phi}^{(1,1)} = I_{\text{торм}}^{(1,1)} = \sqrt{[I_0 + 0,5(I_1 - I_2)]^2 + \frac{3}{4}(I_1 + I_2)}, \quad (6)$$

где I_1 , I_2 , I_0 — токи прямой, обратной и нулевой последовательностей в месте установки защиты.

Для случая, когда пусковой орган устройства блокировки при качаниях находится на грани срабатывания,

$$I_2 = I_{2cp,n2}^{(1,1)}, \quad (7)$$

$$I_1 = I_{2cp,n2}^{(1,1)} \left(\frac{x_{1\Sigma}}{x_{0\Sigma}} + 1 \right). \quad (8)$$

Ток нулевой последовательности с запасом можно принять соответствующим первичному току срабатывания $I_{0cp,n2}$ реле тока нулевой последовательности, предназначенного для пуска в. ч. передатчика при замыканиях на землю, т. е.

$$I_0 = \frac{I_{0cp,n}}{3}. \quad (9)$$

Из (6) с учетом (7) — (9) получим:

$$I_{\text{торм}}^{(1,1)} = \sqrt{\frac{I_{0\text{ср. п2}}^2}{9} + \frac{I_{0\text{ср. п2}} I_{2\text{ср. п2}}}{3} \frac{x_{1\Sigma}}{x_{0\Sigma}} + \dots} \\ \dots + (I_{2\text{ср. п2}}^{(1,1)})^2 \left[\left(\frac{x_{1\Sigma}}{x_{0\Sigma}} + 1 \right) \left(\frac{x_{1\Sigma}}{x_{0\Sigma}} + 2 \right) + 1 \right]. \quad (10)$$

Учитывая, что обычно

$$I_{0\text{ср. п2}} \leq I_{2\text{ср. п2}},$$

первыми двумя членами подкоренного выражения в (10) можно пренебречь.

С учетом указанного, из тормозной характеристики устройства блокировки при качаниях [Л. 2]

$$I_{2\text{ср. п2}} = I_{2\text{уст}} n_t + k_{\text{торм}} I_{\text{торм. п}} \quad (11)$$

и (10) можно получить:

$$I_{2\text{ср. п2}}^{(1,1)} = \frac{I_{2\text{уст}} n_t}{1 - k_{\text{торм}} \sqrt{\left(\frac{x_{1\Sigma}}{x_{0\Sigma}} + 1 \right) \left(\frac{x_{1\Sigma}}{x_{0\Sigma}} + 2 \right) + 1}}, \quad (12)$$

где $I_{2\text{уст}}$, $k_{\text{торм}}$ — уставки устройства блокировки при качаниях, соответственно по току обратной последовательности и по коэффициенту торможения, полученные при расчете дистанционной защиты [Л. 2];

n_t — коэффициент трансформации трансформаторов тока, используемых для защиты 2, с устройством блокировки при качаниях которой производится согласование.

Первичный ток срабатывания обратной последовательности пускового органа устройства блокировки при качаниях $I_{2\text{ср. п2}}^{(1,1)}$ с учетом тока нагрузки приближенно (с допущением, что аварийная составляющая фазного тока совпадает по фазе с током нагрузки) определяется по аналогии с (12)

$$I_{2\text{ср. п2}}^{(1,1)} = \frac{I_{2\text{уст}} n_t + k_{\text{торм}} I_{\text{нагр}}}{1 - k_{\text{торм}} \sqrt{\left(\frac{x_{1\Sigma}}{x_{0\Sigma}} + 1 \right) \left(\frac{x_{1\Sigma}}{x_{0\Sigma}} + 2 \right) + 1}}. \quad (13)$$

При использовании в устройстве блокировки при качаниях тока $3I_0$ чувствительность устройства повышается.

Однако необходимо учитывать, что согласование по чувствительности дистанционного органа с устройством блокировки при качаниях при двухфазном коротком замыкании на землю должно производиться для условий, когда ток $3I_0$ в месте установки защиты 2 (рис. 1) не больше тока срабатывания реле тока, предназначенного для пуска в. ч. передатчика при замыканиях на землю.

Из кривых чувствительности пускового органа устройства блокировки при качаниях (например, КРБ-124) следует, что при токе срабатывания указанного реле тока $I_{\text{ср}}=1$ а (уставка на этом реле практически не превышает этого значения) чувствительность устройства повышается по сравнению со случаем неиспользования тока при уставках по току

нулевой последовательности этого устройства: при $3I_{0\text{уст}}=1$ а — не более чем на 50%; при $3I_{0\text{уст}}=1,5$ а — 10%; при $3I_{0\text{уст}}=2$ а — 2%.

В связи с этим, принимая во внимание, что уставка $3I_{0\text{уст}}=1$ а используется сравнительно редко, при рассматриваемых расчетах с некоторым запасом ток $3I_0$ в устройстве практически можно не учитывать, т. е. вести расчет также по (4) и (5) или (5а).

Рассмотренный метод расчета справедлив для случаев выполнения дистанционной защиты как с однофазными направленными реле сопротивления, так и с трехфазным направленным реле сопротивления.

Следует отметить, что приведенный расчет дан без учета влияния нагрузки на значение $z_{c,31}$; последний, в общем случае, целесообразен для повышения надежности согласования. Однако точный расчет с учетом тока нагрузки затруднителен, главным образом потому, что расчетная точка короткого замыкания не является фиксированной. При использовании же приближенных методов расчета следует учитывать возможность неоправданного загрубления защиты.

Расчет дан для случая металлического короткого замыкания. Можно показать (по аналогии с приложением IX из [Л. 1]), что случай замыкания через переходное сопротивление не является расчетным для согласования по чувствительности.

Для случая, когда в защите на противоположном конце линии используется устройство блокировки при качаниях с пуском по напряжению обратной последовательности (типа КРБ-121, КРБ-123 или КРБ-125), первичное сопротивление срабатывания реле сопротивления дистанционной защиты по рассматриваемому условию при неучете нагрузки и неиспользовании тока $3I_0$ в устройстве определяется по выражению:

$$z_{c,31}^{(1,1)} \leq 0,85 \left[\frac{\frac{E_\Phi}{k'_t} + z_{\text{л}}}{k_{\text{н}} U_{2\text{ср. п2}} \left(\frac{x_{1\Sigma}}{x_{0\Sigma}} + 2 \right)} - \frac{z_{\text{cl}}}{k'_t} \right], \quad (14)$$

где $U_{2\text{ср. п2}}$ — первичное напряжение срабатывания обратной последовательности пускового органа устройства блокировки при качаниях защиты 2 (рис. 1, б);

$z_{\text{л}}$ — сопротивление прямой (обратной) последовательности защищаемой линии.

Остальные обозначения те же, что и в (5); при отсутствии обходных связей $k'_t=1$.

Выражение (14) получено аналогично (4) и (5).

Как следует из анализа (14), расчетным является минимальное значение z_{cl} и максимальное значение k'_t . Последнее должно определяться в соответствии с рис. 2 для случая короткого замыкания на шинах противоположной подстанции.

Согласование по чувствительности пусковых органов устройств блокировки при качаниях обоих концов линии между собой.

Рассмотрим условия согласования по чувствительности пусковых органов устройств блокировки при качаниях при установке на обоих концах линии устройств блокировки с пуском по напряжению об-

ратной последовательности (т. е. типов КРБ-121, КРБ-123 или КРБ-125).

Рассматриваемое согласование по чувствительности в общем случае может быть произведено по выражению (при неиспользовании тока $3I_0$ в устройствах):

$$U_{2cp.\text{п}1} \geq k_n U_{2cp.\text{п}2} \frac{U_{2I}}{U_{2II}}, \quad (15)$$

где $U_{2cp.\text{п}1}$ и $U_{2cp.\text{п}2}$ — первичные напряжения срабатывания устройств блокировки при качаниях, соответственно, рассматриваемой защиты (1) и защиты, с которой производится согласование (2);

U_{2I} и U_{2II} — первичные напряжения обратной последовательности, соответственно, в месте включения рассматриваемой защиты и защиты, с которой производится согласование при расчетном внешнем коротком замыкании;

k_n — коэффициент надежности.

Для случая согласования защиты 1 с защитой 2 при отсутствии обходных связей (схема по рис. 1, а) выражение (15) может быть переписано в виде

$$U_{2cp.\text{п}1} \geq k_n \frac{U_{2cp.\text{п}2}}{1 + \frac{z_{\text{п}1}}{z_{\text{п}2}}}, \quad (16)$$

где $z_{\text{п}1}$ и $z_{\text{п}2}$ — сопротивления обратной последовательности линии и системы, примыкающей к месту установки защиты 1.

При равных напряжениях срабатывания устройств блокировки обоих полукомплектов $U_{2cp.\text{п}1} = U_{2cp.\text{п}2}$ и при $k_n = 1,5$ согласование по чувствительности пусковых органов устройств блокировки при качаниях, реагирующих на напряжения обратной последовательности, обеспечивается при

$$\frac{z_{\text{п}1}}{z_{\text{п}2}} \geq 0,5, \quad (17)$$

т. е. практически в большинстве возможных случаев.

При наличии обходных связей согласование должно производиться для случая короткого замыкания на шинах подстанции, противоположной месту установки рассматриваемой защиты, по (15) и для случая короткого замыкания на обходной связи. Последний случай рассматривается ниже более подробно.

На рис. 2 приведены примерные кривые зависимости напряжений U_{2I} и U_{2II} обратной последовательности на шинах подстанций I и II в схеме по рис. 1, б от места короткого замыкания на обходной связи. Как видно из указанных кривых, на обходной связи имеются точки короткого замыкания, в которых напряжения на обоих концах линии равны или близки по значению. В связи с этим согласование по чувствительности при коротком замыкании на обходной связи более затруднительно и в ряде случаев может привести к загрузлению устройства блокировки при качаниях.

При рассматриваемом согласовании необходимо исходить из нижеследующего.

Можно считать, что при коротком замыкании в такой точке на обходной связи, когда напряжения обратной последовательности в местах установки обеих защит равны $U_{2I} = U_{2II}$ (точка M на рис. 2), дистанционные защиты на защищаемой линии не действуют (поскольку ток короткого замыкания в этой линии меняет свое направление). Очевидно, что защита на одном из концов линии тем более не будет действовать при коротком замыкании на участке обходной связи, расположенным ближе к месту установки этой защиты, чем указанная точка M . Поэтому при согласовании по чувствительности короткое замыкание на этом участке рассматривать не следует; это согласование должно производиться при коротком замыкании на участке обходной связи, где может действовать согласовываемая защита, т. е. при коротком замыкании в точке M (рис. 2).

Первичное напряжение срабатывания пускового органа устройства блокировки при качаниях защиты 1 для случая, когда напряжение обратной последовательности в месте установки защиты 2 при коротком замыкании в точке M (U_{2II}) больше или равно напряжению срабатывания пускового органа устройства блокировки при качаниях этой защиты ($U_{2IIM} \geq U_{2cp.\text{п}2}$), может быть приближенно определено по выражению:

$$U_{2cp.\text{п}1} \geq k_n U_{2cp.\text{п}2} \frac{U_{2cp.\text{п}2}}{U_{2IIM}}. \quad (18)$$

При $U_{2IIM} < U_{2cp.\text{п}2}$ в целях упрощения и повышения надежности может быть принято приближенно с запасом

$$U_{2cp.\text{п}1} = k_n U_{2cp.\text{п}2}. \quad (19)$$

Более точно значение $U_{2cp.\text{п}1}$ по рассматриваемому условию для случая короткого замыкания на обходной связи может быть определено также не по (18) и (19), а графо-аналитически с использованием кривой зависимости сопротивление в месте установки защиты 1 $z_{\text{п}1}$ от места короткого замыкания на обходной связи (рис. 2). При этом

$$U_{2cp.\text{п}1} \geq k_n U_{2cp.\text{п}2} \frac{U_{2IN}}{U_{2IIM}}. \quad (20)$$

В частном случае, когда устройства блокировки при качаниях удовлетворяют требованиям чувствительности ($k_n \geq 1,5$) при коротком замыкании в точке M на обходной связи, рассматриваемое согласование по чувствительности может не производиться. Указанное, в первую очередь, относится к параллельным линиям, поскольку устройства блокировки при качаниях защит должны удовлетворять требованиям чувствительности при коротком замыкании на защищаемых параллельных линиях.

Все изложенное относится к случаю отсутствия промежуточной подстанции на той части обходной связи, при коротком замыкании на которой может срабатывать рассматриваемая дистанционная защита. При наличии такой промежуточной подстанции (например, подстанция III на рис. 1, б) дополнительно к указанному должно производиться согласование по чувствительности устройств блокировки

при качаниях по (15), в котором U_{21} и $U_{2\text{II}}$ определяются при коротком замыкании на шинах этой промежуточной подстанции, а короткое замыкание на шинах подстанции, примыкающей к противоположному (по отношению к месту установки рассматриваемой защиты) концу защищаемой линии (подстанция II), не является расчетным и потому не должно рассматриваться.

В случаях, когда согласование по чувствительности реле сопротивления дистанционной защиты с устройством блокировки при качаниях, имеющим пусковой орган тока обратной последовательности, затруднительно, может оказаться целесообразным произвести согласование по чувствительности устройств блокировки при качаниях указанного типа между собой. Это может быть произведено только в одном из защищаемых направлений по выражениям:

$$\left. \begin{aligned} I_{2\text{уст1}} &\geq k_n I_{2\text{уст2}} \frac{n_{t2}}{n_{t1}}, \\ k_{\text{торм1}} &\geq k_n k_{\text{торм2}}, \end{aligned} \right\} \quad (21)$$

где $I_{2\text{уст1}}$, $k_{\text{торм1}}$, n_{t1} — уставки по току обратной последовательности и по коэффициенту торможения, коэффициент трансформации трансформаторов тока рассматриваемой защиты;

$I_{2\text{уст2}}$, $k_{\text{торм2}}$, n_{t2} — то же, но для защиты, с которой производится согласование;

k_n — коэффициент надежности.

Представляет практический интерес также согласование по чувствительности устройств блокировки при качаниях с пусковыми органами разных типов.

Рассмотрим согласование по чувствительности при использовании в согласуемой защите устройства блокировки при качаниях с пуском по напряжению обратной последовательности (например, типа КРБ-125), а на противоположном конце — с пуском по току обратной последовательности (например, типа КРБ-126).

Первичное напряжение срабатывания устройства блокировки при качаниях защиты 1 в схеме по рис. 1,а (при отсутствии обходных связей) определяется (при неиспользовании в устройствах тока $3I_0$) по выражению:

$$U_{2\text{ср.п1}} \geq k_n I_{2\text{ср.п2}}^{(1,1)} z_{c1}, \quad (22)$$

где k_n — коэффициент надежности.

При наличии обходных связей рассмотренное согласование по чувствительности не может быть произведено. Указанное видно из рис. 2. При протекании по линии тока $I_2 = I_{2\text{ср.п2}}$ напряжение в месте установки защиты 1 U_{21} может незначительно отличаться от напряжения обратной последовательности при коротком замыкании в конце линии. Очевидно, что при отстройке от напряжения U_{21} защита не будет удовлетворять требованиям чувствительности.

Из (22) следует, что при отсутствии обходных связей согласование по данному условию может быть произведено в большом числе случаев. Так, например, при $I_{2\text{ср.п2}}=100$ а, $k_n=1,5$ и вторичном на-

прежении срабатывания устройства блокировки в максимальное значение сопротивления системы, при котором еще возможно указанное согласование (для напряжения 110 кв)

$$z_{c1\text{макс}} = \frac{6 \cdot 110}{1,5 \cdot 100} = 44 \text{ ом.}$$

Первичный ток срабатывания обратной последовательности устройства блокировки при качаниях с пуском по току обратной последовательности (например, типа КРБ-126) по условию согласования с установленным на противоположном конце устройством блокировки с пуском по напряжению обратной последовательности (например, типа КРБ-125) при неиспользовании в устройствах тока $3I_0$ определяется для сети общего вида (например, схема по рис. 1,б) по выражению:

$$I_{2\text{ср.п2}} \geq k_n \frac{\frac{U_{2\text{ср.п2}}}{z_{c1}}}{\frac{k'_t}{k'_t} + z_{\text{л}}}, \quad (23)$$

где $U_{2\text{ср.п2}}$ — первичное напряжение срабатывания пускового органа устройства блокировки при качаниях защиты, с которой производится согласование.

Как видно из рис. 2, для сети по рис. 1,б при коротком замыкании на обходной связи значение k'_t меньше, чем при других внешних коротких замыканиях. Поэтому для определения расчетного значения k'_t короткое замыкание на обходной связи рассматривается не должно.

Следует отметить, что выбор тока срабатывания по данному условию возможно производить в ограниченном числе случаев.

Так, например, при вторичном напряжении срабатывания пускового органа устройства блокировки при качаниях $U_{2\text{ср}}=6$ в, $k_n=1,5$, $k'_t=1$, значение $I_{2\text{ср.п}}=100$ а может быть получено при значениях сопротивления $z_{c1}+z_{\text{л}}$ (для напряжения 110 кв)

$$z_{c1} + z_{\text{л}} = \frac{1,5 \cdot 6 \cdot 110}{100} = 99 \text{ ом.}$$

Таким образом, согласование защиты по данному условию может оказаться возможным только в случаях длинных линий, малой мощности системы, примыкающей к месту установки рассматриваемой защиты или при малых значениях k'_t .

Расчет по (15), (16), (18) — (23) дан для случая неиспользования в пусковых органах устройств блокировки при качаниях обеих защит тока нулевой последовательности. При использовании в устройствах блокировки при качаниях тока нулевой последовательности последний может не учитываться для защиты 2, с которой производится согласование, но обязательно должен учитываться для защиты 1, выбор уставок которой производится.

При установке на обоих концах линии устройств блокировки при качаниях типов КРБ-121, КРБ-123 и КРБ-125 и использовании тока нулевой последовательности выбор уставок по рассматриваемому условию может быть проведен следующим образом.

1) Уставка по напряжению обратной последовательности определяется по значению $U_{2\text{ср.п1}}$, полученному по одному из следующих выражений (15), (16), (18) — (20).

2) Уставка по току нулевой последовательности определяется по выражению:

$$3I_{\text{уст}2} \geq k_n 3I_{\text{уст}2} \frac{n_{t_2}}{n_{t_1}}, \quad (24)$$

где $3I_{\text{уст}2}$ — уставка по току нулевой последовательности устройства блокировки защиты 2, с которой производится согласование.

Следует отметить, что при применении данного способа затрудняется согласование по чувствительности в обратном направлении (т. е. устройства блокировки защиты 2 с устройством блокировки защиты 1).

Как указано выше, при токе в защите $3I_0$, не превышающем ток срабатывания реле тока нулевой последовательности, предназначенного для пуска в. ч. передатчика при замыканиях на землю, и уставках $3I_{\text{уст}} = 1,5$ и 2 а имеет место незначительное повышение чувствительности устройств блоки-

ровки при качаниях типов КРБ-122 и КРБ-124. По этой причине при использовании тока нулевой последовательности только в пусковом органе тока обратной последовательности защиты 1 при уставках $3I_{\text{уст}} = 1,5$ и 2 а допустимо производить расчет по (21) и (23), если в них принять значение k_n увеличенным примерно на 10%.

Использование уставки $3I_{\text{уст}} = 1 \text{ а}$ в пусковом органе тока обратной последовательности защиты 1 при согласовании пусковых органов устройств блокировки при качаниях по чувствительности не рекомендуется, так как это может привести к загрузлению указанного пускового органа.

Литература

1. Кожин А. И. и Рубинчик В. А., Релейная защита линий с ответвлениями, изд-во «Энергия», 1967.
2. Руководящие указания по релейной защите. Дистанционная защита линий 35—330 кв, изд-во «Энергия», вып. 7, 1966.

[9.1.1968]



УДК 621.316.925.2

Принципы выполнения торможения в продольных дифференциальных защитах линий с ответвлениями

Канд. техн. наук Ю. И. КАРИНСКИЙ

Ростов-на-Дону

В статье рассмотрены принципы выполнения торможения в продольных дифференциальных защитах многоконцевых линий электропередач, построенных в соответствии с [Л. 1].

Назначение торможения в защите. Торможение в продольных дифференциальных защитах линий с ответвлениями предназначено для предотвращения неправильных действий их от токов и напряжений небаланса, вызванных погрешностями элементов защите и влиянием соединительных проводов. Влияние соединительных проводов в значительной мере может быть уменьшено посредством компенсационного включения реагирующих органов [Л. 2 и 3], вследствие чего дальнейшее изложение относится к защите с компенсацией влияния соединительных проводов.

В соответствии с двойственной природой напряжений и токов небаланса в защите требуются два вида торможения: одно, общее для всей защиты с целью отстройки ее от влияния погрешностей элементов защиты и второе, индивидуальное для каждого реагирующего органа с целью отстройки его от случайных разбалансировок устройства компенсации влияния соединительных проводов вследствие изменения температуры и влажности окружающей среды и других причин.

С целью возможного уменьшения каскадного действия реагирующих органов защиты общее торможение должно одновременно и одинаково воз-

ействовать на все реагирующие органы, причем по условиям контроля исправности число жил соединительных проводов должно быть равно двум. Наиболее просто и достаточно эффективно осуществить торможение от арифметической суммы токов всех концов защищаемой линии. К недостаткам этого способа торможения следует отнести наличие торможения при всех режимах коротких замыканий в зоне действия защиты.

Обобщенная эквивалентная схема обоих исполнений продольной дифференциальной защиты многоконцевых линий дана на рис. 1. Четырехполюсники с коэффициентами АВСД включают в себя элементы защиты и лучи соединительных проводов. Напряжения U'_i и токи I'_i отнесены к центру звезды соединительных проводов, схема соединений которых зависит от типа защиты: на равновесие напряжений или циркуляцию токов. Ниже рассмотрены оба типа защите.

Защита на равновесие напряжений. Принципы действия общего торможения и индивидуального торможения реагирующих органов защиты на равновесие напряжений (рис. 2) основаны на принципе сравнения абсолютных значений двух и более напряжений, рассмотренном в приложении 1. Выпрямительный мост B_4 , осуществляющий общее торможение защиты, расположен в центре n — лучевой звезды соединительных проводов. Центр звезды может быть расположен на одной из промежуточных

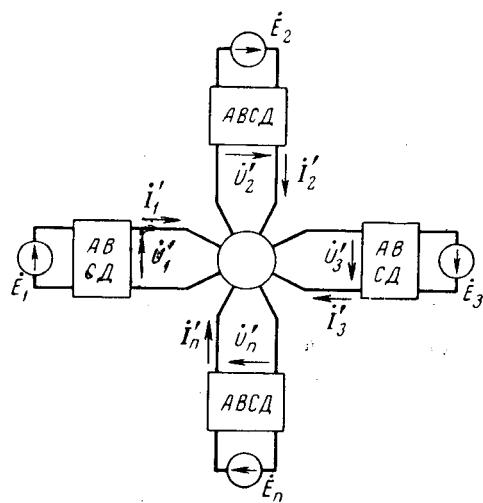


Рис. 1. Эквивалентная схема продольной дифференциальной защиты n -концевой линии.

подстанций, а ее луч соединительных проводов выполнен в виде аналога. В соответствии с [Л. 1] селективность продольной дифференциальной защиты многоконцевой линии будет обеспечена при выравнивании параметров A четырехполюсников лучей соединительных проводов, т. е.

$$A_{\text{л}1} = A_{\text{л}2} = \dots = A_{\text{л}n} = A_{\text{л}}. \quad (1)$$

Напряжение $\dot{U}_{\text{ц}}$ на входных зажимах выпрямительного моста B_4

$$\dot{U}_{\text{ц}} = \frac{1}{A_{\text{л}}} \sum_{i=1}^n E_i. \quad (2)$$

$$U_{\text{т}} = \frac{k_{\text{т}}}{A_{\text{л}}} \sum_{i=1}^n E_i, \quad (3)$$

где $k_{\text{т}}$ — коэффициент пропорциональности, определяемый соотношением плеч потенциометров $R_{\text{т}2}$ и коэффициентом трансформации трансформаторов $T_{\text{р}3}$.

Циркулирующий ток защиты, действующий на реагирующие органы, будет протекать при условии, когда рабочее напряжение устройства сравнения по абсолютному значению больше тормозного, т. е.

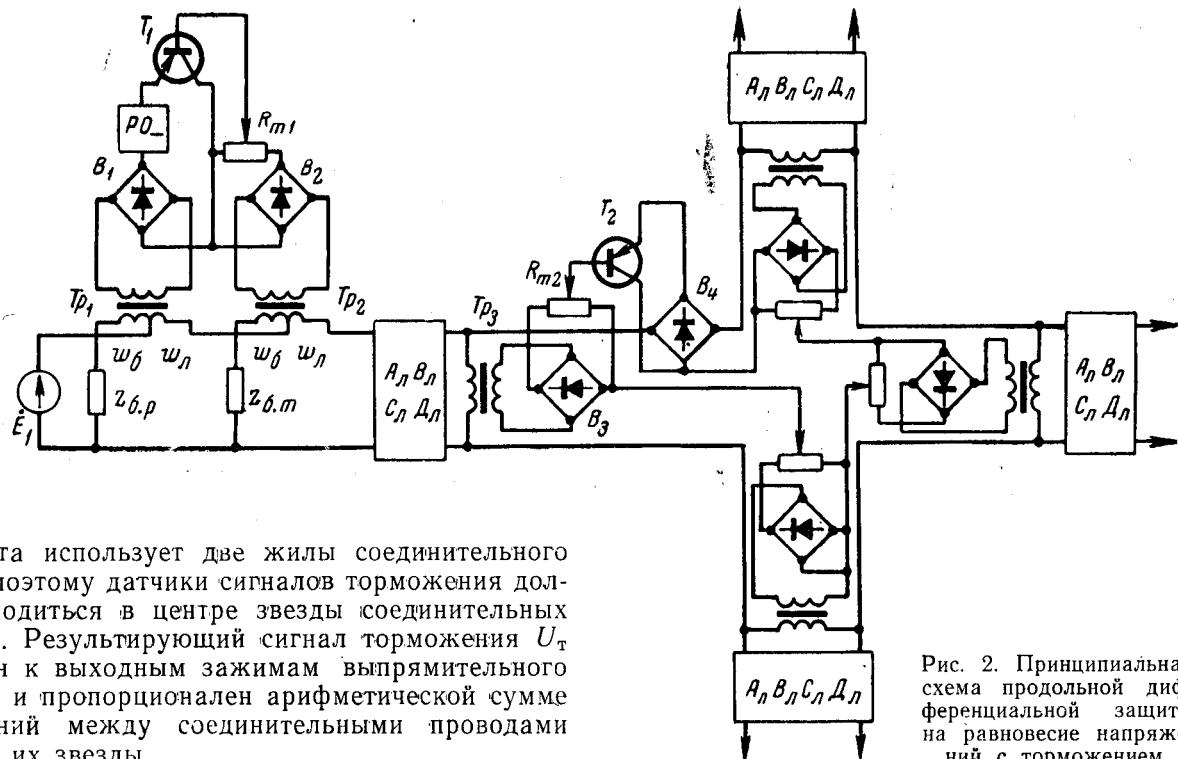
$$\frac{1}{A_{\text{л}}} \sum_{i=1}^n \dot{E}_i \geq \frac{k_{\text{т}}}{A_{\text{л}}} \sum_{i=1}^n E_i$$

или

$$\sum_{i=1}^n \dot{E}_i \geq k_{\text{т}} \sum_{i=1}^n E_i. \quad (4)$$

Неравенство (4) соответствует условию срабатывания защиты без учета индивидуального торможения и потребления мощности реагирующими органами.

Общее торможение защиты воздействует на реагирующие органы путем разрыва цепи циркулирующего тока. В заторможенной защите все реагирующие органы PO_- должны быть отстроены от токов поперечной емкостной проводимости соответствующего луча соединительных проводов. В защите на равновесие напряжений (рис. 2) эта отстройка выполнена с помощью балансных трансформаторов $T_{\text{р}1}$, результирующая н. с. которых не зависит от тока поперечной емкостной проводимости луча со-



Защита использует две жилы соединительного кабеля, поэтому датчики сигналов торможения должны находиться в центре звезды соединительных проводов. Результирующий сигнал торможения $U_{\text{т}}$ приложен к выходным зажимам выпрямительного моста B_4 и пропорционален арифметической сумме напряжений между соединительными проводами в центре их звезды

Рис. 2. Принципиальная схема продольной дифференциальной защиты на равновесие напряжений с торможением.

единительных проводов, что достигается при условии [Л. 2]

$$\frac{w_i}{w_6} = \frac{Z_{\text{л.д.расч}i}}{Z_{\text{б.р}i}}, \quad (5)$$

где $Z_{\text{л.д.расч}i}$ — расчетное сопротивление i -го луча соединительных проводов при обрыве его в центре звезды, измеренное со стороны входных зажимов четырехполюсника $A_{li}, B_{li}, C_{li}, D_{li}$.

В заторможенной защите реагирующие органы обтекаются токами небаланса, вызванными нарушениями условия (5) вследствие случайных отклонений сопротивлений $Z_{\text{л.д.расч}i}$ и $Z_{\text{б.р}i}$ от расчетных значений под воздействием температуры, влажности и других причин. При внешних коротких замыканиях токи небаланса могут вызвать неселективное срабатывание реагирующих органов, причем вероятность этого увеличивается с ростом кратности токов коротких замыканий относительно нормальных режимов работы. Неселективные срабатывания реагирующих органов могут быть предотвращены индивидуальным торможением, степень воздействия которого пропорциональна абсолютному значению тока поперечной емкостной проводимости луча соединительных проводов (рис. 2). Фильтрация этого тока для индивидуального торможения осуществляется балансным устройством (T_{p2} и $Z_{\text{б.т}i}$), исключающим влияние циркулирующего тока защиты на торможение. Условие настройки балансного устройства

$$\frac{w_i}{w_6} = \frac{Z_{\text{л.д.расч}i}}{Z_{\text{б.т}i}}, \quad (6)$$

где $Z_{\text{л.д.расч}i}$ — расчетное сопротивление i -го луча соединительных проводов при коротком замыкании его в центре звезды, измеренное со стороны входных зажимов четырехполюсника $A_{li}, B_{li}, C_{li}, D_{li}$.

Для любого текущего значения сопротивления i -го луча соединительных проводов Z_{li} при заторможенной защите, т. е. при разомкнутой цепи соединительных проводов в центре их звезды, абсолютные значения напряжений на выходах рабочего B_1 и тормозного B_2 выпрямительных мостов устройства сравнения реагирующего органа соответственно

$$E_{pi} = k_p E_i \left| \frac{1}{Z_{\text{л.д.расч}i}} - \frac{1}{Z_{li}} \right|; \quad (7)$$

$$E_{ti} = k_t E_i \left| \frac{1}{Z_{\text{л.д.расч}i}} - \frac{1}{Z_{li}} \right|, \quad (8)$$

где k_p и k_t — коэффициенты передачи рабочей и тормозной цепей устройства сравнения.

Условие отстройки реагирующего органа

$$E_{ti} \geq E_{pi}, \quad (9)$$

что с учетом (7) и (8)

$$k_t = \frac{k_{ti}}{k_{pi}} \geq \frac{|Z_{\text{л.д.расч}i}(Z_{\text{л.д.расч}i} - Z_{li})|}{|Z_{\text{л.д.расч}i}(Z_{\text{л.д.расч}i} - Z_{li})|}. \quad (10)$$

В комплексной плоскости $R_{li} = z_{li} \cos \varphi_{li}$ и $X_{li} = z_{li} \sin \varphi_{li}$ [Л. 4] уравнение (10) представляет собой окружность радиуса:

$$r_i = \frac{k_{z_{\text{л.д.расч}i}} z_{\text{л.д.расч}i}}{k^2 z_{\text{л.д.расч}i}^2 - z_{\text{л.д.расч}i}^2} \times \\ \times \sqrt{z_{\text{л.д.расч}i}^2 + z_{\text{л.д.расч}i}^2} \dots \rightarrow \\ \leftarrow \dots - 2 z_{\text{л.д.расч}i} z_{\text{л.д.расч}i} \cos(\varphi_{li} - \varphi_{\text{л.д.расч}i}); \quad (11)$$

с координатами центра

$$R_i = \frac{z_{\text{л.д.расч}i} z_{\text{л.д.расч}i} (k^2 z_{\text{л.д.расч}i} \cos \varphi_{li} - z_{\text{л.д.расч}i}^2 \cos \varphi_{\text{л.д.расч}i})}{k^2 z_{\text{л.д.расч}i}^2 - z_{\text{л.д.расч}i}^2}; \quad (12)$$

$$X_i = \frac{z_{\text{л.д.расч}i} z_{\text{л.д.расч}i} (k^2 z_{\text{л.д.расч}i} \sin \varphi_{li} - z_{\text{л.д.расч}i}^2 \sin \varphi_{\text{л.д.расч}i})}{k^2 z_{\text{л.д.расч}i}^2 - z_{\text{л.д.расч}i}^2}. \quad (13)$$

Расчетным условием для определения коэффициента торможения индивидуального торможения реагирующих органов $k_i = \frac{k_{ti}}{k_{pi}}$ является расположение концов векторов Z_{li} в зоне несрабатывания, т. е. внутри окружности при заторможенной защите.

Защита на циркуляцию токов. Принцип действия общего торможения защиты на циркуляцию токов (рис. 3) основан на принципе сравнения абсолютных значений двух и более токов, рассмотренном в приложении II. Выпрямительный мост B_4 , осуществляющий торможение, входными зажимами присоединен к общим точкам соединительных проводов. Селективность защиты на циркуляцию токов будет обеспечена при выравнивании параметров B четырехполюсников лучей соединительных проводов, т. е.

$$B_{\text{л}1} = B_{\text{л}2} = \dots = B_{\text{л}n} = B_{\text{л}}. \quad (14)$$

В заторможенной защите, т. е. при открытом выпрямительном мосте B_4 , тормозной ток пропорционален арифметической сумме токов всех лучей соединительных проводов

$$I_{\text{т}} = k_{\text{т}} \sum_{i=1}^n I'_i = \frac{k_{\text{т}}}{B_{\text{л}}} \sum_{i=1}^n E_i. \quad (15)$$

Реагирующие органы защиты срабатывают, когда напряжение на входе моста B_4 превысит значение напряжения открытия. Это условие будет выполнено, когда дифференциальный ток

$$I_{\text{д}} = \frac{1}{B_{\text{л}}} \sum_{i=1}^n \dot{E}_i \quad (16)$$

по абсолютному значению превзойдет тормозной ток, т. е.

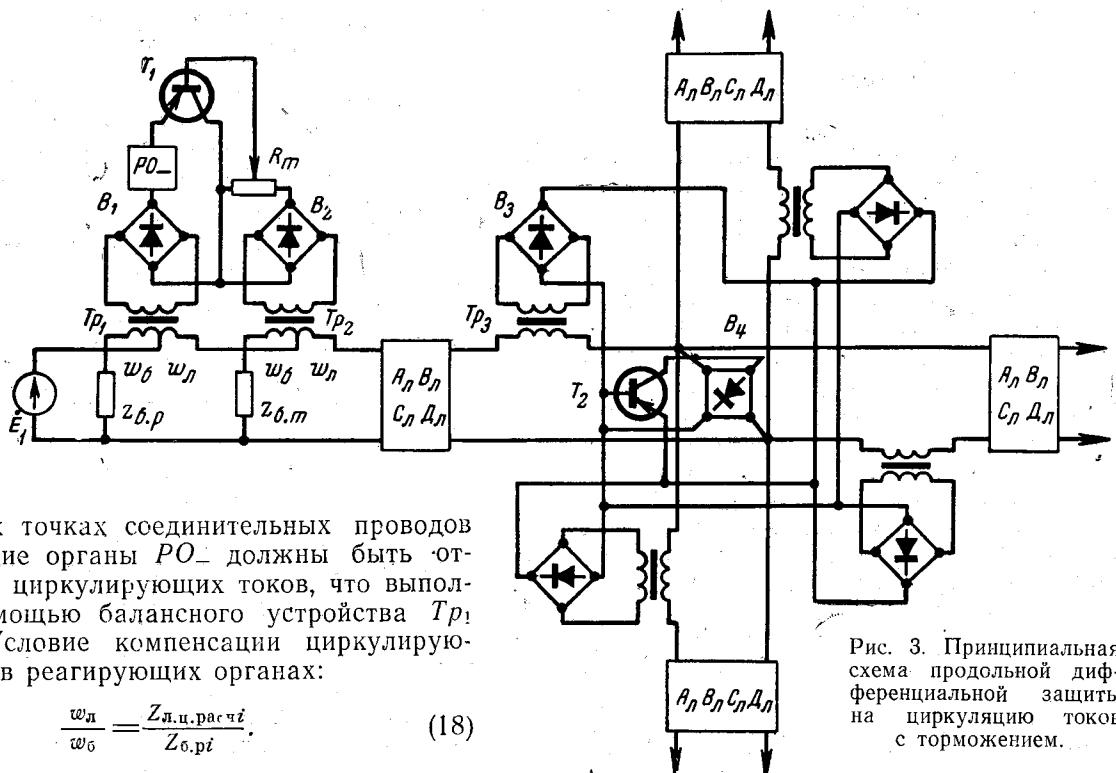
$$\frac{1}{B_{\text{л}}} \sum_{i=1}^n \dot{E}_i \geq \frac{k_{\text{т}}}{B_{\text{л}}} \sum_{i=1}^n E_i$$

или

$$\sum_{i=1}^n \dot{E}_i \geq k_{\text{т}} \sum_{i=1}^n E_i. \quad (17)$$

Условие (17) аналогично условию (4) защиты на равноправие напряжений.

В заторможенной защите, т. е. при закорочен-



ных общих точках соединительных проводов реагирующие органы PO_- должны быть отстроены от циркулирующих токов, что выполнено с помощью балансного устройства T_p и $Z_{b.p}$. Условие компенсации циркулирующего тока в реагирующих органах:

$$\frac{w_d}{w_b} = \frac{Z_{л.д.расч}}{Z_{б.р.}} \quad (18)$$

Условия настройки индивидуального торможения реагирующих органов (T_p , $Z_{б.т.}$):

$$\frac{w_d}{w_b} = \frac{Z_{л.д.расч}}{Z_{б.т.}} \quad (19)$$

Из сопоставления формул (5), (6), (18) и (19) следует, что устройства реагирующих органов обоих типов защищ идентичны и меняются только местами рабочие и тормозные элементы.

В заторможенной защите абсолютные значения рабочего и тормозного напряжений устройства сравнения реагирующего органа

$$E_{pi} = k_p E_i \left| \frac{1}{Z_{л.д.расч}} - \frac{1}{Z_{л.т.}} \right|; \quad (20)$$

$$E_{ti} = k_t E_i \left| \frac{1}{Z_{л.д.расч}} - \frac{1}{Z_{л.т.}} \right|. \quad (21)$$

Условие отстройки реагирующего органа в соответствии с (9) с учетом (20) и (21)

$$k_i = \frac{k_{ti}}{k_{pi}} \geq \frac{|Z_{л.д.расч} (Z_{л.д.расч} - Z_{л.т.})|}{|Z_{л.д.расч} (Z_{л.д.расч} - Z_{л.т.})|}. \quad (22)$$

В комплексной плоскости сопротивлений линии связи уравнение (22) представляет собой окружность радиуса

$$r_i = \frac{k z_{л.д.расч} z_{л.д.расч}}{z_{л.д.расч}^2 - k^2 z_{л.д.расч}^2} \times \\ \times \sqrt{z_{л.д.расч}^2 + z_{л.д.расч}^2} - \dots \rightarrow \\ \leftarrow \dots - 2 z_{л.д.расч} z_{л.д.расч} \cos(\varphi_{л.д.расч} - \varphi_{л.д.расч}) \quad (23)$$

с координатами центра

$$R_i = \frac{z_{л.д.расч} z_{л.д.расч} (z_{л.д.расч} \cos \varphi_{л.д.расч} - \dots)}{z_{л.д.расч}^2 - k^2 z_{л.д.расч}^2} - \\ - \frac{k^2 z_{л.д.расч} \cos \varphi_{л.д.расч}}{z_{л.д.расч}^2} ; \quad (24)$$

Рис. 3. Принципиальная схема продольной дифференциальной защиты на циркуляцию токов с торможением.

$$X_i = \frac{z_{л.д.расч} z_{л.д.расч} (z_{л.д.расч} \sin \varphi_{л.д.расч} - \dots)}{z_{л.д.расч}^2 - k^2 z_{л.д.расч} \sin \varphi_{л.д.расч}} - \\ - \frac{k^2 z_{л.д.расч} \sin \varphi_{л.д.расч}}{z_{л.д.расч}^2} . \quad (25)$$

Из сопоставления (11) и (25) следует, что радиусы окружностей характеристик индивидуального торможения реагирующих органов обоих типов защит равны при условии обратной пропорциональной зависимости коэффициентов торможения защит. Регулирование коэффициентов торможения индивидуального торможения реагирующих органов может производиться изменением коэффициентов трансформации трансформаторов T_p и T_p , а также коэффициента передачи потенциометра R_{t_1} . Регулирование коэффициента торможения общего торможения защит может производиться изменением коэффициентов трансформации трансформатора T_{p_3} и коэффициентов передачи потенциометров R_{t_2} (рис. 2).

Если наибольшее напряжение в соединительных проводах превышает допустимое напряжение на транзисторе T_2 , то мост B_4 и транзистор T_2 следует включать через промежуточный понижающий трансформатор, функцию которого может выполнить один из изолирующих трансформаторов, установленных для контроля исправности соединительных проводов.

Вопросы контроля линии связи и конструирования элементов защты не рассмотрены, так как они выходят за рамки статьи.

Выводы. 1. Продольные дифференциальные защты линий с ответвлениями целесообразно выполнять с устройствами торможения, предотвращаю-

щими неправильные действия защит от напряжений и токов небаланса, вызванных погрешностями элементов и вариациями параметров соединительных проводов.

2. Одноковое действие общего торможения на все реагирующие органы независимо от распределения токов внешних коротких замыканий обеспечивается расположением устройства торможения в центре звезды соединительных проводов с равными коэффициентами $A_{\text{л}}$ четырехполюсников лучей в защитах на равновесие напряжений и коэффициентов $B_{\text{л}}$ в защитах на циркуляцию токов.

3. Общее торможение защиты целесообразно принять пропорциональным арифметической сумме токов всех концов защищаемой линии.

4. Отстройка реагирующих органов от разбалансировки компенсации влияния соединительных проводов обеспечивается индивидуальным торможением реагирующих органов, причем это торможение наиболее целесообразно при больших кратностях токов внешних коротких замыканий.

5. Техническая реализация торможения должна соответствовать двухпроводной линии связи, что, в частности, может быть выполнено с помощью полупроводниковых схем сравнения абсолютных значений токов и напряжений, рассмотренных в приложениях.

Приложение I. Сравнение абсолютных значений двух и более напряжений с помощью полупроводников. Сущность описываемого сравнения напряжений состоит в том, что реагирующие органы схемы сравнения (рис. 4, а) будут обтекаться током только при открытом транзисторе T , что возможно при

$$k_p U_p \geq k_t U_t, \quad (26)$$

где U_p и U_t — абсолютные значения рабочего и тормозного напряжений;

k_p и k_t — коэффициенты передачи потенциометров R_p и R_t соответственно.

Потенциометр R_t предназначен для регулирования тормозного напряжения и создания цепи рабочего тока, обтекающего реагирующие органы. Ток эмиттера транзистора T

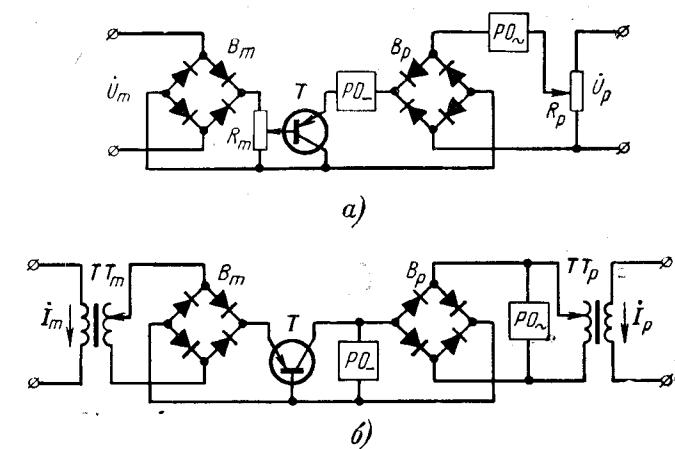


Рис. 4. Принципиальные схемы сравнения абсолютных значений двух электрических величин.
а — для напряжений; б — для токов.

однополярный и отличен от нуля при условии (26), поэтому реагирующий орган PO_- может быть неполяризованным любого типа. Реагирующий орган максимального переменного тока PO_\sim может быть любого типа. PO_- и PO_\sim должны быть отстроены от обратного тока выпрямительного моста B_p .

Потенциометр R_p устанавливается при необходимости повысить точность сравнения напряжений путем компенсации падения напряжения в тормозной цепи от тока R_t аналогичным падением напряжения в рабочей цепи от тока R_p , а также при $U_p < U_t$ в условиях срабатывания реагирующих органов.

Устройство сравнения (рис. 4, а) довольно критично к коэффициенту пульсации выпрямленного напряжения U_t , поэтому требуется применять слаживающие фильтры или расщепление однофазного напряжения в трехфазное с последующим выпрямлением.

Усилитель постоянного тока на транзисторе T позволяет увеличить сопротивление R_t , что уменьшает потери мощности в цепи тормозного напряжения и повышает точность сравнения.

Уравнения срабатывания реагирующих органов некоторых схем сравнения двух и более напряжений даны в приведенной ниже таблице.

Схемы соединений выпрямительных мостов		Уравнения срабатывания реагирующих органов	Срабатывание реагирующих органов
Тормозных	Рабочих		
Последовательно	Последовательно	$\sum_{i=1}^n k_{pi} U_{pi} \geq \sum_{i=1}^m k_{ti} U_{ti}$	все
Последовательно	Параллельно	$(k_p U_p)_{\max} \geq \sum_{i=1}^m k_{ti} U_{ti}$	PO с $(k_p U_p)_{\max}$
Параллельно	Последовательно	$\sum_{i=1}^n k_{pi} U_{pi} \geq (k_t U_t)_{\max}$	все
Параллельно	Параллельно	$(k_p U_p)_{\max} \geq (k_t U_t)_{\max}$	PO с $(k_p U_p)_{\max}$

Приложение II. Сравнение абсолютных значений двух и более токов с помощью полупроводников. Принцип действия устройства сравнения двух токов (рис. 4, б) основан на свойстве транзисторного усилителя напряжения с общей базой, состоящем в том, что коэффициент усиления по току меньше единицы. Тормозной ток I_t устрасигнализации протекает по цепи эмиттер — база и является входным током усилителя,

а рабочий ток I_p протекает по цепи база — коллектор транзистора T и является выходным током усилителя. Коэффициент усиления по току, равный отношению токов коллекторной и эмиттерной цепей, близок к единице, особенно для многокаскадных усилителей. При этом суммарный ток обоих реагирующих органов PO_- и PO_\sim

$$I \approx k_p I_p - k_t I_t \quad (27)$$

Выбор контактных материалов, обеспечивающих повышенную износостойчивость слаботочных реле постоянного тока

Доктор техн. наук, доц. В. Т. ОМЕЛЬЧЕНКО

Харьковский политехнический институт им. В. И. Ленина

В последней стадии размыкания электрических контактов существует период, когда плотность тока, протекающего через контактную поверхность, достигает значения, при котором происходит расплавление металла электродов. Дальнейшее перемещение электродов не приводит к размыканию цепи, так как между ними образуется перешеек из расплавленного металла, который продолжает проводить ток.

При достижении температуры кипения мостик взрывается и происходит разрыв электрической цепи. Разделение мостика на две части сопровождается переносом материала с одного электрода на другой. Если отсутствуют дуговые разряды, то после многократных отключений цепи постоянного тока в результате такого переноса на контактах образуются кратеры и пики, т. е. имеет место мостиковая эрозия электрических контактов.

Жидкие мостики являются главным источником электрической эрозии для ряда контактных аппаратов, таких как чувствительные реле постоянного тока, контактные следящие системы, кодовые механизмы, контактные распределители, маломощные интегрирующие звенья, двигатели коллекторного типа, а также многочисленные реле связи, радиоэлектроники, осветительной и преобразовательной техники и т. д., где бездуговое размыкание возможно благодаря специальным искрогасительным контурам.

Основной причиной ненадежности таких реле является мостиковая эрозия электрических контактов. Для уменьшения этого вида эрозии или полной ее ликвидации в настоящей работе предлагаются условия безэрзийного размыкания слаботочных реле постоянного тока.

Полагаем, что контактные элементы, выполненные из различных материалов, размыкают цепь постоянного тока при отсутствии какого-либо дугового разряда.

будет отличен от нуля при

$$k_p I_p > k_t I_t, \quad (28)$$

где k_p и k_t — коэффициенты трансформации трансформаторов тока TT_p и TT_t соответственно.

Реагирующий орган PO_- должен быть отстроен от падения напряжения на открытом транзисторе при $k_p I_p < k_t I_t$, а реагирующий орган PO_+ — от суммарного падения напряжения на открытых усилителе и выпрямительном мосте B_p .

Трансформаторы TT_p и TT_t электрически изолируют цепи рабочего и тормозного токов и регулируют коэффициент торможения по току устройства сравнения токов.

При сравнении абсолютных значений трех и более токов схемы соединений выпрямительных мостов рабочей и тормозной цепей определяются уравнениями срабатывания реагирующих органов.

Автор выражает глубокую благодарность профессору, доктору технических наук В. Л. Фабри-

Дифференциальное уравнение теплопроводности для жидкого мостика, образованного между расходящимися электродами, можно записать следующим образом:

$$\frac{\partial \theta_i}{\partial t} = a_i^2 \frac{\partial^2 \theta_i}{\partial x^2} + h_i \quad (1)$$

при $t > 0, -\alpha_1 \sqrt{t} < x < 0, 0 < x < \alpha_2 \sqrt{t}$,

где

$$h_i = \frac{\rho_k l^2}{\gamma_i c_i F^2}; \quad \alpha_i = \sqrt{\frac{\lambda_i (\theta_{ik} - \theta_{in})}{Q_i \gamma_i}},$$

a_i — коэффициент плавления материала соответствующего контактного элемента, полученный из решения задачи о плавлении контактных материалов при размыкании слаботочных цепей [Л. 1];

ϑ — превышение температуры в области стягивания контакта по отношению к средней температуре контакта;

a_i — коэффициент температуропроводности;

ρ_i — удельное сопротивление;

γ_i — удельный вес;

c_i — темплюемкость соответствующего материала;

$i=1,2$ — величины с индексом 1 относятся к материалу анода, а с индексом 2 — к материалу катода;

λ_i — коэффициент теплопроводности;

Q_i — скрытая теплота плавления;

θ_{ik} — температура кипения;

θ_{in} — температура плавления жидкого металла;

F — сечение мостика;

I — отключаемый ток;

x — координата;

t — время.

Полагаем, что теплофизические величины обоих контактных материалов не зависят от температуры

канту за ценные замечания, высказанные автору по содержанию рукописи.

Литература

- Фабрикант В. Л. и Орехов Л. А., Принципы построения продольной дифференциальной защиты для линий с ответвлениями, «Электричество», 1964, № 6.
- Дроздов А. Д. и Каринский Ю. И., Продольная дифференциальная защита с аналогом соединительных проводов, «Известия вузов, Энергетика», 1961, № 7.
- Фабрикант В. Л. и Орехов Л. А., Роль компенсации влияния вспомогательных проводов в продольной дифференциальной защите линий, «Электричество», 1966, № 7.
- Фабрикант В. Л., Анализ продольных дифференциальных защит линий методом диаграмм в комплексной плоскости, «Электричество», 1960, № 12.

[27.6.1968]



и выбраны соответствующим образом. Величина $\varepsilon = a_1 \sqrt{t}$ определяет закон перемещения жидкой фазы материала внутри твердой [Л. 1]. При этом исходим из того, что температура твердого металла вблизи зоны плавления весьма близка к значению температуры плавления соответствующего материала.

Для решения системы уравнений (1) необходимо определить условия однозначности решения.

1. Границные условия. На границах твердого и жидкого металла все время поддерживается температура плавления металла, т. е.

$$\vartheta_1(-a_1 \sqrt{t}, t) = \vartheta_{1n}, \quad (2)$$

$$\vartheta_2(a_2 \sqrt{t}, t) = \vartheta_{2n}. \quad (3)$$

2. Условия сопряжения. Из условия непрерывности теплового потока и температуры в месте сопряжения двух материалов запишем:

$$\lambda_1 \frac{\partial \vartheta_1}{\partial x} \Big|_{x=0-0} = \lambda_2 \frac{\partial \vartheta_2}{\partial x} \Big|_{x=0+0}, \quad (4)$$

$$\vartheta_1(0, t) = \vartheta_2(0, t). \quad (5)$$

3. Начальные условия. Полагаем, что при $t=0$ стержень вырождается в точку, так как при $t=0$ будет $\varepsilon = a_1 \sqrt{t} = a_2 \sqrt{t} = 0$. Решение системы уравнений (1)–(5) нами получено в следующем виде [Л. 2]:

$$\begin{aligned} \vartheta_i(x, t) = & h_i t + A_i \operatorname{erf} \frac{x}{2a_i \sqrt{t}} + B_i \left(t + \frac{x^2}{2a_i^2} \right) + \\ & + C_i \int_0^t \frac{\exp \left[-\frac{x^2}{4a_i^2(t-\tau)} \right]}{(t-\tau)^{1/2}} d\tau + D_i, \end{aligned} \quad (6)$$

где A_i, B_i, C_i, D_i — постоянные интегрирования.

Используя условия однозначности решения (2)–(5), коэффициенты уравнения (6) определяются в следующем виде:

$$A_1 = \frac{a_1 \lambda_2 (\vartheta_{2n} - \vartheta_{1n})}{a_1 \lambda_2 \operatorname{erf} \frac{a_1}{2a_1} + a_2 - \lambda_1 \operatorname{erf} \frac{a_2}{2a_2}}, \quad (7)$$

$$A_2 = \frac{a_1 \lambda_2 (\vartheta_{2n} - \vartheta_{1n})}{a_1 \lambda_2 \operatorname{erf} \frac{a_1}{2a_1} + a_2 \lambda_1 \operatorname{erf} \frac{a_2}{2a_2}}, \quad (8)$$

$$D_1 = D_2 = \frac{a_1 \lambda_2 \vartheta_{2n} \operatorname{erf} \frac{a_1}{2a_1} + a_2 \lambda_1 \vartheta_{1n} \operatorname{erf} \frac{a_2}{2a_2}}{a_1 \lambda_2 \operatorname{erf} \frac{a_1}{2a_1} + a_2 \lambda_1}, \quad (9)$$

$$C_2 = \frac{2a_2 \lambda_1 [(h_1 - h_2) \omega_1 \omega_2 + h_2 \omega_1 - h_1 \omega_2]}{a_1 \lambda_2 \omega_2 (\pi \omega_1 - 2x_1) + a_2 \lambda_1 \omega_1 (\pi \omega_2 - 2x_2)}, \quad (10)$$

$$C_1 = \frac{2a_1 \lambda_2 [(h_2 - h_1) \omega_1 \omega_2 + h_1 \omega_2 - h_2 \omega_1]}{a_1 \lambda_2 \omega_2 (\pi \omega_1 - 2x_1) + a_2 \lambda_1 \omega_1 (\pi \omega_2 - 2x_2)}, \quad (11)$$

$$B_1 = -\frac{x_1}{\omega_1} C_1 - \frac{h_1}{\omega_1}; \quad (12)$$

$$B_2 = -\frac{x_2}{\omega_2} C_2 - \frac{h_2}{\omega_2}, \quad (13)$$

где

$$\omega_1 = 1 + \frac{a_1^2}{2a_1^2};$$

$$\omega_2 = 1 + \frac{a_2^2}{2a_2^2}.$$

Анализируя полученные решения (6), можно убедиться, что в зависимости от значения коэффициентов h_i, A_i, C_i, B_i и D_i максимальное значение температуры может быть достигнуто на стороне анода или катода. Поэтому направление переноса при разрыве мостика определяется теплофизическими свойствами материалов электродов.

Если подобрать контактные пары таким образом, чтобы температура кипения жидкого металла раньше всего достигала своего значения в точке $x=0$, т. е. в месте сопряжения двух металлов, то такой разрыв жидкого стержня не будет сопровождаться переносом материала из одного электрода на другой, т. е. будет иметь место безэрзийное размыкание контакта.

Исследуем условия безэрзийного размыкания при разрыве мостика, состоящего из двух различных материалов. Воспользуемся решением (6) уравнений теплопроводности (1). Согласно (6) распределение температуры в жидком мостике в момент времени $t=t_k$ будет иметь вид, изображенный на рис. 1.

Пусть в момент времени $t=t_k$ в точке $x=0$ температура обоих электродов достигла значения точки кипения материала анода, т. е.

$$\vartheta_1(0, t_k) = \vartheta_2(0, t_k) = \vartheta_{1k}. \quad (14)$$

При этом

$$\frac{\partial \vartheta_1(x, t_k)}{\partial x} \Big|_{x=0-0} > 0. \quad (15)$$

Тогда мостик разорвется в точке $x=0$ в момент времени $t=t_k$. Однако условий (14)–(15) еще недостаточно для безэрзийного размыкания. Возможно, что в момент времени $t=t_k$ максимальная температура катода ϑ_{2m} уже достигла значения точки кипения этого материала. Тогда мостик разорвется раньше на стороне катода и будет иметь место отрицательный перенос, т. е. с катода на анод.

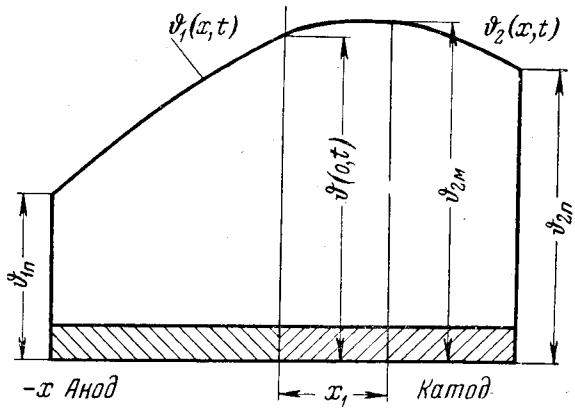


Рис. 1. Распределение температуры в жидком мостике в момент времени $t=t_k$.

Для обеспечения разрыва мостика в точке $x=0$ необходимо, следовательно, добавить еще два условия:

$$\frac{\partial \vartheta_2(x, t_k)}{\partial x} \Big|_{x=x_1} = 0, \quad (16)$$

$$\vartheta_2(x_1, t_k) = \vartheta_{2M} < \vartheta_{2K}. \quad (17)$$

Это означает, что максимальная температура на катоде ϑ_{2M} в момент времени $t=t_k$ должна быть ниже точки кипения материала катода.

Как следует из рис. 1 и условий (14)–(17), материалы в контактных электродах для достижения безэрозийного размыкания необходимо выбирать по следующему принципу:

$$\vartheta_{1P} < \vartheta_{2P}, \vartheta_{1K} < \vartheta_{2K}; \rho_1 \ll \rho_2; \lambda_1 > \lambda_2. \quad (18)$$

Условия (18) являются необходимыми, но недостаточными для обеспечения выполнения равенств (14)–(17).

Контактные материалы, выбранные по принципу, изложенному в неравенствах (18), необходимо проверить по условиям (14)–(17). Можно рекомендовать следующий порядок проведения проверки:

1. Исходя из решения (6) и полагая $x=0$ и $t=t_k$, $\vartheta_1(0, t_k) = \vartheta_2(0, t_k)$, находим время при котором температура мостика в точке $x=0$ достигла значения точки кипения материала анода:

$$\vartheta_{1K} = h_2 t_k + B_2 t_k + \frac{\pi}{2} C_2 t_k + D_2,$$

откуда

$$t_k = \frac{\vartheta_{1K} - D_2}{h_2 + B_2 + \frac{\pi}{2} C_2}. \quad (19)$$

2. Проверим выполнение условия (15)

$$\frac{A_1}{a_1 \sqrt{\pi t_k}} - \frac{C_1 \sqrt{\pi t_k}}{a_1} = \frac{A_2}{a_2 \sqrt{\pi t_k}} - \frac{C_2 \sqrt{\pi t_k}}{a_2} > 0. \quad (20)$$

Если равенство (20) выполняется, то можно проверять остальные условия безэрозийного размыкания.

3. На основании выполнения условия (16) находим координату x_1 с максимальной температурой на стороне катода:

$$\begin{aligned} \frac{\partial \vartheta_2}{\partial x} \Big|_{x=x_1} &= A_2 \frac{\exp\left(-\frac{x_1^2}{4a_2^2 t_k}\right)}{a_2 \sqrt{\pi t_k}} + B_2 \frac{x_1}{2a_2^2} - \\ &- C_2 \frac{\sqrt{\pi t_k}}{a_2} \left[\exp\left(-\frac{x_1^2}{4a_2^2 t_k}\right) + \frac{\sqrt{\pi}}{2a_2} \operatorname{erfc} \frac{x_1}{2a_2 \sqrt{t_k}} \right] = 0. \end{aligned} \quad (21)$$

Для определения координаты x_1 из (21) введем обозначение $g = \frac{x_1}{2a_2 \sqrt{t_k}}$,

после чего равенство (21) примет вид:

$$\frac{A_2 \exp(-g^2)}{a_2 \sqrt{\pi t_k}} + \frac{2B_2 \sqrt{t_k}}{a_2} g - C_2 \frac{\sqrt{\pi t_k}}{a_2} \chi'(g) = 0,$$

где

$$\chi'(g) = \exp(-g^2) - g \sqrt{\pi} \operatorname{erfc} g.$$

Методом итерации из (22) находим g , а затем и x_1 .

4. Проверяем выполнение условий (17)

$$\vartheta_2(x_1, t_k) = \vartheta_{2M} < \vartheta_{2K}.$$

Если все условия безэрозийного размыкания выполнены, то мостик разорвается только в точке $x=0$ и никакого переноса металла из одного электрода на другой не должно быть.

Пример 1. Аанод выбираем из материала Ag–Au (10%), катод из Pd–Ag (40%), отключаемый ток равен 1 а. Техофизические величины этих сплавов следующие:

Анод $\rho_1 = 3,6 \cdot 10^{-6}$ ом·см, $\vartheta_{1P} = 975^\circ\text{C}$, $\vartheta_{1K} = 2200^\circ\text{C}$, $\lambda_1 = 1,95$ вт/см·град; $\gamma_1 = 11,4$ г/см³; $\gamma_1 C_1 = 2,5$ дж/см³·град; $Q_1 = 104,5$ дж/з;

Катод $\rho_2 = 42 \cdot 10^{-6}$ ом·см; $\vartheta_{2P} = 1350^\circ\text{C}$; $\vartheta_{2K} = 3200^\circ\text{C}$; $\lambda_2 = 0,3$ вт/см·град; $\gamma_2 = 11,1$ г/см³; $Q_2 = 130$ дж/з; $a_2 = 0,34$ см/сек^{1/2}.

Значения коэффициентов a_1 и a_2 определим по формуле:

$$a_i = \sqrt{\frac{\lambda_i (\vartheta_{ik} - \vartheta_{ip})}{Q_i \gamma_i}},$$

$$a_1 = 1,4 \text{ см/сек}^{1/2}, a_2 = 0,62 \text{ см/сек}^{1/2}.$$

Кроме того, находим ω_1 и ω_2 : $\omega_1 = 2,26$; $\omega_2 = 2,65$. Как показано в [Л. 3], радиус $r_1 = \frac{\pi b_1}{2}$ расплавленной зоны металла можно определить по формуле:

$$b_1 = \sqrt{\frac{q_2 H_1 + q_1 H_2}{\vartheta_{1P}} - \frac{q_2}{2\vartheta_{1P}}},$$

$$q_1 = \frac{\rho_1 I^2}{4\pi^2 \lambda_1},$$

где

$$H_1 = \frac{2\lambda_2 + \lambda_1}{2(\lambda_1 + \lambda_2)}, \quad H_2 = \frac{\lambda_1}{2(\lambda_1 + \lambda_2)}.$$

Подставляя значение известных величин, находим:

$$r_1 = 3,14 \cdot 10^{-5} \text{ см},$$

откуда

$$F = \pi r_1^2 = 30,8 \cdot 10^{-10} \text{ см}^2.$$

Определяем коэффициенты h_1 и h_2 :

$$h_1 = 7,07 \cdot 10^{11} \text{ град/сек}; \quad h_2 = 1,7 \cdot 10^{12} \text{ град/сек}.$$

Находим постоянные интегрирования

$$D_1 = D_2 = 1,075, \quad A_2 = 319, \quad C_2 = -3,05 \cdot 10^{11}, \quad C_1 = 1,215 \cdot 10^{11},$$

$$B_1 = -2,84 \cdot 10^{11}, \quad B_2 = -6,24 \cdot 10^{11}.$$

Время t_k , за которое температура в точке $x=0$ достигает значения кипения материала анода, определим по формуле (19):

$$t_k = 18,75 \cdot 10^{-10} \text{ сек.}$$

Проверим выполнение условия (20):

$$\frac{A_2}{\sqrt{\pi t_k}} - C_2 \sqrt{\pi t_k} > 0.$$

Поскольку $C_2 < 0$, это условие выполняется автоматически. Методом итерации из (22) находим:

$$g = 0,402,$$

откуда

$$x_1 = 2a_2 g \sqrt{t_k} = 1,18 \cdot 10^{-5} \text{ см.}$$

Максимальное значение температуры в точке $x=x_1$, $\vartheta_{2M} = 2553,5^\circ\text{C}$, т. е. $\vartheta_{2M} < \vartheta_{2K}$. Таким образом, условия безэрозийного размыкания для этой контактной пары выполняются.

Пример 2. Рассмотрим следующее сочетание материалов контактных элементов:

анод

$$\text{Ag--Pd}(5\%),$$

катод

$$\text{Pt--Ir}(20\%).$$

Все условия безаварийного размыкания для этой контактной пары выполняются.



Рис. 2. Микрофотографии контактных поверхностей анода и катода.

a — Ag—Pd (5) (до работы); *б* — Ag—Pd (5) (после работы);
в — Pt—Ir (20) (до работы); *г* — Pt—Ir (20) (после работы).

В лабораторных условиях были подвергнуты экспериментальной проверке указанные сочетания контактных пар. На рис. 2 приведены микрофото-

графии контактных поверхностей анода и катода до работы и после 350 тыс. отключений тока 1 а при напряжении 8 в. Как видно, электрическая эрозия отсутствует и имеет место незначительный механический износ.

Литература

1. Омельченко В. Т., Исследование процесса плавления электрических контактов, Вестник ХПИ, № 8 (56), Вопросы контактной аппаратуры автоматики, вып. I, Харьков, 1966.
2. Ким Е. И., Омельченко В. Т. и Харин С. И., Решение уравнений теплопроводности с разрывным коэффициентом и его приложение к вопросу электрических контактов, Инженерно-физический журнал, 1965, № 6, т. VIII.
3. Омельченко В. Т., Определение температуры пeregрева контактов из разнородных материалов, «Электричество», 1966, № 6.

[9.10.1967]



УДК 621.3.014.32

Электродинамические силы в немагнитных проводниках с плоской поверхностью

Канд. техн. наук, доц. Л. В. БРОНШТЕЙН

Харьковский авиационный институт

При падении электромагнитной волны на поверхность проводника в нем возникают электродинамические силы, которые могут быть использованы для магнитно-импульсной обработки металлов, для технологических операций, связанных с применением давления [Л. 1], при электротермических, электросварочных процессах и в других случаях.

Существующие методы расчета электродинамических сил разработаны применительно к постоянному и синусоидальному токам и соответственно дают возможность находить постоянные или средние за период значения электродинамических сил. В настоящей статье рассматривается метод расчета электродинамических сил в проводниках с плоской поверхностью, возникающих при протекании через плоский индуктор разрядного тока конденсатора или синусоидального тока. Для определения электродинамических сил используется предложенный

ранее [Л. 2] метод, основанный на численном равенстве сил, действующих на единицу поверхности внутри проводника, объемной плотности энергии магнитного поля. Для проводника с плоской поверхностью удельное давление электродинамических сил на единицу поверхности внутри проводника составляет

$$f_{уд} = - \int_0^z dw_m = \frac{\mu_0}{2} [H^2(0) - H^2(z)], \quad (1)$$

где w_m — объемная плотность энергии магнитного поля;

H — напряженность магнитного поля. Удобство формулы (1) состоит в том, что для определения удельного давления достаточно находить только напряженность магнитного поля.

Напряженность магнитного поля в полуограниченном проводнике. Пусть оси x , y прямоугольной системы координат лежат на плоской поверхности, а ось z , вдоль которой распространяется плоская электромагнитная волна, направлена в глубь полуограниченного проводника. Совместное решение уравнений электромагнитного поля в проводящей среде приводит к выражению

$$\frac{\partial H}{\partial t} = \frac{1}{\mu_0 \gamma} \frac{\partial^2 H}{\partial z^2} = a \frac{\partial^2 H}{\partial z^2}. \quad (2)$$

Подвергая это уравнение преобразованию Лапласа относительно переменной t , получим:

$$ph(z, p) - H(z, 0) = a \frac{d^2 h(z, p)}{dz^2}. \quad (3)$$

При $t=0$ во всей области проводника $H(z, 0)=0$. На поверхности полуограниченного тела напряженности $H(0, t)$ соответствует изображение $h(0, p)$. В бесконечно удаленных точках векторы электромагнитного поля обращаются в нуль. Поэтому решение уравнения (3) имеет вид:

$$h(z, p) = h(0, p) e^{-\sqrt{\frac{p}{a}} z}. \quad (4)$$

Напряженность магнитного поля на поверхности полуограниченного проводника пропорциональна току разряда конденсатора. Исключая редко встречающийся случай равных корней характеристического уравнения переходного процесса согласно [Л. 3], запишем:

$$H(0, t) = -\frac{U_0 w}{L(p_1 - p_2)} (e^{p_1 t} - e^{p_2 t}). \quad (5)$$

Здесь w — удельное число витков плоского индуктора. Представив формулу (5) в операторной форме и подставив ее в выражение (4), получим:

$$h(z, p) = -H \left[\frac{e^{-\sqrt{\frac{p}{a}} z}}{p - p_1} - \frac{e^{-\sqrt{\frac{p}{a}} z}}{p - p_2} \right], \quad (6)$$

где

$$H_0 = \frac{U_0 w}{L(p_1 - p_2)}. \quad (7)$$

Для апериодического разряда конденсатора оригинал формулы (6), определенной по [Л. 4], после преобразования составит:

$$H(z, t) = -H_0 \left\{ e^{p_1 t} \left[s_1 \cos \left(\sqrt{-\frac{p_1}{a}} z \right) - q_1 \sin \left(\sqrt{-\frac{p_1}{a}} z \right) \right] - e^{p_2 t} \left[s_2 \cos \left(\sqrt{-\frac{p_2}{a}} z \right) - q_2 \sin \left(\sqrt{-\frac{p_2}{a}} z \right) \right] \right\}. \quad (8)$$

Здесь $p_1 \neq p_2$;

$$s_1 \pm jq_1 = \operatorname{erfc} \left(\frac{z}{2} \sqrt{\frac{1}{at}} \pm j \sqrt{-p_1 t} \right);$$

$$s_2 \pm jq_2 = \operatorname{erfc} \left(\frac{z}{2} \sqrt{\frac{1}{at}} \pm j \sqrt{-p_2 t} \right).$$

При колебательном разряде конденсатора

$$H(z, t) = -jH_0 e^{-\beta t} \left\{ \frac{s_1 e^{bz}}{\cos \sigma_1} \sin(\omega_0 t + kz + \sigma_1) + \frac{s_2 e^{-bz}}{\cos \sigma_2} \sin(\omega_0 t - kz - \sigma_2) \right\}, \quad (9)$$

где

$$p_{1,2} = -\beta \pm j\omega_0 = \delta e^{\pm j(\pi-\theta)},$$

$$s_1 + jq_1 = \operatorname{erfc} \left(\frac{z}{2} \sqrt{\frac{1}{at}} + j \sqrt{-p_1 t} \right);$$

$$s_2 + jq_2 = \operatorname{erfc} \left(\frac{z}{2} \sqrt{\frac{1}{at}} + j \sqrt{-p_2 t} \right);$$

$$b = \sqrt{\frac{\delta}{a}} \sin \frac{\theta}{2}; \quad k = \sqrt{\frac{\delta}{a}} \cos \frac{\theta}{2};$$

$$\sigma_1 = \operatorname{arctg} \frac{q_1}{s_1}; \quad \sigma_2 = \operatorname{arctg} \frac{q_2}{s_2}.$$

Напряженность магнитного поля в проводящей пластине. Положим теперь, что плоскость x , y прямоугольной системы координат совпадает с поверхностью проводящей пластины толщиной b , а плоский индуктор расположен над пластиной. Для проводящей области (индекс 1) напряженность магнитного поля можно найти из уравнения (3):

$$h_1(z, p) = A_1 e^{\sqrt{\frac{p}{a}} z} + B_1 e^{-\sqrt{\frac{p}{a}} z}. \quad (10)$$

В проводящей среде напряженности электрического и магнитного полей связаны зависимостью

$$e_1(z, p) = -\frac{1}{\gamma} \frac{dh_1(z, p)}{dz}.$$

Поэтому напряженность электрического поля внутри пластины составит:

$$e_1(z, p) = -W_1 \left(A_1 e^{\sqrt{\frac{p}{a}} z} - B_1 e^{-\sqrt{\frac{p}{a}} z} \right), \quad (11)$$

где

$$W_1 = \sqrt{\frac{\mu_0 p}{\gamma}}$$

Для непроводящей области за пластиной (индекс 2) справедливо волновое уравнение

$$\frac{\partial^2 H_2}{\partial z_1^2} = \epsilon_0 \mu_0 \frac{\partial^2 H_2}{\partial t^2}, \quad (12)$$

в котором $z_1 = z - b$.

Подвернем волновое уравнение преобразованию Лапласа относительно переменной t . Тогда

$$\frac{d^2 h_2(z_1, p)}{dz_1^2} = \epsilon_0 \mu_0 [p^2 h_2(z_1, p) - p H_2(z_1, 0) - H'_2(z_1, 0)]. \quad (13)$$

Из-за конечной скорости распространения электромагнитного процесса

$$H_2(z_1, 0) = H'_2(z_1, 0) = 0.$$

Решая уравнение (13) с учетом, что в бесконечно удаленных точках равны нулю векторы электромагнитного поля, получим:

$$h_2(z_1, p) = B_2 e^{-kz_1}, \quad (14)$$

где

$$k^2 = \epsilon_0 \mu_0 p^2.$$

В непроводящей области напряженности электрического и магнитного полей связаны операторным соотношением

$$e_2(z_1, p) = -\mu_0 \int [ph_2(z_1, p) - H_2(z_1, 0)] dz_1. \quad (15)$$

Используя формулу (14), найдем:

$$e_2(z_1, p) = W_2 B_2 e^{-kz_1}, \quad (16)$$

где

$$W_2 = \sqrt{\frac{\mu_0}{\epsilon_0}}.$$

Постоянные A_1, B_1, B_2 могут быть найдены из условий

$$\begin{aligned} h_1(0, p) &= A_1 + B_1; \\ h_1(b, p) &= h_2(0, p); \\ e_1(b, p) &= e_2(0, p). \end{aligned}$$

Принимая во внимание соотношение

$$\frac{W_1}{W_2} = \frac{1}{c} \sqrt{pa},$$

где c — скорость света в пустоте, и подставляя найденные значения A_1, B_1 в формулу (10), получим:

$$h_1(z, p) = h_1(0, p) \times \frac{\operatorname{sh} \left[\sqrt{\frac{p}{a}} (b-z) \right] + \frac{1}{c} \sqrt{pa} \operatorname{ch} \left[\sqrt{\frac{p}{a}} (b-z) \right]}{\operatorname{sh} \left[\sqrt{\frac{p}{a}} b \right] + \frac{1}{c} \sqrt{pa} \operatorname{ch} \left[\sqrt{\frac{p}{a}} b \right]} \quad (17)$$

Величину $\frac{1}{c}$ практически можно считать равной нулю. Это дает право исключить вторые члены в числителе и знаменателе формулы (17) без заметного снижения точности расчета. Подставив в формулу (17) вместо $h_1(0, p)$ операторное выражение, получаемое из уравнения (5) и отбрасывая индекс при h , получим:

$$h(z, p) = -H_0 \frac{p_1 - p_2}{(p-p_1)(p-p_2)} \frac{\operatorname{sh} \left[\sqrt{\frac{p}{a}} (b-z) \right]}{\operatorname{sh} \left[\sqrt{\frac{p}{a}} b \right]} \quad (18)$$

Используя теорему разложения, найдем оригинал формулы (18):

$$H(z, t) = -H_0 \left\{ \frac{\operatorname{sh} \left[\sqrt{\frac{p_1}{a}} (b-z) \right]}{\operatorname{sh} \left[\sqrt{\frac{p_1}{a}} b \right]} e^{p_1 t} - \frac{\operatorname{sh} \left[\sqrt{\frac{p_2}{a}} (b-z) \right]}{\operatorname{sh} \left[\sqrt{\frac{p_2}{a}} b \right]} e^{p_2 t} \right\}$$

Рис. 1. Эпюры удельных давлений (сплошные кривые) и напряженности магнитного поля (пунктирные кривые) в полуограниченном проводнике при разряде конденсатора на плоский индуктор.

a — апериодический разряд ($a=500 \text{ см}^2/\text{сек}$;
 $p_1=-0,2 \cdot 10^6 \text{ 1/сек}$; $p_2=-0,6 \cdot 10^6 \text{ 1/сек}$);
 $1-t=20 \text{ мксек}$; $2-t=50 \text{ мксек}$; $3-t=$

$=70 \text{ мксек}$; b — колебательный разряд ($a=$
 $=500 \text{ см}^2/\text{сек}$; $\beta=0,2 \cdot 10^6 \text{ 1/сек}$; $\omega_0=1,5 \times$
 $\times 10^6 \text{ 1/сек}$);
 $1-t=10,5 \text{ мксек}$; $2-t=31,4 \text{ мксек}$; $3-t=$

$=52,4 \text{ мксек}$.

$$-\sum_{n=1}^{\infty} \frac{(-1)^n 2n\pi a (p_1 - p_2)}{b^2 (p'_n - p_1) (p'_n - p_2)} \sin \left(n\pi \frac{b-z}{b} \right) e^{p'_n t} \Bigg\}, \quad (19)$$

где

$$p'_n = -\frac{n^2 \pi^2 a}{b^2}.$$

При колебательном разряде конденсатора коэффициенты при экспонентах в первых двух членах формулы (19) будут сопряженными. Обозначив

$$A = \frac{\operatorname{sh} \left[\sqrt{\frac{p_1}{a}} (b-z) \right]}{\operatorname{sh} \left[\sqrt{\frac{p_1}{a}} b \right]},$$

получим:

$$H(z, t) = -jH_0 \left\{ 2 |A| e^{-\beta t} \sin (\omega_0 t + \sigma) - \sum_{n=1}^{\infty} \frac{(-1)^n 4n\omega_0 \pi a}{b^2 [(p'_n + \beta)^2 + \omega_0^2]} \sin \left(n\pi \frac{b-z}{b} \right) e^{p'_n t} \right\}. \quad (20)$$

Здесь $\sigma = \arg \dot{A}$.

Если в уравнениях (4) и (17) принять:

$$h_1(0, p) = h(0, p) = \dot{H}_0$$

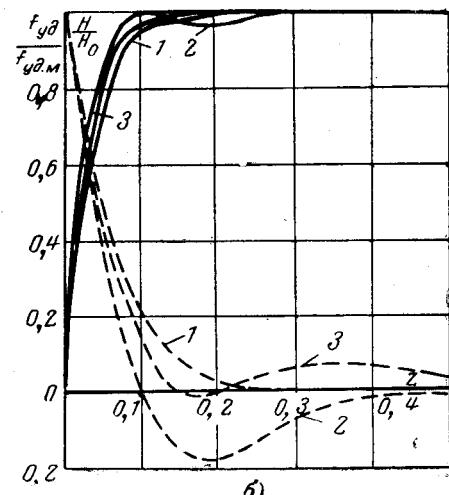
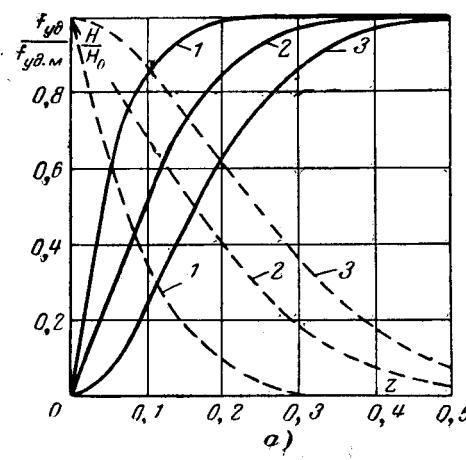
и положить $p=j\omega$, то получаются хорошо известные формулы для напряженностей магнитных полей в полуограниченном проводнике и проводящей пластине при гармоническом процессе:

$$\dot{H}(z) = \dot{H}_0 e^{-(1+j) \frac{z}{\Delta}}; \quad (21)$$

$$\dot{H}(z) = H_0 \frac{\operatorname{sh} \left[(1+j) \frac{b-z}{\Delta} \right]}{\operatorname{sh} \left[(1+j) \frac{b}{\Delta} \right]} \quad (22)$$

где $\Delta = \sqrt{\frac{2}{\omega \mu_0}}$ — глубина проникновения электромагнитной волны.

Эпюры удельных давлений электродинамических сил. В таблице приведены формулы удельных дав-



Формулы удельных давлений электродинамических сил

Объект	Характер процесса	Удельное давление
Полуограниченный проводник	Апериодический разряд конденсатора	$f_{y\Delta} = \frac{\mu_0 H_0^2}{2} \left\{ [e^{p_1 t} - e^{p_2 t}]^2 - \left[e^{p_1 t} \left[s_1 \cos \left(\sqrt{\frac{-p_1}{a}} z \right) - q_1 \sin \left(\sqrt{\frac{-p_1}{a}} z \right) \right] - e^{p_2 t} \left[s_2 \cos \left(\sqrt{\frac{-p_2}{a}} z \right) - q_2 \sin \left(\sqrt{\frac{-p_2}{a}} z \right) \right] \right]^2 \right\}$
	Колебательный разряд конденсатора	$f_{y\Delta} = -\frac{\mu_0 H_0^2}{2} \left\{ 4 \sin^2 \omega_0 t - \left[\frac{s_1 e^{b z}}{\cos \sigma_1} \sin (\omega_0 t + kz + \sigma_1) + \frac{s_2 e^{-b z}}{\cos \sigma_2} \sin (\omega_0 t - kz - \sigma_2) \right]^2 \right\} e^{-2\beta t}$
	Гармонический процесс	$f_{y\Delta} = \frac{\mu_0 H_0^2}{2} \left(1 - e^{-2 \frac{z}{\Delta}} \right)$
Проводящая пластина	Апериодический разряд конденсатора	$f_{y\Delta} = \frac{\mu_0 H_0^2}{2} \left\{ [e^{p_1 t} - e^{p_2 t}]^2 - \left[\frac{\sin \left[\sqrt{\frac{-p_1}{a}} (b-z) \right]}{\sin \left[\sqrt{\frac{-p_1}{a}} b \right]} e^{p_1 t} - \frac{\sin \left[\sqrt{\frac{-p_2}{a}} (b-z) \right]}{\sin \left[\sqrt{\frac{-p_2}{a}} b \right]} e^{p_2 t} - \sum_{n=1}^{\infty} \frac{(-1)^n 2n\pi a (p_1 - p_2)}{b^2 (p'_n - p_1)(p'_n - p_2)} \times \right. \right. \\ \left. \left. \times \sin \left(n\pi \frac{b-z}{b} \right) e^{p'_n t} \right]^2 \right\}$
	Колебательный разряд конденсатора	$f_{y\Delta} = -\frac{\mu_0 H_0^2}{2} \left\{ 4e^{-2\beta t} \sin^2 \omega_0 t - \left[2 A e^{-\beta t} \sin (\omega_0 t + \sigma) - \sum_{n=1}^{\infty} \frac{(-1)^n 4n\omega_0 \pi a}{b^2 [(p'_n + \beta)^2 + \omega_0^2]} \sin \left(n\pi \frac{b-z}{b} \right) e^{p'_n t} \right]^2 \right\}$
	Гармонический процесс	$f_{y\Delta} = \frac{\mu_0 H_0^2}{2} \left\{ 1 - \left \frac{\operatorname{sh} \left[(1+j) \frac{b-z}{\Delta} \right]}{\operatorname{sh} \left[(1+j) \frac{b}{\Delta} \right]} \right ^2 \right\}$

лений электродинамических сил, полученные после подстановки в уравнение (1) выражений для напряженностей магнитного поля. При разрядке конденсатора расчетные формулы определяют мгновенные значения удельных давлений. При гармоническом процессе удельные давления будут средними за период [Л. 2]. На рис. 1 изображены эпюры удельных давлений и напряженности магнитного поля в полуограниченном проводнике, полученные расчетным путем на электронной вычислительной машине. Поскольку функции erf от комплексного аргумента непосредственно не табулировались, при вычислениях использовались представления этой функции в виде степенного и асимптотического рядов, которые специально преобразовывались для получения действительной и мнимой частей функций.

Аналогичные эпюры для проводящей пластины показаны на рис. 2.

Соотношение между электродинамическими силами и активной мощностью в полуограниченном проводнике при гармоническом процессе. В прямоугольной системе координат

$$\delta = -\frac{dH(z)}{dz}. \quad (23)$$

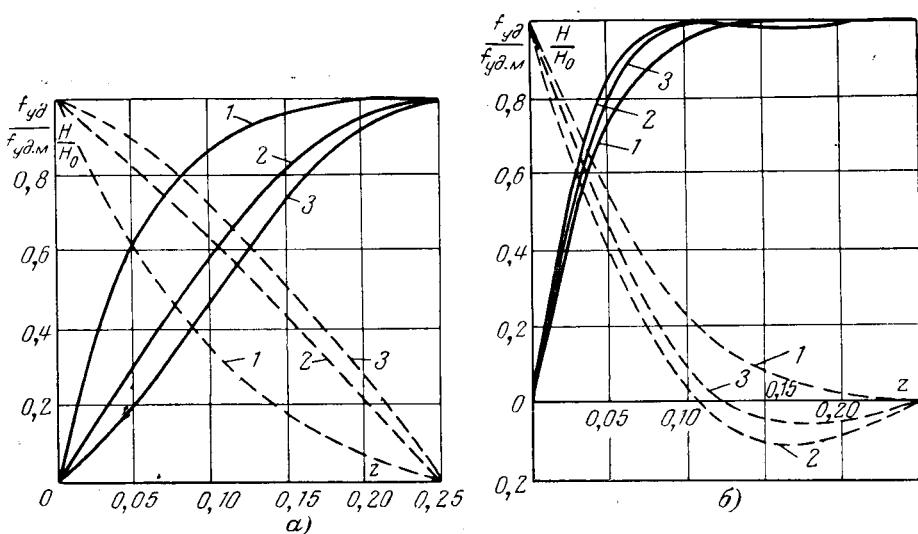
Используя формулы (21) и (23), найдем отнесенную к единице площади мощность, затрачиваемую на выделение тепла в слое толщиной z :

$$P = \int_0^z \frac{\delta^2}{\gamma} dz = \frac{H_0}{\gamma \Delta} \left(1 - e^{-2 \frac{z}{\Delta}} \right).$$

Рис. 2. Эпюры удельных давлений (сплошные кривые) и напряженности магнитного поля (пунктирные кривые) в проводящей пластине толщиной 0,25 см при разряде конденсатора на плоский индуктор.

a — апериодический разряд ($a=500 \text{ см}^2/\text{сек}$; $p_1=-0,2 \cdot 10^5 \text{ 1/сек}$; $p_2=-0,6 \cdot 10^5 \text{ 1/сек}$); $1 - t=20 \text{ мксек}$; $2 - t=50 \text{ мксек}$; $3 - t=70 \text{ мксек}$;

b — колебательный разряд ($a=500 \text{ см}^2/\text{сек}$; $\beta=0,2 \cdot 10^5 \text{ 1/сек}$; $\omega_0=1,5 \cdot 10^5 \text{ 1/сек}$); $1 - t=10,5 \text{ мксек}$; $2 - t=31,4 \text{ мксек}$; $3 - t=52,4 \text{ мксек}$.



Сравнение этой формулы с соответствующей формулой, приведенной в таблице, дает возможность установить зависимость

$$f_{\text{уд}} = \frac{\mu_0 \gamma \Delta}{2} P.$$

Можно считать, что на глубине $z=1,5\Delta$ удельное давление электродинамических сил достигает максимального значения и более не возрастает. Это значение будет равно

$$f_{\text{уд.м}} = \sqrt{\frac{\mu_0 \gamma}{2\omega}} P_0,$$

где P_0 — приходящаяся на единицу поверхности активная мощность, потребляемая полуволновым проводником.

Литература

- Прудников М. И. и Фейгин А. П., Деформирование импульсными электромагнитными полями, «Кузнецно-штамповочное производство», 1964, № 5.
- Бронштейн Л. В., Определение сил сжимающего эффекта, Известия вузов, серия «Электротехника», 1962, 7.
- Основы электротехники, под ред. К. А. Круга, Госэнергоиздат, 1952.
- Диткин В. А. и Кузнецов П. И., Справочник по операционному исчислению, Гостехиздат, 1951.

[24.4.1967]

◆ ◆ ◆

УДК 621.316.542.064.242.027.3.064.4

Характеристики процесса гашения электрической дуги в дугогасителях с продольным дутьем в шестифтористой сере высокого напряжения

Канд. техн. наук Г. А. КУКЕКОВ,
инж. Г. С. КАПЛАН и инж. Л. С. ВЕТЮКОВА
Ленинградский политехнический институт им. М. И. Калинина

Гашение электрической дуги в шестифтористой сере (SF_6) является новым способом, применение которого значительно расширяет возможности создания более эффективных конструкций дугогасителей выключателей переменного тока высокого напряжения.

Вместе с тем, опыт применения шестифтористой серы в высоковольтном выключателестроении пока еще недостаточен: многие вопросы исследования процессов горения и гашения электрической дуги в SF_6 , применительно к дугогасителям, находятся в начальной стадии изучения, многие конструктивные разработки таких устройств в ряде случаев носят поисковый характер. Поэтому с разработкой

таких аппаратов связана необходимость в развитии теоретических и опытных исследований как самих процессов гашения электрической дуги в SF_6 , так и свойств и характеристик различных конструкций дугогасителей, основанных на применении этой дугогасящей среды.

Большой интерес представляют исследования процессов горения и гашения мощной электрической дуги переменного тока в шестифтористой сере при продольном дутье. Этот способ воздействия SF_6 на дугу при ее гашении пока еще недостаточно изучен, в то же время практическое его применение может служить основой для решения одной из наиболее сложных и важных задач в электроаппарато-

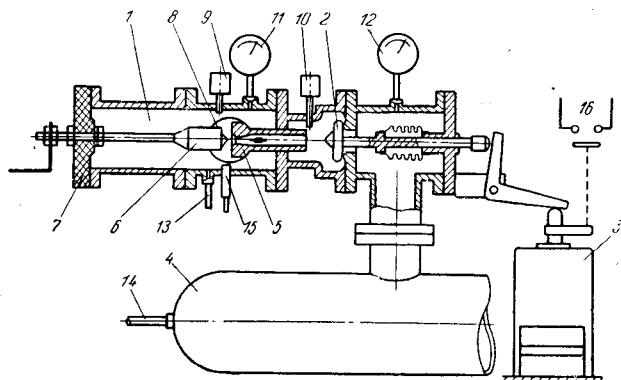


Рис. 1. Конструктивная схема опытной установки.

строений — резкого повышения отключающей способности выключателей переменного тока высокого и сверхвысокого напряжения. Настоящая статья посвящена описанию работы, проведенной в лаборатории электрических аппаратов ЛПИ по исследованию указанной проблемы.

В опытах была принята методика исследования на моделях дутьевых систем, имеющих заданную геометрически подобную с оригиналом форму и уменьшенные линейные размеры. Одним из основных условий при выборе линейного масштабного коэффициента было принято равенство действия термодинамического торможения потока газа в горловине дутьевого сопла модели и оригинала при принятых для них соответствующих амплитудных значениях отключающего тока.

В задачу исследований входило получение сравнительных данных о процессах, протекающих на отдельных стадиях гашения дуги при продольном дутье в шестифтористой сере и в воздухе при одинаковых прочих условиях. Результаты позволяют не только более детально установить специфические свойства шестифтористой серы, как дугогасящей среды при рассматриваемом способе воздействия на дугу, но также дать сравнительную оценку повышения эффективности работы дутьевых систем выбранной формы в случае применения дутья в шестифтористой сере вместо воздушного.

Опыты проводились на специальной лабораторной установке, конструктивная схема которой дана на рис. 1. Основ-

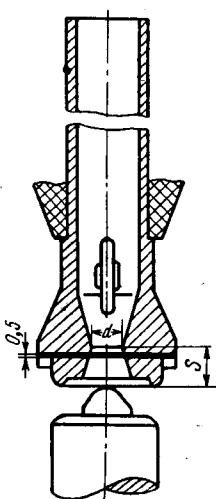


Рис. 2. Модель системы продольно-дутья

ными ее узлами являются: дугогасительная камера 1, дутьевой клапан 2, приводимый в действие посредством электромагнитного механизма 3, а также приемный резервуар 4. Модель дутьевой системы (дутьевое сопло, выхлопная труба) 5 и сплошной контакт 6 расположены в камере; токоведущий стержень сплошного контакта укреплен в изоляционной крышке 7 камеры. Для измерения переменных давлений газа в камере и за дутьевым соплом установлены датчики давления 9 и 10, включенные в измерительную схему и манометры 11 и 12. К штуцерам 13 и 14 подключены трубопроводы системы наполнения, перекачки и очистки шестифтористой серы. В случае опытов со сжатым воздухом (воздушное дутье) камера 1 наполняется сжатым воздухом до требуемого давления; продувка производится также в приемный резервуар. Смотровое окно 8 камеры предусмотрено для скоростного фотографирования электрической дуги в процессе ее гашения.

Исследуемая модель системы одностороннего дутья дана на рис. 2. Опыты проводились с коническими дутьевыми соплами, имеющими различные диаметры горловины (5—10 мм). Для возможности фотографирования короткого участка ствола дуги, расположенного непосредственно в горловине, в дутьевом сопле в поперечной плоскости горловины предусмотрен плоский разъем, образующий узкую (0,5 мм) смотровую щель. Модель имела геометрическое подобие с оригиналом заранее выбранной конструкции.

Возбуждение дуги в исследуемом междуконтактном промежутке осуществлялось посредством специального трубчатого разрядника 15 (рис. 1), срабатывание которого производилось от схемы поджига после открытия дутьевого клапана (после замыкания контактов 16).

Главная электрическая схема опытной установки приведена на рис. 3. Источником мощности является одночастотный колебательный контур А. А. Горева с батареей конденсаторов на напряжение 10 кв. При частоте контура 50 гц и напряжении 10 кв амплитуда первой полуволны тока составляет около 1500 а. В главную цепь контура включены последовательно испытуемый дугогаситель и два измерительных шунта, один из которых (специального исполнения) предназначен для измерения тока в околосуцевой области. В схеме предусмотрены три делителя напряжения. Емкостный делитель работает в схеме запуска временной развертки электроннолучевого осциллографа ОК-17, на котором производилась запись восстановливающегося напряжения и тока дуги в области перехода тока через нуль. Делители DH_1 и DH_2 подключаются во время опытов к цепи главного контура посредством специального включающего аппарата $VД$ непосредственно перед моментом образования на контактах исследуемой дуги.

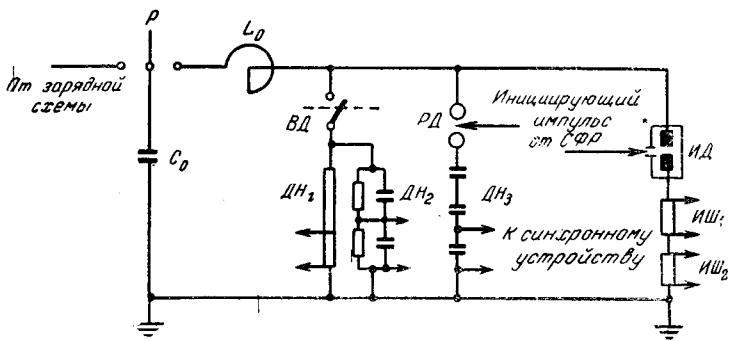


Рис. 3. Электрическая схема главной цепи опытной установки.

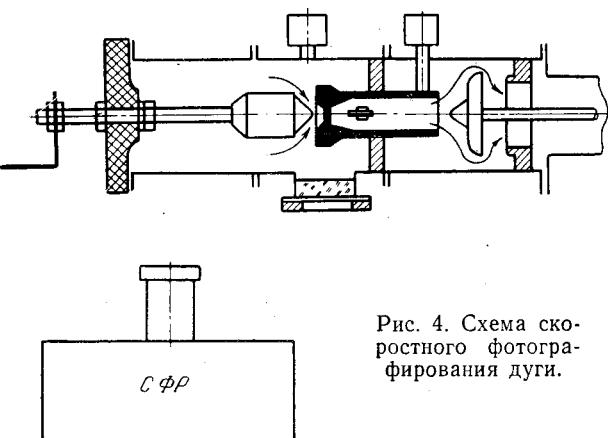


Рис. 4. Схема скоростного фотографирования дуги.

Скоростное фотографирование короткого участка ствола дуги, расположенного в горловине сопла, производилось посредством скоростного фоторегистратора (рис. 4) *СФР*, позволяющего получать весьма большие скорости развертки; оптическая плотность в отдельных участках негативного изображения поперечника ствола для различных моментов времени определялась с помощью фотоэлектрического микрофотометра.

Опыты проводились при различных начальных давлениях в камере; во всех случаях при этом обеспечивалась критическая скорость течения холодного газа в горловине дутьевого сопла.

Типичные фотографии (фоторазвертки) исследуемого короткого участка ствола дуги для малых промежутков времени, соответствующих амплитуде тока ($I_m = 1500 \text{ A}$), соответственно для случаев охлаждения дуги в потоке воздуха и шестиэфтористой серы, приведены на рис. 5; кривые распределения оптической плотности по поперечнику ствола

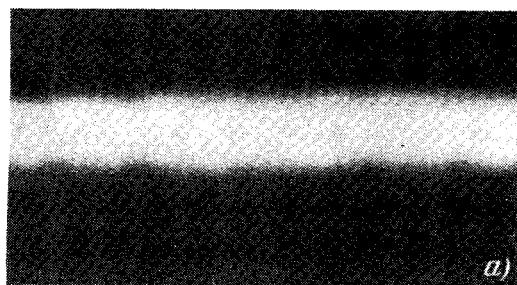
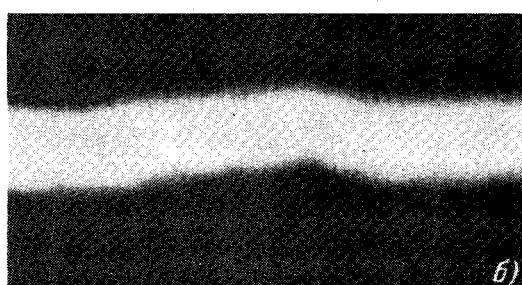
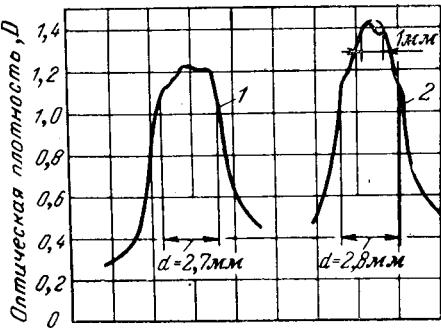
*a)**б)*Рис. 5. Скоростная фоторазвертка поперечника ствола дуги.
а — при воздушном дутье; *б* — при дутье в SF_6 .

Рис. 6. Распределение оптической плотности по поперечнику ствола дуги при $i_g = I_{gm}$ при продольном дутье в воздухе (1) и в SF_6 (2).



дуги, полученные в результате фотометрической обработки фотограмм, приведены на рис. 6.

Фотограммы рассматриваемого участка ствола дуги, полученные в области перехода тока через нуль для случаев гашения дуги при продольном дутье в воздухе и в шестиэфтористой сере, приведены на рис. 7.

В результате проведенных опытов получен ряд новых данных, которые дают возможность более детально установить свойства продольного дутья в шестиэфтористой сере, как средства гашения дуги в цепях переменного тока высокого напряжения, а также позволяют давать ориентировочную оценку эффективности этого способа применительно к дугогасителям выключателей переменного тока высокого напряжения.

Из полученных данных видно, что при прочих одинаковых условиях опыта (равные значения: p_1 , p_2 , $\Delta p = p_1 - p_2$, d_c , I_m) изменение напряжения на дуге в течение полупериода при дутье в шестиэфтористой сере и при дутье в воздухе имеет одинаковый характер. Величина напряжения при этом на дуге в потоке SF_6 оказывается несколько меньшей, чем в воздухе.

Кривые распределения оптической плотности по поперечнику ствола дуги (см., например, рис. 6) позволяют в первом приближении судить о распределении температуры по сечению при дутье в шестиэфтористой сере и в воздухе, при прочих одинаковых условиях. В случае шестиэфтористой серы изменение температуры в средней части сечения имеет более резко выраженный характер, чем в воздухе. Имеются три резко обозначенные зоны: средняя, промежуточная и периферийная. Средняя зона характеризуется резким пиком, который, однако, при более интенсивном дутье практически исчезает; распределение температуры становится примерно таким же, как и в стволе дуги, охлаждаемой в потоке воздуха.

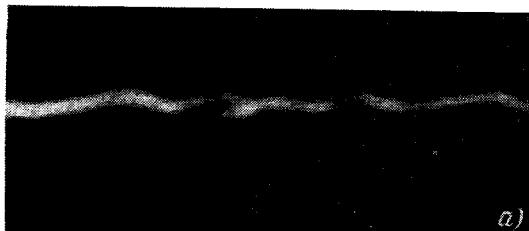
Приведенные данные о напряжении на дуге и об оптической плотности изображения свидетельствуют о том, что при интенсивном продольном дутье в процессе горения дуги интенсивность охлаждения ствола дуги в шестиэфтористой сере несколько ниже, чем в потоке воздуха, следовательно, в данном случае термохимические свойства шестиэфтористой серы не играют какой-либо существенной роли в процессе теплообмена между плазмой ствола дуги и внешним потоком холодного газа.

Большой интерес представляют данные о строении ствола дуги (участка, расположенного в сред-

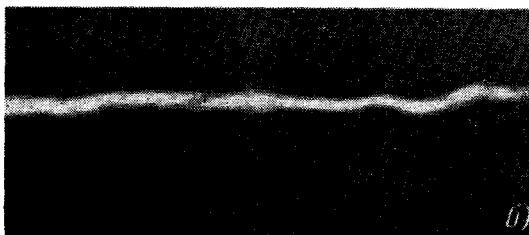
ней части горловины сопла) в области перехода тока через нуль. Как видно из серии фотограмм, в случае воздушного дутья (см., например, рис. 6, а) в рассматриваемые короткие отрезки времени остаточный ствол имеет «рыхлое» строение, процесс распада носит спорадический характер с наличием завихрений и обрывов. На основании этих данных можно полагать, что при воздушном дутье в области перехода тока через нуль происходит диффузионный распад остаточного ствола. Возобновление дуги (при значительном термодинамическом торможении потока) происходит в результате электрического пробоя междуконтактного промежутка.

В случае дутья в шестиэтилористой сере (рис. 7, б) ствол дуги сохраняет плотное строение даже при резком срезе тока в оклонулевой области, отсутствуют какие-либо признаки спорадических обрывов. В этом случае, как показывают результаты измерений тока и напряжения на дуговом промежутке, электрическое сопротивление остаточного ствола остается небольшим. Начало распада, характеризуемого резким нарастанием сопротивления, наступает всего лишь за 6—7 мксек до достижения током нуля. Эти данные свидетельствуют о том, что в процессе распада остаточного ствола дуги, охлаждаемой в интенсивном продольном потоке шестиэтилористой серы, основную роль играют не термодиффузионные процессы, как это имеет место в случае воздушного дутья, а главным образом, весьма кратковременный лавинообразный процесс образования в охлаждаемой плазме малоподвижных отрицательных ионов, обусловленный явлением прилипания электронов [Л. 1].

Опыты по исследованию дугогасящей способности дутьевых систем показали, что при гашении дуги в потоке шестиэтилористой серы основным фактором, определяющим предельную наибольшую величину отключаемого тока, также, как и при воздушном дутье, является термодинамический эффект [Л. 2 и 3]. Отказ в гашении даже при весьма малых величине и скорости нарастания напряжения на-



a)



б)

Рис. 7. Скоростная фоторазвертка поперечника ствола дуги в оклонулевой области.
а — при воздушном дутье; б — при дутье в SF₆.

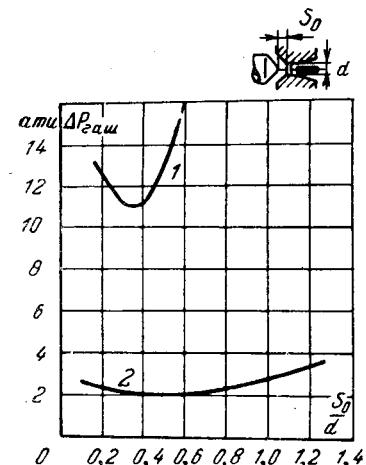


Рис. 8. Зависимость предельного перепада давления гашения от относительного расстояния для SF₆ и для воздуха.

1 — воздух; 2 — SF₆, $I_m=1200$ а, $d=5.6$ мм. Модель-сопла — см. рис. 2.

ступает тогда, когда имеется несоответствие между величиной мощности дуги $N_{gm}=U_g I_{gm}$ с одной стороны, и произведением перепада давления в дутьевой системе на площадь поперечного сечения горловины дутьевого сопла. Это несоответствие характеризуется неравенством:

$$\frac{1,05 C_{kp}^2 C_p \Delta p F}{N_{gm} R} < W_{1 \min},$$

где $W_{1 \min}$ — минимальная допустимая скорость газа на входе;

C_{kp} — критическая скорость холодного газа на входе в сопло;

C_p — удельная теплоемкость газа при постоянном давлении;

R — газовая постоянная;

ΔP — перепад давления в дутьевой системе;

F — площадь поперечного сечения сопла.

Вместе с тем, как было установлено опытами, в случае гашения дуги в шестиэтилористой сере снижение скорости потока при амплитудном значении тока в меньшей степени влияет на процессы восстановления электрической прочности (распада остаточного ствола) в оклонулевой области тока, чем при воздушном дутье. Гашение может происходить при значительно меньшем значении допустимой минимальной скорости $W_{1 \min}$. Подтверждением этого может служить проведенное исследование влияния расстояния (S_0) между оконечностью сплошного контакта и передним срезом горловины сопла на дугогасящую способность при дутье в SF₆ и в воздухе. Некоторые результаты этого исследования в обобщенном виде представлены кривыми $\Delta P_{\text{гаш}} = f\left(\frac{S_0}{d}\right)$ на рис. 8, где $\Delta P_{\text{гаш}}$ — предельный перепад давления, необходимый для однополупериодного гашения дуги, d — диаметр дутьевого сопла.

Минимальный перепад давления, необходимый для гашения дуги в SF₆, соответствует оптимальному

относительному расстоянию $\left(\frac{S_0}{d}\right)_{\text{опт}} \approx 0,5$ и минимальной скорости потока на входе в сопло $W_{1\min} \approx 1,5 \text{ м/сек}$. Для воздуха оптимальное относительное расстояние составляет $\left(\frac{S_0}{d}\right)_{\text{опт}} \approx 0,35$, а минимальная скорость потока $W_{1\min} \approx 7,5 \text{ м/сек}$, т. е. примерно в 5 раз больше, чем при дутье в SF₆.

Из приведенных кривых видно, что в случае дуги в потоке SF₆ зависимость $\Delta p_{\text{гаш}} = f\left(\frac{S_0}{d}\right)$ выражена значительно слабее, чем в случае гашения дуги в потоке воздуха.

Из этого следует, что система продольного дутья в SF₆ значительно менее чувствительна к влиянию термодинамического эффекта на дугогасящую способность: при дутье в SF₆ увеличение относительного расстояния в гораздо меньшей степени снижает величину отключаемого тока, чем при воздушном дутье. Это дает основание считать возможным применение в дугогасителях с односторонним продольным дутьем в SF₆ увеличенных относительных расстояний, что позволяет значительно повысить допустимую амплитуду восстановливающегося напряжения без заметного ограничения предельного отключаемого тока.

На основании проведенных исследований можно также полагать, что в отличие от воздушного дутья применением двухстороннего дутья в SF₆ с увеличенным междуконтактным промежутком можно повысить эффективность дугогасителя.

Следует заметить, что степень увеличения междуконтактного промежутка необходимо связывать с особенностями конструкции дугогасителя.

Анализ полученных данных позволяет дать приближенную оценку относительной эффективности дугогасителей с продольным дутьем в шестиэфтористой сере, которая показывает, что дугогасящая способность по признакам минимальной скорости в данном случае примерно в 5 раз выше, чем при воздушном дутье при одинаковых прочих условиях.

Выводы. 1. В случае интенсивного продольного дутья термохимические свойства шестиэфтористой серы не способствуют повышенному по сравнению с воздухом теплоотводу от ствола дуги в процессе ее горения.

2. При гашении электрической дуги переменного тока в продольном потоке шестиэфтористой серы процесс распада остаточного ствола в области перехода тока через нуль отличается рядом характерных особенностей. Их анализ позволяет считать, что основную роль в этом процессе играет присущее для этого газа явление прилипания (захвата) электронов и образования отрицательных ионов и молекул в плазме непосредственно перед нулем тока.

3. Основным фактором в оценке дугогасящей способности дугогасителей с продольным дутьем в шестиэфтористой сере так же, как и для воздушного дутья, является термодинамический эффект. Благодаря специфическим условиям распада остаточного ствола, гашение дуги возможно при более значительном, чем в воздухе, действии термодинамического эффекта.

4. В отличие от воздушного дутья при продольном дутье в шестиэфтористой сере применением двухстороннего дутья с увеличенным междуконтактным промежутком можно повысить эффективность дугогасителя.

5. Результаты проведенных исследований могут служить для дальнейших теоретических и опытных исследований и для решения практических вопросов, связанных с разработкой новых конструкций дугогасителей выключателей переменного тока высокого напряжения.

Литература

1. Gowrie T. E., Leeds W. M., A New Medium for Circuit Interruption, Докл. CIGRE, 1960, № 111.

2. Кукеков Г. А., Характеристики процесса истечения воздуха в дугогасителях воздушного выключателя, «Электричество», 1964, № 6.

3. Кукеков Г. А., Каплан Г. С., Ветюкова Л. С., Основные характеристики процесса гашения электрической дуги в дугогасителях с продольным дутьем в элегазе. Тезисы докладов к 5-й научно-технической конференции по высоковольтному аппаратуростроению, НТОЭП, Ленинград, 1967.

[18.6.1968]



Из опыта работы

УДК 621.314.228

Применение насыщающегося дросселя для защиты установок продольно-емкостной компенсации от субгармонического резонанса

Канд. техн. наук Л. З. ШЕНКМАН

Московский институт инженеров железнодорожного транспорта

Субгармонические колебания, которые могут возникать в электрических сетях в случае применения продольно-емкостных компенсирующих устройств, приводят к значительным увеличениям тока и к большим перенапряжениям и поэтому представляют опасность для всего электрооборудования цепи. Условия для возникновения таких колебаний создаются, в частности, на тяговых подстанциях переменного тока с установками продольно-емкостной компенсации [Л. 1 и 2].

Известно, что для предотвращения возможности появления таких колебаний необходимо параллельно емкости включать активное сопротивление. Величина шунтирующего сопротивления может быть определена по формулам, предложенным в [Л. 3]. Однако активные потери в этих сопротивлениях в случае их постоянного включения могут достигать величины до 5% передаваемой мощности. Чтобы исключить эти нежелательные потери, нужно шунтирующее сопротивление вводить в схему только в моменты возникновения субгармонических колебаний, в нормальном же режиме оно должно быть отключено.

Для такого автоматического управления шунтирующим сопротивлением может быть применен насыщающий дроссель [Л. 1], включаемый последовательно с активным сопротивлением (рис. 1). По сравнению с другими устройствами, предлагаемыми для тех же целей [Л. 2], применение насыщающегося дросселя имеет то важное преимущество, что действие его основано на физических свойствах самого дросселя, и поэтому в данном случае не требуется никакой коммутационной аппаратуры и схемы автоматики.

Принцип действия насыщающегося дросселя заключается в следующем. В нормальном режиме при частоте приложенного к дросселю напряжения 50 гц (т. е. напряжения на емкости) его кажущееся сопротивление должно быть весьма большим. В этом режиме, следовательно, ветвь с активным сопротивлением оказывается запертой. При возникновении же субгармонического резонанса в кривой на-

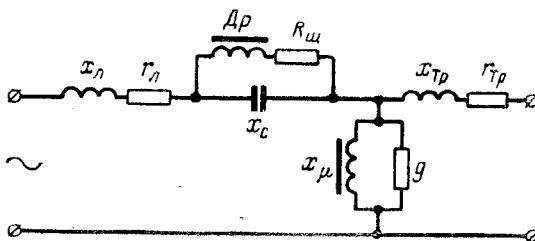


Рис. 1.

пражения на емкости появится слагаемая с частотой субгармоники ($1/3$ основной частоты 50 гц). В этом режиме дроссель будет насыщаться, и его кажущееся сопротивление станет весьма малым (здесь происходит как бы подмагничивание дросселя более низкими частотами), при этом откроется ветвь с активным сопротивлением, что и приведет к срыву субгармонических колебаний.

Теоретические предпосылки. Рассмотрим схему (рис. 1), в которой могут возникать субгармонические колебания, и для упрощения примем вначале, что зависимость потокосцепления Ψ от тока i в дросселе D_p имеет вид, представленный на рис. 2, а, т. е. сердечник дросселя обладает прямоугольной петлей гистерезиса.

Для ветви, шунтирующей емкость, справедливо уравнение

$$\frac{d\Psi}{dt} + R_{sh}i = U_{cm} \sin \omega t, \quad (1)$$

где $U_{cm} \sin \omega t$ — напряжение на емкости.

Согласно анализу, проведенному для подобной цепи в [Л. 4], в первом интервале времени от $\omega t=0$ до $\omega t=\omega t_1$, пока $\Psi = \frac{U_c}{\omega} < \Psi_{\max}$ (рис. 2, б), где Ψ_{\max} — максимальное потокосцепление дросселя¹, ток в цепи будет равен нулю ($i=0$), а потокосцепление

$$\Psi = \frac{U_{cm}}{\omega} (1 - \cos \omega t) = \Psi_{\max}.$$

Во втором интервале времени от $\omega t=\omega t_1$ до $\omega t=\pi$, наоборот, потокосцепление Ψ остается постоянным, следовательно, $d\Psi/dt=0$, а ток

$$i = \frac{U_{cm}}{R_{sh}} \sin \omega t.$$

Если амплитуда напряжения на емкости U_{cm} такова, что $\frac{U_{cm}}{\omega} < \Psi_{\max}$, то второго интервала времени не возникает, и ток будет равен нулю в течение всего периода.

Поскольку в нормальном режиме, когда субгармонический резонанс отсутствует, необходимо чтобы ветвь с активным сопротивлением была заперта, то первое условие, которому должно отвечать защитное устройство, будет:

$$\frac{U_{cm\max}}{\omega} < \Psi_{\max}, \quad (2)$$

¹ В этом идеальном случае максимальное потокосцепление равно потокосцеплению насыщения сердечника дросселя, т. е. $\Psi_{\max} = \Psi_{\text{нас}}$.

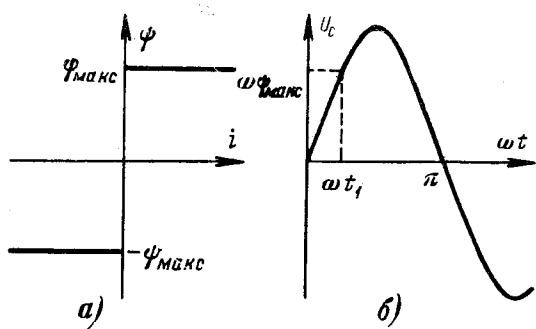


Рис. 2.

где $U_{c\text{ст}\max}$ — амплитудное значение максимально го напряжения на емкости, наблю дающееся в нормальном режиме.

В режиме субгармонического резонанса в кри вой напряжения на емкости, а следовательно, и на шунтирующей ветви будет присутствовать гармо ник с частотой $\omega/3$. Аналитические исследования и опыты на модели тяговой подстанции с продольной емкостной компенсацией [Л. 3] показывают, что амплитуда гармоники потока частоты $\omega/3$ существенно больше амплитуды гармоники основной ча стоты ω , отсюда $U_{c\text{ст}1/3} \gg U_{c\text{ст}1}$. Пренебрегая поэто му основной гармоникой напряжения, можно счи тать, что в резонансном режиме на емкости будет напряжение только частоты $\omega/3$. Следовательно, чтобы ветвь с активным сопротивлением в режиме резонанса открывалась, должно соблюдаться соот ношение:

$$\frac{3U_{c\text{ст}1/3}}{\omega} > \Psi_{\max}. \quad (3)$$

Так как допускаемая кратность перенапряжений для конденсаторов, применяемых в настоящее вре мя на установках продольноемкостной компенса ции, составляет $2,5U_{\text{ном}}$, то с некоторым запасом можно принять максимальное значение амплитуды напряжения на батарее равным $U_{c\text{ст}\max} = 3U_{c\text{ст}\text{ном}}$. С учетом этого запишем оба условия (2) и (3) совместно:

$$U_{c\text{ст}\text{ном}} < \frac{\omega \Psi_{\max}}{3} < U_{c\text{ст}1/3}. \quad (4)$$

Проанализируем полученные неравенства. В ре зонансном режиме желательно, чтобы ветвь с ак тивным сопротивлением открывалась как можно раньше, т. е. чтобы интервал времени ωt_1 был ми нимальным, поэтому следует принять:

$$U_{c\text{ст}\text{ном}} = \frac{\omega \Psi_{\max}}{3}. \quad (5)$$

При этом правое неравенство всегда будет вы полняться, так как указывалось выше, $U_{c\text{ст}1/3} \gg U_{c\text{ст}1}$, а $U_{c\text{ст}1} \approx U_{c\text{ст}\text{ном}}$ [Л. 3]. Таким образом, мы полу чили основное уравнение (5), которому должен отве чать насыщающийся дроссель. Учитывая далее, что $\Psi_{\max} = \omega s_{ct} B_{\max}$, где ω — число витков обмотки дросселя; s_{ct} — площадь поперечного сечения сер дечника; B_{\max} — максимальная индукция сердеч-

² Даже в случае равенства потокосцеплений $\Psi_{1/3} = \Psi_1$ на пряжение частоты $\omega/3$ будет в 3 раза больше напряжения ос новной частоты ω .

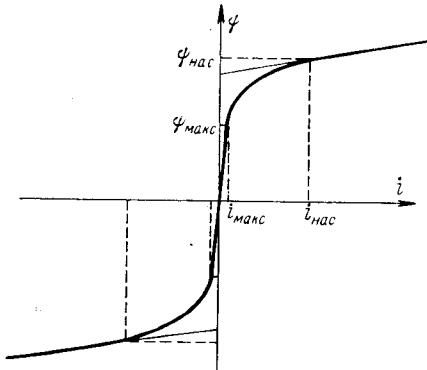


Рис. 3.

ника дросселя, получим окончательно:

$$A = \omega s_{ct} = \frac{3 \sqrt{2} U_{c\text{ном}}}{\omega B_{\max}}, \quad (6)$$

где $A = \omega s_{ct}$ — основной параметр насыщающегося дросселя.

Параметры насыщающегося дросселя³. В дей ствительности кривая намагничивания дросселя имеет вид, представленный на рис. 3. Ее можно приближенно заменить двумя отрезками прямых линий — 1) от нуля до точки (Ψ_{\max}, i_{\max}) и 2) от точки насыщения до бесконечно больших значений, и кривой — от точки (Ψ_{\max}, i_{\max}) до точки насы щения.

Естественно, что ток в цепи шунтирующего со противления в нормальном режиме, т. е. при отсутствии субгармонического резонанса, не будет равен нулю, как в случае идеального дросселя. Чтобы свести его к минимальному значению, потокосцепление дросселя в нормальном режиме не должно превышать Ψ_{\max} (рис. 3), причем $\Psi_{\max} < \Psi_{\text{нас}}$. Предварительные расчеты показали, что в зависимости от конструкции и материала сердечника можно принимать $\Psi_{\max} = (0,6 \div 0,95) \Psi_{\text{нас}}$.

Угол наклона характеристики намагничивания на участке насыщения характеризует остаточную индуктивность дросселя [Л. 5]:

$$L_{\text{ост}} = \mu_0 \frac{\omega^2 s_{\text{эф}}}{l_{\text{нас}}}, \quad (7)$$

где $s_{\text{эф}}$ — эффективная площадь сечения магнитного потока дросселя при насыщенной ста ли (площадь, охваченная «эффективным» витком, находящимся на расстоянии $2/3$ от внутреннего витка катушки (см. рис. 6));

$l_{\text{нас}}$ — средняя длина магнитной силовой линии при насыщении (в частности, для тороидальных дросселей $l_{\text{нас}} \approx l_{\text{ст}}$, где $l_{\text{ст}}$ — дли на средней линии сердечника);

μ_0 — магнитная постоянная.

При конструировании дросселя одним из основных его показателей является объем стали, кото рый может быть определен по формуле [Л. 5]:

$$V_{\text{ст}} = \mu_0 \frac{\Psi_{\max}^2}{B_{\text{нас}}^2 L_{\text{ост}}} \frac{s_{\text{эф}}}{s_{\text{ст}}} \frac{l_{\text{ст}}}{l_{\text{нас}}} \left(\frac{B_{\text{нас}}}{B_{\max}} \right)^2, \quad (8)$$

³ В разработке насыщающегося дросселя принимал участие Л. В. Лейтес.

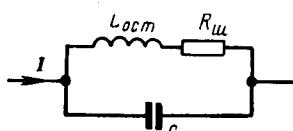


Рис. 4.

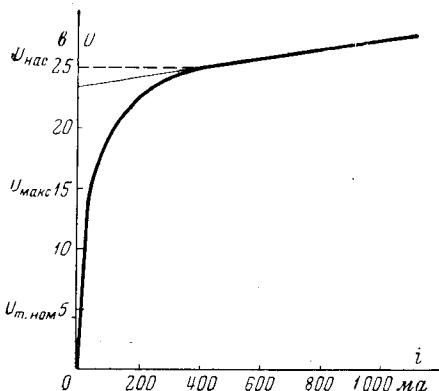


Рис. 5.

где $B_{\text{нас}}$ — индукция насыщения материала сердечника.

Из (8) видно, что на величину объема стали при прочих заданных параметрах дросселя существенно влияет величина остаточной индуктивности: чем она больше, тем меньше объем стали.

Однако возникает вопрос, какую максимальную остаточную индуктивность дросселя можно допустить без ущерба для надежной работы защитного устройства.

Очевидно, остаточная индуктивность $L_{\text{ост}}$ будет сказываться в режиме, когда происходит насыщение дросселя, т. е. когда ветвь с активным сопротивлением открывается и через нее начинает протекать ток. Поэтому для этого момента времени схема замещения цепи, содержащей нелинейный дроссель, может быть представлена в виде линейной индуктивности, равной по величине $L_{\text{ост}}$, включенной последовательно с шунтирующим сопротивлением $R_{\text{ш}}$. Оба эти элемента включены параллельно емкости при заданном на входе такого контура токе I (рис. 4).

В этой схеме возможен режим, близкий к резонансу токов. Поэтому следует выяснить, к чему может привести наличие $L_{\text{ост}}$. Кроме того, срыв субгармонических колебаний происходит прежде всего за счет активных потерь в шунтирующем сопротивлении, поэтому также следует выяснить, как влияет $L_{\text{ост}}$ на величину тока в ветви с сопротивлением. Поскольку в режиме субгармонического резонанса $\frac{\omega t_1}{3} \ll \pi$, то первым интервалом времени $\omega t_1/3$ пренебрегаем и будем рассматривать схему на рис. 4 для всего периода. Приведем все сопротивления к частоте $\omega/3$ и воспользуемся символическим методом. Эквивалентное сопротивление конца

$$Z_{\text{экв}} = \frac{-jx_c(R_{\text{ш}} + jx_{\text{ост}})}{R_{\text{ш}} + jx_{\Sigma}}, \quad (9)$$

где $x_c = 3/\omega C$ — емкостное сопротивление;

$x_{\text{ост}} = \omega L_{\text{ост}}/3$ — индуктивное сопротивление;

$$x_{\Sigma} = x_{\text{ост}} - x_c.$$

Токи в ветвях

$$I_c = jI \frac{Z_{\text{экв}}}{x_c}; \quad I_L = I \frac{Z_{\text{экв}}}{R_{\text{ш}} + jx_{\text{ост}}}. \quad (10)$$

Обозначая $x_{\text{ост}} = \eta x_c$ и $R_{\text{ш}} = \vartheta x_c$, подставим эти выражения в (9) и (10) и, производя соответствующие преобразования, получим:

$$I_c = jD\dot{I}; \quad I_L = B\dot{I}, \quad (11)$$

где

$$D = \frac{\vartheta - j[\vartheta^2 + \eta(\eta - 1)]}{\vartheta^2 + (\eta - 1)^2}; \quad B = \frac{D}{\vartheta + j\eta}. \quad (12)$$

Активное сопротивление, которым необходимо шунтировать емкость [Л. 3], составляет 5—10-кратную величину от сопротивления емкости при частоте 50 Гц и, следовательно, ϑ будет находиться

в пределах $\vartheta = \left(\frac{5}{3} \div \frac{10}{3} \right) = (1,67 \div 3,33)$. Произ-

ведем соответствующие вычисления D и B для значений $\vartheta = 1; 2,5; 5$ и для двух крайних значений $\eta = 0; 1$ (при $\eta = 1$ токи в ветвях достигают наибольших значений). При этом весь диапазон возможных значений ϑ и η будет находиться внутри избранных интервалов.

	ϑ	η	
		0	1
D	1	0,707	1,41
	2,5	0,928	1,075
	5	0,983	1,02
B	1	0,707	1
	2,5	0,371	0,4
	5	0,197	0,2

Из таблицы видно, что остаточная индуктивность ($0 < \eta < 1$) при наличии в шунтирующей ветви активного сопротивления, в несколько раз превышающего сопротивление емкости ($1 < \vartheta < 5$), не оказывает существенного влияния на токораспределение в параллельных ветвях; она даже несколько увеличивает ток в ветви с активным сопротивлением ($|I_L| \sim |B|$) по сравнению с тем случаем, когда $L_{\text{ост}} = 0$ ($\eta = 0$), что должно положительно скажаться на гашении субгармонических колебаний.

Остаточная индуктивность дросселя также не будет сказываться и на условиях возникновения субгармонического резонанса, так как в начальный момент времени дроссель не насыщен, и $L_{\text{ост}}$ в расчетной схеме замещения не участвует.

Поэтому при определении основных параметров дросселя можно не ограничивать величину его остаточной индуктивности. При этом также уменьшается разница в расходе активных материалов между тороидальным и стержневым вариантами конструкции дросселя.

Основным параметром дросселя, как следует из формулы (6), является произведение числа витков его обмотки на площадь поперечного сечения сердечника $ws_{\text{ст}}$. Поэтому возникает вопрос, какими выбрать w и $s_{\text{ст}}$? Значение w влияет в основном на расход цветного металла, а $s_{\text{ст}}$ — на расход

стали. Очевидно, соотношение между этими величинами должно быть таким, при котором дроссель будет наиболее экономичным. В приложении проведено соответствующее исследование для более экономичной (тороидальной) конструкции дросселя. В результате получено уравнение третьей степени относительно ω , положительный корень которого определяет оптимальное число витков.

На основе полученных соотношений ниже приведен в качестве примера эскизный расчет насыщающегося дросселя для установки продольно-емкостной компенсации, предназначенный для применения на тяговых подстанциях переменного тока и рассмотренной в [Л. 7].

Лабораторные испытания модели насыщающегося дросселя. Для проверки работы насыщающегося дросселя была изготовлена лабораторная установка, моделирующая схему рис. 1, параметры которой приведены в приложении, а кривая намагничивания модели дросселя — на рис. 5. Ветвь холостого хода трансформатора моделировалась специальной нелинейной индуктивностью, характеристика которой в относительных единицах соответствовала характеристике силового трансформатора [Л. 3], а все остальные параметры были подобраны таким образом, что в относительных единицах они равнялись соответствующим параметрам схемы тяговой подстанции переменного тока с установкой продольной емкостной компенсации [Л. 7].

Максимальное напряжение на емкости в момент субгармонического резонанса согласно замерам на модели составляло $U_{cm1/3} = 29$ в. Напряжение насыщения дросселя (см. рис. 5) $U_{нас} = \omega\Psi_{нас} = 25,0$ в. Принимая $\Psi_{макс} = 0,6\Psi_{нас}$, имеем:

$$U_{макс} = \omega\Psi_{макс} = 0,6U_{нас} \approx 15 \text{ в.}$$

Номинальное напряжение на емкости $U_{ctm\text{ном}} = \sqrt{2} \cdot 3 = 4,25$ в. При этом, очевидно,

$$U_{ctm\text{ном}} < \frac{\omega\Psi_{макс}}{3} \text{ и } U_{cm1/3} > \frac{\omega\Psi_{нас}}{3},$$

т. е. для принятой модели насыщающегося дросселя выполняются основные условия, необходимые для четкой и надежной работы защитного устройства (ветви, состоящей из активного сопротивления $R_{ш}$ и насыщающегося дросселя).

Выводы. 1. Применение насыщающегося дросселя для автоматического ввода шунтирующего сопротивления и гашения субгармонических колебаний при их возникновении технически обоснованно и практически выполнимо. По сравнению с другими устройствами, служащими для тех же целей, насыщающийся дроссель является наиболее простым и экономичным.

2. Потери энергии в шунтирующем сопротивлении снижаются при использовании насыщающегося дросселя до величины, с которой практически можно не считаться.

3. Испытание модели насыщающегося дросселя на опытной лабораторной установке показало его четкую и надежную работу. Гашение субгармонических колебаний происходило в первые же периоды после их возникновения.

Пример. 1. Основной параметр дросселя. Номинальное напряжение, составляющее примерно 10% от фазного напряжения сети: $U_{e\text{ном}} = 0,1 \frac{110}{\sqrt{3}} = 6$ кв. Пользуясь формулой (6), имеем:

$$A = \frac{3\sqrt{2}U_{e\text{ном}}}{\omega B_{макс}} = \frac{3\sqrt{2} \cdot 6}{314 \cdot 2} = 40,5 \text{ м}^2,$$

где $B_{макс} = 0,95B_{нас} = 0,95 \cdot 2,1 = 2$ тл (для стали Э-330).

2. Сечение обмоточного провода. Примем односекундный ток термической устойчивости $I_{1\text{сек}} = 400$ а (с учетом ограничивающего действия $R_{ш}$ и с некоторым запасом). Допустимую односекундную плотность тока $J_{1\text{сек}}$ найдем из условия кратковременности работы дросселя в этом тяжелом для него режиме. Воспользуемся соотношением из [Л. 6]:

$$J_{1\text{сек}} = \sqrt{\frac{\Delta t c \gamma}{\rho K_{добр} \text{сек}}},$$

где $\gamma = 8,9 \text{ кГ/дм}^3$, $c = 0,0985 \text{ кал/}^\circ\text{C}$, $\rho = 0,232 \text{ ом} \cdot \text{мм}^2/\text{м}$ — плотность, удельная теплопроводность и удельное сопротивление (при $t = t_{нач} + \Delta t/2$) материала обмотки (принята медь);

$K_{добр} = 2$ — коэффициент увеличения потерь; $t_{нач} = 50^\circ\text{C}$ — начальная температура обмотки (при $t_{возд} = 40^\circ\text{C}$);

$\Delta t = 100^\circ\text{C}$ — принятое повышение температуры обмотки за цикл работы дросселя.

При этом получим $J_{1\text{сек}} = 90 \text{ а/мм}^2$, и сечение провода можно принять $F_{пп} = 5 \text{ мм}^2$.

3. Число витков обмотки дросселя. На основе предварительных прикидок конструкции примем следующие значения коэффициентов: $K_{ст} = 0,9$; $K_{обм} = 0,5$; $K_{окн} = 1,5$; $\alpha = 1,25$. Поставив численные значения в выражение (П-8) (см. приложение) получим: $u_m = 7,12 \text{ руб}/\text{дм}^3$, $u_{ct} = 2,68 \text{ руб}/\text{дм}^3$ (при $\pi_m = 0,8 \text{ руб}/\text{кГ}$; $\pi_{ct} = 0,35 \text{ руб}/\text{кГ}$); $\lambda = 14,5 \cdot 10^{-6} \text{ дм}^3$; $\beta = 0,134 \text{ дм}^3$; $\delta = 0,555 \cdot 10^3 \text{ дм}^3$; $\xi = -0,762 \cdot 10^6 \text{ дм}^3$ и уравнение (П-9) после соответствующих преобразований примет вид

$$\omega^3 + 3,08 \cdot 10^3 \omega^2 - 4,80 \cdot 10^6 \omega - 19,8 \cdot 10^9 = 0.$$

Единственный положительный корень данного уравнения дает $\omega = 2400$ витков.

Дополнительно проведенный анализ (см. приложение) показывает, что вблизи точки минимума стоимости $C_{осн} = f(\omega)$ изменяется незначительно. Поэтому, учитывая трудоемкость намотки и целесообразность снижения электродинамических усилий (имеющих при ударном токе 700 а порядок десятков тонн), принимаем $\omega = 1500$ витков, что приводит к увеличению стоимости по сравнению с оптимумом примерно на 5%.

4. Поперечное сечение сердечника дросселя

$$s_{ct} = \frac{A}{\omega} = \frac{40,5 \cdot 10^2}{1500} = 2,7 \text{ дм}^2.$$

Основные размеры дросселя найдем из соотношений (П-4) и (П-5):

$$a = 155 \text{ мм}; b = 195 \text{ мм}; q = 17,5 \text{ мм};$$

$$d = 100 \text{ мм}; d_1 = 170 \text{ мм}; d_0 = 325 \text{ мм}.$$

Определим также остаточную индуктивность дросселя (7)

$$L_{os} = \mu_0 \frac{w s_{os}}{l_{ct}} = 0,4\pi 10^{-8} \frac{1500^2 \cdot 390}{\pi \cdot 32,5} = 0,108 \text{ гн},$$

где

$$s_{os} = \left(a + \frac{4}{3}q \right) \left(b + \frac{4}{3}q \right) = 390 \text{ см}^2;$$

$$l_{ct} = \pi d_0 = \pi 32,5 \text{ см}.$$

5. Вес и стоимость основных материалов (стали и меди)

$$G_{ct} = \gamma_{ct} V_{ct} = \gamma_{ct} \pi d_0 s_{ct} = 7,65 \pi 3,25 \cdot 2,7 = 211 \text{ кГ};$$

$$G_m = \gamma_m V_m = \gamma_m F_{pp} \omega \cdot 2a \left(1 + \alpha + 4 \frac{q}{a} \right) =$$

$$= 8,9 \cdot 5 \cdot 10^{-4} \cdot 1500 \cdot 3,1 \left(1 + 1,25 + 4 \frac{17,5}{155} \right) = 56 \text{ кГ};$$

$$C_{osn} = \pi_{ct} G_{ct} + \pi_m G_m = 0,35 \cdot 211 + 0,8 \cdot 56 = 120 \text{ руб}.$$

6. Потери активной мощности в нормальном режиме. Номинальная индукция дросселя

$$B_{\text{ном}} = \frac{B_{\text{макс}}}{3} = \frac{2}{3} \approx 0,7 \text{ Тл.}$$

Напряженность и удельные потери в стали при этом составят [ГОСТ 802-58]: $H=0,2 \text{ а/см}$; $\Delta p_{\text{ст}}=0,4 \text{ вт/кГ}$. Отсюда

$$\Delta P_{\text{ном}} = (I_{\text{ном}}^2 R_{\text{ш}} + \Delta p_{\text{ст}} G_{\text{ст}}) = \\ = [(9,6 \cdot 10^{-8})^2 \cdot 350 + 0,4 \cdot 211] = 85 \text{ вт},$$

$$\text{где } I_{\text{ном}} = \frac{Hl_{\text{ст}}}{V^2 w} = \frac{0,2 \pi \cdot 32,5}{V^2 \cdot 1500} = 9,6 \cdot 10^{-8} \text{ а; } R_{\text{ш}} = 350 \text{ ом.}$$

Как видно, потери активной мощности в защитном устройстве ничтожно малы — менее 0,1 квт.

Приложение. Оптимальные соотношения основных параметров торOIDального дросселя. На рис. 6 изображен упрощенный поперечный разрез дросселя, для которого объем стали — $V_{\text{ст}} = \pi d_0 a^2 K_{\text{ст}}$;

$$\left. \begin{array}{l} \text{объем меди} — V_{\text{м}} = F_{\text{пп}} l_{\text{пп}} w = F_{\text{пп}} 2a \left(1 + \alpha + \pi \frac{q}{a} \right) w, \\ \text{где } K_{\text{ст}} — \text{коэффициент заполнения стали сердечника}; \\ F_{\text{пп}} — \text{сечение обмоточного провода}; \\ l_{\text{пп}} — \text{средняя длина одного витка обмотки}; \\ a \text{ и } b = aa — \text{радиальный и осевой размеры сердечника}; \\ d_0 — \text{средний диаметр сердечника}; \\ 2q — \text{средняя толщина обмотки}. \end{array} \right\} \quad (\text{П-1})$$

Основной параметр дросселя

$$A = ws_{\text{ст}} = \alpha a^2 K_{\text{ст}} w.$$

Введем коэффициент заполнения окна тороида

$$K_{\text{окн}} = \frac{s_{\text{окн}}}{s_{\text{обм}}} = \frac{s_{\text{окн}}}{s_m / K_{\text{обм}}} = \frac{\pi d^2 / 4}{F_{\text{пп}} w / K_{\text{обм}}}, \quad (\text{П-2})$$

где $s_{\text{окн}}$ — площадь окна сердечника;

$s_{\text{обм}}$ — часть площади окна, занимаемая обмоткой;

s_m — площадь меди обмотки;

$$K_{\text{обм}} = \frac{s_m}{s_{\text{обм}}} — \text{коэффициент заполнения обмотки.}$$

Из соотношений (П-2) и (П-3) найдем:

$$a = \sqrt{A} / \sqrt{w \alpha K_{\text{ст}}}; \quad d_1 = \frac{2}{\sqrt{\pi}} \sqrt{w F_{\text{пп}} K_{\text{окн}} / K_{\text{обм}}}. \quad (\text{П-4})$$

Пренебрегая толщиной изоляции сердечника, получим:

$$\left. \begin{array}{l} d = \frac{2}{\sqrt{\pi}} \sqrt{s_{\text{окн}} - s_{\text{обм}}} = \\ = \frac{2}{\sqrt{\pi}} \sqrt{w F_{\text{пп}} (K_{\text{окн}} - 1) / K_{\text{обм}}}; \\ q = \frac{d_1 - d}{4} = \frac{\epsilon}{2 \sqrt{\pi}} \sqrt{w F_{\text{пп}}}, \\ \frac{q}{a} = \frac{\epsilon}{2 \sqrt{\pi}} \sqrt{w F_{\text{пп}} \alpha K_{\text{ст}} / A}, \end{array} \right\} \quad (\text{П-5})$$

где

$$\epsilon = (V K_{\text{окн}} - V K_{\text{окн}} - 1) / \sqrt{K_{\text{обм}}}.$$

В первом приближении переменная составляющая стоимости дросселя пропорциональна стоимости основных материалов — стали и меди (или алюминия). Учитывая это, необходимо найти условия минимума величины

$$C_{\text{осн}} = \psi_{\text{ст}} \psi_{\text{ст}} V_{\text{ст}} + \psi_m \psi_m V_m, \quad (\text{П-6})$$

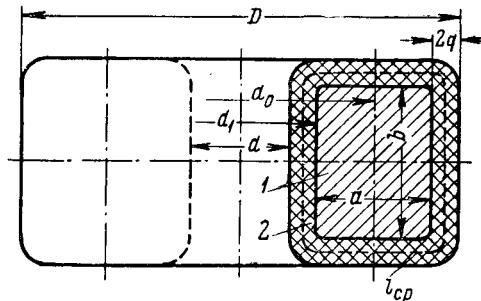
где $\psi_{\text{ст}}$, $\psi_{\text{ст}}$ и ψ_m , ψ_m — цены и удельные веса соответственных стали и меди.

(Цены могут быть взяты с учетом отходов, стоимости изготовления и т. п.).

Подставив (П-1) в (П-6) с учетом (П-4) и (П-5) и проделав соответствующие преобразования, получим:

$$C_{\text{осн}} = u_m \lambda w^{3/2} + u_m \beta w^{1/2} + u_{\text{ст}} \delta w^{-1/2} + u_{\text{ст}} \xi w^{-3/2}, \quad (\text{П-7})$$

Рис. 6.
1 — сердечник,
2 — обмотка.



где

$$\left. \begin{array}{l} \lambda = e \sqrt{\pi F_{\text{пп}}^3}; \quad \beta = 2 \frac{1 + \alpha}{\sqrt{\alpha}} F_{\text{пп}} \sqrt{A / K_{\text{ст}}}; \\ \delta = 2A \sqrt{\pi F_{\text{пп}} K_{\text{окн}} / K_{\text{обм}}}; \quad \xi = \pi \sqrt{A^3 / \alpha K_{\text{ст}}}; \\ u_m = \psi_m \gamma_m; \quad u_{\text{ст}} = \psi_{\text{ст}} \gamma_{\text{ст}}. \end{array} \right\} \quad (\text{П-8})$$

Из условия $\frac{d}{dw} (C_{\text{осн}}) = 0$, получаем:

$$3u_m \lambda w^3 + u_m \beta w^2 - u_{\text{ст}} \delta w - 3u_{\text{ст}} \xi = 0. \quad (\text{П-9})$$

Положительный корень полученного уравнения дает оптимальное число витков обмотки дросселя.

Параметры моделирующей установки и модели насыщающегося дросселя.

1. Номинальные напряжения и ток модели — $U_{\text{ном}}=30 \text{ в}$, $i_{\text{ном}}=100 \text{ ма}$ (соответствует току холостого хода силового трансформатора натуры).

2. Характеристика намагничивания нелинейной индуктивности (в отдельных единицах) $I \cong \bar{V}^5$.

3. Остальные параметры цепи: $L_{\text{мод}}=18,4 \text{ мГн}$; $C_{\text{мод}}=520 \text{ мкФ}$ и $r_{\text{мод}}=1,5 \text{ ом}$, или в относительных единицах (за базисные величины приняты — частота 50 гц, номинальные напряжение и ток): $\bar{L}=13,6 \cdot 10^{-3}$; $\bar{C}=70$; $\bar{r}=3,5 \cdot 10^{-3}$, что соответствует параметрам натуры в относительных единицах (в абсолютных единицах параметры натуры [Л. 7]: $x_L=50 \div 80 \text{ ом}$; $x_C=45 \div 75 \text{ ом}$; $r=7,5 \div 18,5 \text{ ом}$).

4. Номинальные напряжения и ток дросселя: $U_{\text{ном}}=3 \text{ в}$ (так как $U_{\text{сном}}=0,1 U_{\text{ном}}=3 \text{ в}$); $i_{\text{ном}}=1,2 \text{ а}$ (расчетный ток в режиме насыщения).

5. Поперечное сечение сердечника, имеющего форму тороида с размерами: $d_1=90 \text{ мм}$; $d_0=100 \text{ мм}$; $a \times b=(8 \times 40) \text{ мм}$, равно $s_{\text{окн}}=a \cdot b K_{\text{ст}}=0,8 \cdot 4 \cdot 0,85=2,7 \text{ см}^2$.

6. Расчетное число витков при материале сердечника — пермалое 50НП; $\delta=0,05 \text{ мм}$; $B_{\text{нас}}=0,6 \text{ тл}$.

$w_{\text{расч}} = \frac{3\sqrt{2}U_{\text{ном}}}{w B_{\text{макс}} s_{\text{ст}}} = \frac{3\sqrt{2} \cdot 3}{314 \cdot 0,6 \cdot 0,6 \cdot 2,7 \cdot 10^{-4}} = 420 \text{ витков,}$
где $B_{\text{макс}}=0,6 B_{\text{нас}}$. Принято $w=450$ витков проводом ПБД 0,5 мм.

Литература

1. Риодзири Мурата, Энергоснабжение японских национальных железных дорог при однофазном токе, Бюллетень Международной Ассоциации железнодорожных конгрессов, 1963, № 2.

2. Коршунов В. А., Продольная емкостная компенсация в тяговой сети электрифицированных железных дорог, «Электричество», 1965, № 1.

3. Шенкман Л. З., Субгармонические колебания в контуре с существенно нелинейной индуктивностью, «Электричество», 1967, № 10.

4. Бессонов Л. А., Нелинейные электрические цепи, «Высшая школа», 1964.

5. Лейтес Л. В., Тороидальные реакторы, изд-во «Отделение научно-технической информации, стандартизации и нормализации в электротехнике», М., 1966.

6. Лейтес Л. В., Особенности проектирования мощных реакторов для кратковременной работы, «Электричество», 1963, № 10.

7. Караваев Р. И. и Шенкман Л. З., Улучшение качества напряжения у потребителей тяговых подстанций переменного тока, «Электричество», 1964, № 12.

[31.1.1968]

Электроизоляционные свойства бетонов при разных условиях их эксплуатации

Канд. техн. наук В. Э. ЛЕЙРИХ и канд. техн. наук В. Я. ГЕНДИН
ВНИИСТ

В ряде случаев при эксплуатации сооружений и конструкций необходимо знание электроизоляционных свойств бетонов. Имеющиеся в литературе данные [Л. 1] не охватывают всего разнообразия применяемых в настоящее время бетонов и различных условий их эксплуатации. Отсутствуют также какие-либо сведения об электроизоляционных свойствах бетонов в возрасте более 6 месяцев.

Бетон обладает ионной проводимостью. Проводящим элементом в нем является его жидккая фаза. Удельное сопротивление бетона зависит, главным образом, от количества жидкой фазы, ее ионного состава и температуры.

Исследования удельного сопротивления бетонов выполнены на образцах — кубах с размерами $10 \times 10 \times 10$ см. Образцы изготавливали в текстолитовых формах со стальными бортами, которые использовали в качестве пластинчатых электродов. После тепловой обработки или суточного выдерживания при комнатной температуре образцы распалубливали. Перед распалубкой определяли удельное омическое сопротивление бетона ρ по схеме «амперметр — вольтметр» (рис. 1) и вычисляли по формуле

$$\rho = R \frac{ab}{l} = \frac{U}{I - \frac{r_b}{U}} \frac{ab}{l}, [\text{ом}\cdot\text{см}], \quad (1)$$

где R — омическое сопротивление образца в направлении тока, ом;

ab — площадь сечения образца перпендикулярно направлению тока, см^2 ;

l — расстояние между пластинчатыми электродами, см;

U — показания вольтметра, в;

I — показания амперметра, а;

r_b — собственное омическое сопротивление вольтметра, ом.

Сразу после распалубки подавали напряжение на два стержневых электрода, установленных в бетон при формировании образца. Из равенства

$$\frac{U_n}{I_n - \frac{U_n}{r_b}} \frac{ab}{l} = \rho = K \frac{U_c}{I_c - \frac{U_c}{r_b}}, [\text{ом}\cdot\text{см}], \quad (2)$$

в котором слева — величина удельного сопротивления бетона, измеренная с помощью пластинчатых, а справа — с помощью стержневых электродов, находили коэффициент перехода K . Его величина зависит от размеров образца, длины стержневых электродов, их диаметра и расстояния между ними и составляет:

$$K = \frac{\frac{U_n}{I_n - \frac{U_n}{r_b}} \frac{ab}{l}}{\frac{U_c}{I_c - \frac{U_c}{r_b}}}, [\text{см}], \quad (3)$$

При дальнейших измерениях величину ρ определяли по правой части формулы (2).

Измерение удельного сопротивления в соответствии с диапазоном показаний приборов по необходимости осуществляли при напряжении на электродах от 15 до 150 в. При этом влиянием напряженности электрического поля в бетоне на его удельное сопротивление пренебрегали, что влекло за собой погрешность, максимальное значение которой не превышало $\pm 3,75\%$ [Л. 2]. Такая точность измерений вполне удовлетворяет практическим требованиям.

Все электрические измерения производили с использованием тока промышленной частоты, который воздействует на бетон в подавляющем большинстве случаев в условиях эксплуатации.

Образцы, хранившиеся под открытым небом, в зависимости от времени года увлажнялись дождем, интенсивно высыхали в солнечную погоду и на ветру, замерзали и оттаивали при температуре воздуха ниже и выше 0°C . Образцы, находившиеся в отапливаемом помещении, в котором температура и влажность изменялись в зависимости от времени года и других факторов, воспринимали эти изменения параметров среды. Температура и влажность образцов, помещенных в грунт, также зависели от соответствующих параметров среды. Наконец, образцы нормально влажного хранения находились в закрытой емкости над водой. Таким образом, были имитированы наиболее часто встречающиеся условия эксплуатации бетонных и железобетонных конструкций.

При каждом упомянутом способе хранения (условиях эксплуатации) бетона исследовали два или три образца одинакового состава. Величину удельного сопротивления данного бетона в конкретном возрасте определяли как среднее арифметическое результатов измерений указанных образцов.

Ранее авторами было установлено [Л. 3], что величина электропроводности бетона зависит, главным образом, от количества соединений калия и натрия в жидкой фазе бетона, в которую они попадают из цементного клинкера, содержащего от 0,3 до 1,6% $\text{K}_2\text{O} + \text{Na}_2\text{O}$. Измерения показали, что удельное сопротивление бетонов, твердевших без прогрева и находившихся в течение

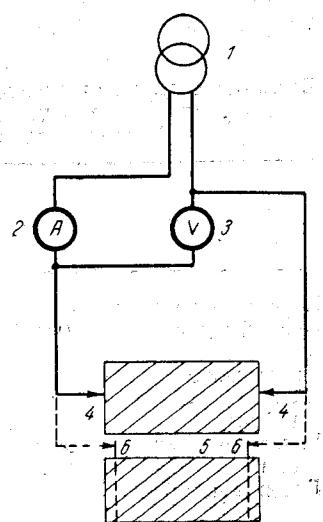


Рис. 1. Определение удельного сопротивления бетона по схеме «амперметр — вольтметр».

1 — трансформатор, 2 — вольтметр, 3 — амперметр или миллиамперметр, 4 — бетонный образец, 5 — пластинчатые электроды, 6 — стержневые электроды.

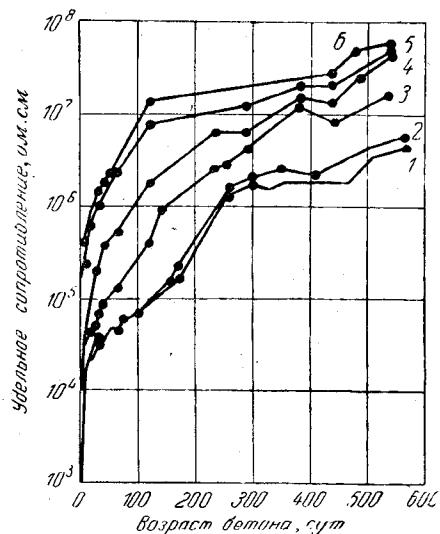


Рис. 2. Кинетика удельного сопротивления бетонов, приготовленных на различных цементах и находившихся в отапливаемом помещении.
1—портландцемент Алексеевского завода; 2—портландцемент Ново-Здолбуновского завода; 3—тампонажный цемент Стерлитамакского завода; 4—шлакопортландцемент Сухоложского завода; 5—гипсоглиноземистый и 6—глиноземистый цемент Пашийского завода.

1,5 лет в отапливаемом помещении, тем выше, чем меньше в цементах содержится щелочей (табл. 1, рис. 2). Исключение составляет бетон на шлакопортландцементе, который имеет повышенное удельное сопротивление, как полагают, из-за адсорбции щелочей тонкомолотыми частицами шлака. Несколько меньшая величина удельного сопротивления бетона на гипсоглиноземистом цементе, чем на глиноземистом, объясняется увеличением в жидкой фазе содержания ионов за счет диссоциации CaSO_4 .

Удельное сопротивление бетонов, подвергнутых тепловой обработке, также растет по мере уменьшения содержания окислов калия и натрия в цементе.

Исследования показали, что тонкость помола цемента в пределах от 2 500 до 5 700 $\text{cm}^2/\text{г}$ не влияет на удельное сопротивление бетонов в возрасте более трех месяцев.

Установлено, что состав бетона оказывает влияние на удельное сопротивление. Его величина несколько уменьшается с увеличением количества цемента на 1 m^3 бетона с ростом содержания воды затворения в бетонной смеси. Удельное сопротивление растет с повышением плотности бетона.

Различные условия эксплуатации конструкций оказывают весьма существенное влияние на кинетику и величины удельного сопротивления бетонов.

Таблица 1

Влияние содержания щелочных соединений в цементах на удельное сопротивление бетонов, хранившихся 1,5 года в отапливаемом помещении

Вид цемента	Завод-изготовитель	Содержание в цементе $\text{K}_2\text{O} + \text{Na}_2\text{O}$, % по весу	ρ, ом·см
Портландцемент			
Портландцемент	Алексеевский	0,58	4 380 000
	Ново-Здолбуновский	0,38	5 800 000
Тампонажный	Стерлитамакский	0,28	16 500 000
Шлакопортландцемент	Сухоложский	0,32	40 250 000
Гипсоглиноземистый	Пашийский	0,14	50 000 000
Глиноземистый	Пашийский	0,18	58 500 000

На рис. 3 показана кинетика удельного сопротивления бетонов, приготовленных на портландцементе Алексеевского завода и твердевших без тепловой обработки. Образцы хранились в течение 1,5 лет под открытым небом, в отапливаемом помещении, в грунте и нормально влажных условиях. Наибольшей величиной удельного сопротивления и заметной тенденцией к его росту даже в возрасте 1,5 лет обладает бетон, находившийся в отапливаемом помещении. Удельное сопротивление этого бетона растет монотонно, без скачков.

Удельное сопротивление бетона, находившегося под открытым небом, быстро возрастает примерно до 10-суточного возраста. После этого его средняя величина в течение полутора лет растет незначительно. На кривой наблюдаются большие скачки, величина которых доходит до 1 000 ом·см. Причинами этих скачков являются изменения влажности и температуры образцов вследствие атмосферных осадков и колебаний температуры и влажности воздуха. Более редкие скачки на кривой в возрасте бетона свыше трех месяцев объясняются тем, что измерения производились значительно реже, чем в начальные сроки. Наибольшее значение удельного сопротивления получено для образца при температуре окружающего воздуха -13°C , когда значительная часть жидкой фазы бетона в капиллярах превратилась в лед.

Удельное сопротивление бетона, находившегося в нормально влажных условиях, заметно растет примерно на протяжении шести месяцев, затем практически стабилизируется. Однако, если средой с повышенной влажностью воздуха заменить средой с обычной влажностью, удельное сопротивление бетона значительно возрастет.

На рис. 4 представлены кривые удельного сопротивления бетонов, приготовленных на цементе Алексеевского завода и подвергнутых тепловой обработке. Можно отметить отдельные различия в ходе соответствующих кривых на рисунках 3 и 4, но какие-либо закономерности в этом отношении отсутствуют. Представляет интерес кинетика удельного сопротивления бетона, находящегося в грунте. Она также определяется температурой и влажностью среды. Поскольку эти параметры в грунте изменяются менее резко, чем в атмосфере с учетом непосредственного попадания на бетон осадков, удельное сопротивление бетона в грунте также изменяется более плавно, чем под открытым небом.

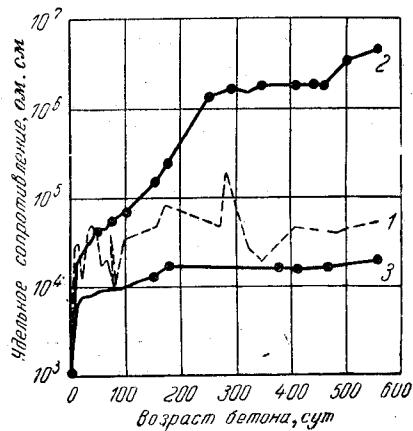


Рис. 3. Кинетика удельного сопротивления бетонов на цементе Алексеевского завода, твердевших без тепловой обработки и находившихся в различных условиях.

1—под открытым небом; 2—в отапливаемом помещении; 3—в нормально влажных условиях.

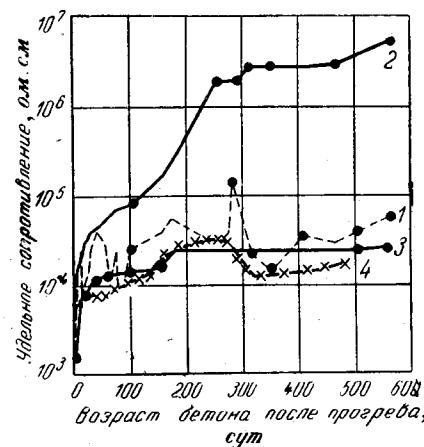


Рис. 4. Кинетика удельного сопротивления бетонов на цементе Алексеевского завода, подвергнутых тепловой обработке и находившихся в различных условиях.

1 — под открытым небом, 2 — в отапливающем помещении, 3 — в нормально влажных условиях, 4 — в грунте.

Аналогичные закономерности наблюдаются и для бетона на портландцементах Ново-Здолбуновского и Белгородского заводов, как твердевших в естественных условиях, так и подвергнутых тепловой обработке. При этом величины удельного сопротивления бетонов на всех исследованных портландцементах для образцов, хранящихся в одинаковых условиях, в возрасте начиная с 7—10 суток различаются незначительно.

Известно, что добавки хлористых солей существенно понижают удельное сопротивление свежего бетона. Исследования показали, что при дальнейшем твердении бетоны с добавкой хлористого кальция и хлористого натрия в количестве до 3% веса цемента все более приближаются по величине удельного сопротивления к бетонам соответствующего состава без добавок. Так, величины удельного сопротивления подвергнутых тепловой обработке бетонов с добавкой 1,5% CaCl_2 , с добавкой 1,5% NaCl и без добавок при хранении в отапливаемом помещении становятся примерно одинаковыми в возрасте бетона около трех месяцев, бетонов с добавкой 2% CaCl_2 , с добавкой 2% NaCl и без добавок при хранении в нормально влажных условиях — в возрасте около восьми месяцев. При хранении образцов под открытым небом и в грунте значения удельного сопротивления бетонов с хлористыми добавками и без добавок сближаются к 1,5-летнему возрасту, но не становятся одинаковыми (рис. 5). Уменьшение разницы в величинах удельного сопротивления бетонов с добавками хлористых солей и без добавок подтверждает, что ионы хлора, находящиеся в жидкой фазе бетона и существенно повышающие ее проводимость, с течением времени образуют нерастворимые соединения с алюминатными составляющими цементного клинкера, в результате чего их концентрация в жидкой фазе существенно снижается.

Добавка в бетон сульфитно-спиртовой барды (ССБ), которая очень часто применяется как для

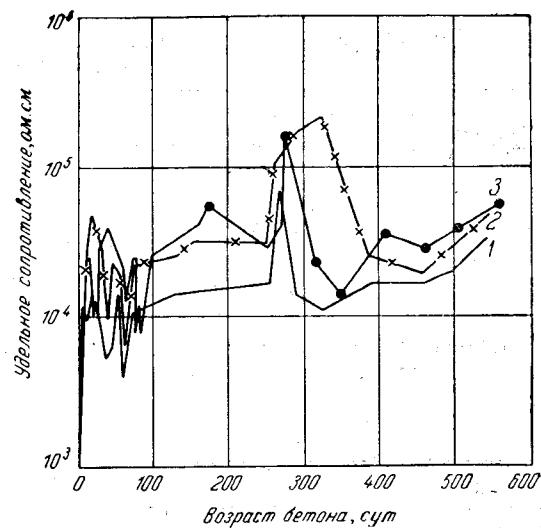


Рис. 5. Кинетика удельного сопротивления бетонов на цементе Алексеевского завода, подвергнутых тепловой обработке и хранившихся под открытым небом.

1 — с добавкой 1% NaCl , 2 — с добавкой 1% CaCl_2 , 3 — без добавок.

сборных, так и для монолитных конструкций, повышает удельное сопротивление бетона на примерно постоянную величину на протяжении всего исследуемого периода. Разница в удельном сопротивлении бетонов с добавкой 0,3% ССБ и без добавки составляет около 65%.

Доминирующее влияние на величину удельного сопротивления бетона имеет его влажность. Рассмотрение графика на рис. 6 показывает, что в пределах реальных величин влажности бетона — от высушенного до насыщенного водой — значение его удельного сопротивления изменяется в 520 раз. При повторном высыпывании и водонасыщении не наблюдается смещения точек, и каждому значению влажности соответствует одна и та же величина удельного сопротивления.

Замораживание бетона сопровождается ростом его удельного сопротивления. Оно происходит не сразу после понижения температуры образца ниже 0°C , а постепенно, по мере замерзания жидкой фазы в капиллярах. Известно, что чем меньше диаметр капилляра, тем при более глубоком охлаждении происходит в нем превращение жидкости в лед.

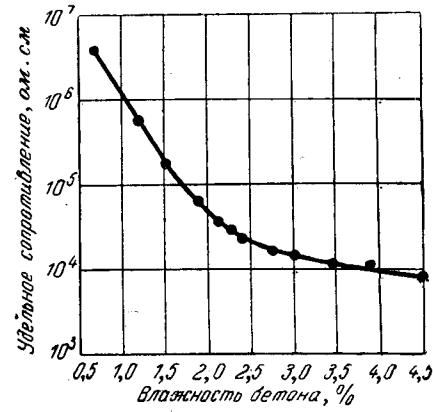


Рис. 6. Влияние влажности бетона на его удельное сопротивление.

Таблица 2

Ориентировочные значения удельного сопротивления бетонов при длительном пребывании в различных условиях эксплуатации

Вид бетона, химические добавки	Использованный цемент	Условия хранения	Удельное сопротивление, ом·см, в возрасте		
			6 месяцев	1 год	1,5 года
Обычный бетон	Портландцемент	Под открытым небом В теплом помещении В нормально влажных ус- ловиях В грунте	0,5—8,0·10 ⁴ 1,7—4,0·10 ⁵ 1,2—2,4·10 ⁴ 1,0—1,4·10 ⁴	0,5—8,0·10 ⁴ 1,6—2,8·10 ⁶ 1,5—2,4·10 ⁴ 1,2—1,8·10 ⁴	0,5—8,0·10 ⁴ 4,0—8,0·10 ⁶ 1,6—2,5·10 ⁴ 1,6—2,4·10 ⁴
Бетон с добавками хло- ристых солей до 3% веса цемента	Портландцемент	Под открытым небом В теплом помещении В нормально влажных ус- ловиях В грунте	0,5—5,0·10 ⁴ 2,0—2,7·10 ⁵ 1,0—1,5·10 ⁵ 0,4—1,6·10 ⁴	0,7—5,2·10 ⁴ 1,6—2,5·10 ⁴ 1,8—2,2·10 ⁴ 0,5—1,7·10 ⁴	0,8—5,6·10 ⁴ 2,0—3,5·10 ⁴ 2,1—2,5·10 ⁴ 0,6—1,8·10 ⁴
Бетон с добавкой 0,3% ССВ веса цемента	Портландцемент	Под открытым небом	0,5—2,3·10 ⁴	0,5—2,3·10 ⁴	0,5—2,3·10 ⁴
Обычный бетон	Тампонажный цемент	В теплом помещении	0,4—1,4·10 ⁶	0,4—4,0·10 ⁷	0,5—5,6·10 ⁷
Обычный бетон	Шлакопортландцемент	В теплом помещении	0,6—3,6·10 ⁶	0,3—1,2·10 ⁷	0,5—4,0·10 ⁷
Обычный бетон	Глиноземистый, гипсогли- ноземистый	В теплом помещении	0,8—1,6·10 ⁷	1,8—2,5·10 ⁷	5,0—6,0·10 ⁷
Раствор	Портландцемент	В теплом помещении	1,4—1,8·10 ⁵	6,0—8,0·10 ⁵	1,6—1,8·10 ⁶

По данным Т. Пауэрса при $-0,5^{\circ}\text{C}$ в бетоне образуется лишь 21% от количества льда, появляюще-
гося при -30°C , при -4°C — 60%, при -10°C —
75%. Некоторая часть воды не замерзает при тем-
пературах -50°C и ниже. Величина льдистости
и, следовательно, значение удельного сопротивле-
ния бетона при некотором значении температуры
ниже 0°C зависит от состава бетона, доли мароч-
ной прочности в начале замораживания, структуры
порошкового пространства, наличия добавок электро-
литов, понижающих температуру замерзания воды.
Например, при температуре -13°C удельное со-
противление обычного бетона на цементе Алексеев-
ского завода составляет $1,88 \cdot 10^5 \text{ ом} \cdot \text{см}$, а бетона
с добавкой 1 % хлористого натрия от веса
цемента лишь $6,85 \cdot 10^4 \text{ ом} \cdot \text{см}$. Удельное со-
противление бетона с понижением температуры
в диапазоне ниже 0°C изменяется в значительных
пределах. Необходимо подчеркнуть, что бетон в
указанной области температур может иметь ве-
личину удельного сопротивления не намного боль-
шую, а в некоторых случаях и меньшую, чем бетон
иного состава при положительной температуре.
В то же время при температуре бетона минус 30—

50° С его удельное сопротивление может быть в де-
сятки раз больше, чем до замораживания.

В табл. 2 приведены сводные данные о величи-
нах удельного сопротивления затвердевшего бето-
на. Они позволяют оценить влияние состава бетона,
его возраста и условий эксплуатации на удельное
сопротивление бетона и могут быть использованы
при расчетах электроизоляционных свойств бетон-
ных и железобетонных изделий и конструкций —
токоограничивающих реакторов, шпал железных
дорог, бетонных изоляторов контактного рельса-
метра, опорных конструкций электролизных цехов
и т. п.

Литература

1. Вершинин Ю. Н., Бетон как электротехнический ма-
териал, Труды Сиб. научно-иссл. ин-та энергетики. Вып. 2(21).
«Электротехнические бетоны», 1964.

2. Лейрих В. Э., Гендин В. Я., Влияние напряжен-
ности электрического поля в бетоне на его удельное сопро-
тивление, Труды ВНИИСТ, Сборник «Специальные бетоны
в газонефтепромысловом строительстве», Вып. 1, 1968.

3. Гендин В. Я., Лейрих В. Э., Электропроводность
бетонов для сборных резервуаров, «Строительство трубопро-
водов», 1964, № 10.

[19.6.1968]



Сообщения

УДК 621.3.083:538.311

Новый метод измерения переменного электрического поля в проводящей среде

Канд. техн. наук Р. А. ПАВЛОВСКИЙ и инж. А. В. ПОЛЯКОВ

Ленинград

При решении большого числа практических и исследовательских задач возникает необходимость измерения низкочастотного электрического поля в проводящей среде. К таким задачам относятся, в частности, исследование теллурических токов, электроразведка полезных ископаемых, разработка электромагнитных измерителей скорости движения жидкости и т. п.

В большинстве существующих приборов, предназначенных для измерения электрического поля, в качестве датчиков используются электроды, осуществляющие гальванический контакт входной цепи измерительного устройства со средой, в которой производятся измерения. Характерным свойством таких приборов является наличие у любой пары электродов собственной э. д. с., величина которой зависит от многих факторов (температуры, давления, химического состава среды и т. д.) и поэтому является нестабильной во времени (см., например, [Л. 1 и 2]). Нестабильность собственной э. д. с. электродов вызывает значительные трудности при регистрации низкочастотных электрических полей и приводит к значительной погрешности измерений (особенно в движущихся средах).

Ниже даются обоснование и результаты лабораторного опробования метода измерения переменного электрического поля, который позволяет устранить гальванический контакт входной цепи со средой и тем самым полностью исключить влияние собственной э. д. с. электродов [Л. 3]. В качестве датчиков используются проводящие тела, на поверхность которых нанесено изолирующее покрытие. Как будет показано ниже, при определенных условиях сопротивление между такими датчиками можно считать чисто емкостным, поэтому

в дальнейшем мы будем называть их емкостными зондами.

Пусть в проводящей среде расположены два емкостных зонда 1 и 2 (рис. 1), изолирующее покрытие которых 3 имеет малую, но отличную от нуля удельную электропроводность. Зонды разнесены на некоторое расстояние l и подключены ко входу измерительного прибора со входным сопротивлением R и входной емкостью C .

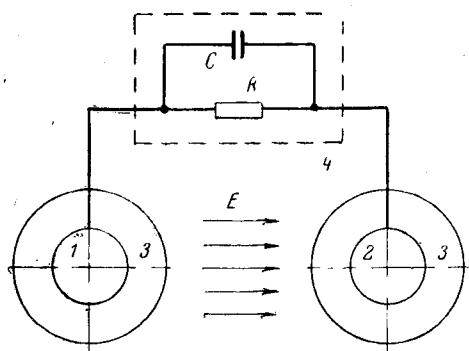


Рис. 1. Система из двух емкостных зондов.

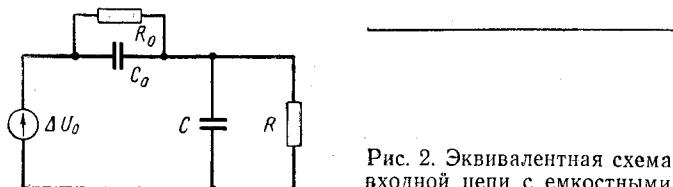


Рис. 2. Эквивалентная схема входной цепи с емкостными зондами.

Рассмотрим поведение системы из двух емкостных зондов при возникновении в среде скачком однородного стационарного электрического поля с напряженностью E . В первоначальный момент времени ($t=0$) между зондами возникает разность потенциалов

$$\Delta U_0 = E l.$$

В дальнейшем под воздействием поля на зондах появляются равные по величине, но противоположные по знаку заряды. В произвольный момент времени t разность потенциалов между зондами составит:

$$\Delta U(t) = \Delta U_0 - \frac{Q(t)}{C_0}, \quad (1)$$

где $Q(t)$ — абсолютная величина заряда, появляющегося на зондах;

C_0 — емкость между зондами.

Величина C_0 определяется при этом как емкость двух последовательно включенных конденсаторов, обкладками каждого из которых являются поверхность проводящего тела 1 (или 2) и поверхность среды 4, контактирующая с изоляционным покрытием зонда 3 (рис. 1).

Эквивалентная схема рассматриваемой системы может быть представлена в виде, изображенном на рис. 2, где R_0 — сопротивление утечки между зондами, определяемое параметрами покрытия¹.

Принципиальной особенностью рассматриваемого способа измерений является то, что входное сопротивление прибора берется много меньшим сопротивления утечки. Для определенности положим, например

$$R = 0,01 R_0. \quad (2)$$

В этом случае можно пренебречь величиной R_0 и считать внутреннее сопротивление зонда чисто емкостным.

Исходя из эквивалентной схемы, представленной на рис. 2, при условии (2) нетрудно получить выражение для напряжения на входе измерительного прибора при воздействии на емкостные зонды скачка напряженности постоянного поля:

$$U = \Delta U_0 \frac{C_0}{C_0 + C} e^{-\frac{t}{\tau}}, \quad (3)$$

где $\tau = R(C + C_0)$.

Таким образом, напряжение на входе измерительного устройства уменьшается от максимального значения по экспонциальному закону, т. е. измерение напряженности постоянного поля с помощью неподвижных емкостных зондов можно производить лишь в течение ограниченного времени. Однако этот недостаток можно исключить путем преобразования постоянного сигнала в переменный за счет периодического перемещения зондов в измеряемом поле. Как будет показано ниже, частота перемещения зондов может быть весьма мала.

Рассмотрим поведение системы из двух емкостных зондов при воздействии на нее переменного электрического поля, изменяющегося по гармоническому закону $E = E_0 \sin \omega t$. Исходя из эквивалентной схемы на рис. 2, нетрудно видеть, что при условии (2) амплитуда входного напряжения определяется выражением

$$U = \Delta U_0 \frac{C_0}{C + C_0} \frac{\omega \tau}{\sqrt{1 + (\omega \tau)^2}}, \quad (4)$$

где ω — круговая частота воздействующего сигнала;

$$\Delta U_0 = E_0 l.$$

¹ Величиной сопротивления растекания в данном случае пренебрегаем.

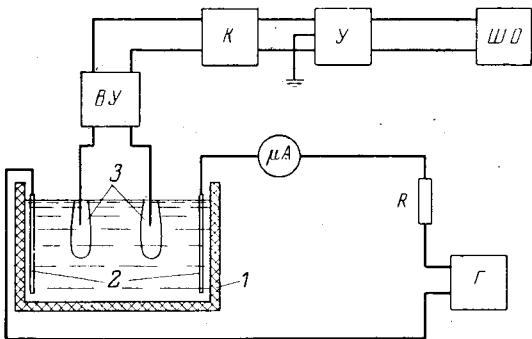


Рис. 3. Блок-схема измерений.

1 — электролитическая ванна размером $0,95 \times 0,7 \times 0,5$ м³, заполненная водопроводной водой; 2 — плоские электроды, имеющие параметры $C_0 = 6\,000$ пФ, $R_0 = 2 \cdot 10^2$ ом; ВУ — входное устройство, имеющее $R = 1,5 \cdot 10^6$ ом; К — компенсатор постоянной составляющей на выходе ВУ; У — усилитель типа УИПП-2; ШО — шлейфовый осциллограф типа МПО-2; Г — генератор типа НГПК-3М; R — магазин сопротивлений.

Как видно из (3) и (4), постоянная времени входной цепи в обоих случаях существенно влияет на величину входного напряжения. При условии (2) и малой входной емкости ($C \ll C_0$) максимально достижимая величина τ однозначно определяется электрическими свойствами материала изоляционного покрытия зонда. В частности, при выполнении условия (2)

$$\tau \approx 0,01 R_0 C_0,$$

т. е. приближенно τ определяется сопротивлением утечки зондов и их емкостью. Исходя из известной аналогии между емкостью и сопротивлением для заданной геометрической конфигурации тел, имеем:

$$R_0 C_0 = \rho e,$$

где ρ и e соответственно удельное объемное сопротивление и диэлектрическая проницаемость материала покрытия зондов. Отсюда

$$\tau \approx 0,01 \rho e = 0,01 \tau_m,$$

где τ_m — постоянная времени релаксации зарядов в материале покрытия.

Из существующих изоляционных материалов наибольшим временем релаксации обладают полиэтилен, фторопласт и полистирол. Для этих материалов $\tau_m \approx 2 \cdot 10^4$ сек. Отсюда при соблюдении условия (2) максимальная величина постоянной времени входной цепи составит 200 сек. Согласно (4) нижний предел частоты, начиная с которого амплитуда входного сигнала при таком значении τ практически перестает зависеть от частоты, имеет порядок 10^{-3} герц. Верхний предел частоты принципиально не ограничен.

Конструктивное оформление емкостных зондов определяется характером их использования. В частности, емкостные

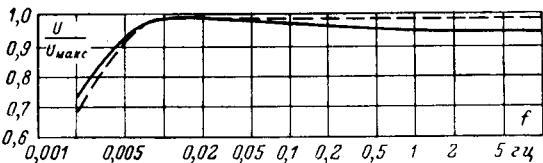


Рис. 4. Частотные характеристики.

— эксперимент; - - - - расчет по формуле (4).

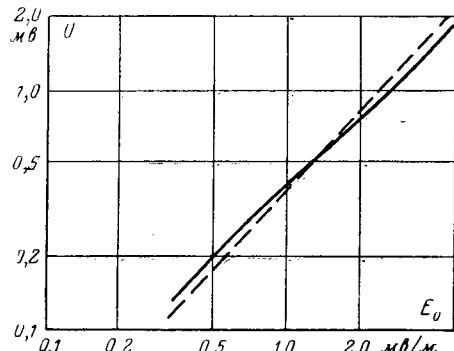


Рис. 5. Амплитудные характеристики.

— эксперимент; - - - - расчет.

зонды легко изготовить путем нанесения полиэтиленовой пленки на металлическую фольгу.

Способ измерений с емкостными зондами был опробован в лабораторных условиях. Применявшаяся схема измерений приведена на рис. 3.

На рис. 4 приведены частотные характеристики зондов.

Как видно из рис. 4, расхождение расчетной и экспериментальной частотных характеристик в диапазоне частот от 10^{-3} до 10 Гц не превышает 5%.

На рис. 5 приведены расчетная и экспериментальная (на частоте 0,1 Гц) амплитудные характеристики.

В заключение отметим, что рациональным выбором конструкции зондов (при увеличении их смоченной поверхности) емкость каждого из датчиков может быть доведена до единиц микрофарад, что приведет к снижению требуемой величины входного сопротивления и повышению чувствительности измерителя.

Литература

- Корсунский Л. М., Электромагнитные гидрометрические приборы, Стандартгиз, 1964.
- Соловьев Л. Г., Электроды для электромагнитного измерителя течений, Труды института океанологии АН СССР, вып. 35, 1959.
- Павловский Р. А. и Поляков А. В., Способ измерения переменного электрического поля, Авторское свидетельство № 194985 от 15 февраля 1967 г., «Бюллетень» 1967, № 9.

УДК 621.314.26:62—83

Непосредственные ключевые преобразователи на тиристорах

Канд. техн. наук, доц. В. Т. ЗАГОРСКИЙ

Новосибирск

Непосредственные преобразователи представляют собой линейные коммутаторы, в которых первичные (входные) линии A , B , C соединяются с вторичными (выходными) линиями a , b , c (рис. 1, а) с помощью управляемых вентилей. Вентили, соединяющие каждую вторичную линию со всеми первичными в прямом направлении, образуют катодные (1, 3, 5) группы, а вентили, соединяющие каждую вторичную линию со всеми первичными в обратном направлении, анодные группы (2, 4, 6).

Частота переключения групп определяет выходную частоту

преобразователя, а относительное время включения группы — интегральную величину его выходного напряжения. При использовании ограниченно управляемых вентилей — тиристоров выключение их (коммутация) возможно лишь в результате уменьшения почти до нуля тока соответствующей группы. При использовании естественной коммутации в трехфазно-трехфазной системе выходная частота не может превышать одной трети входной.

Предложенный Д. А. Завалишиным метод искусственной емкостной коммутации [Л. 1] позволяет значительно расширить

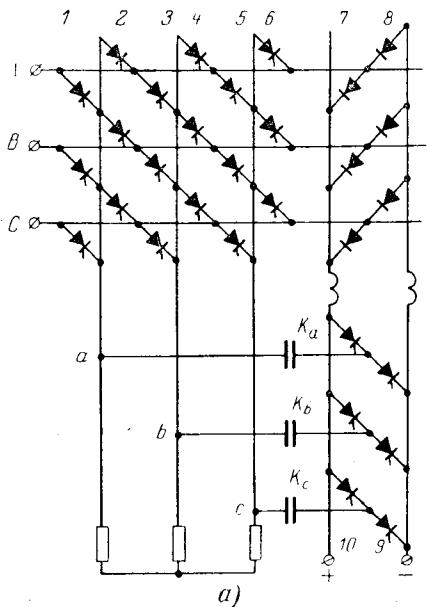


Рис. 1.

рить диапазон регулирования выходной частоты. Однако побочные явления, связанные с включением емкости параллельно нагрузке, ограничивают применение этого метода.

Отделение коммутирующих емкостей от нагрузки путем введения независимого узла искусственной коммутации дает возможность расширить пределы регулирования выходной частоты от нуля до допустимой частоты переключения единичного вентиля. При этом сохраняется возможность независимой работы каждой группы в выпрямительном или инверторном режимах, свойственных непосредственному преобразователю с естественной коммутацией. Выходное напряжение и коммутирующая емкость оказываются практически независимыми от нагрузки, а вентили — работающими в режиме полностью управляемых ключей.

Узел искусственной коммутации такого преобразователя [Л. 2] состоит из коммутирующих конденсаторов K_a , K_b , K_c (рис. 1, а), подключаемых с помощью положительной (9) и отрицательной (10) групп коммутирующих тиристоров к соответствующим полюсам неуправляемого выпрямителя, подсоединенном к входным линиям.

Порядок работы преобразователя задается системой управления (рис. 1, б), содержащей управляющий генератор $УГ$, индикатор направления тока в выходных линиях $ИНТ$, индикатор полярности напряжения входных линий $ИПН$ и выходные устройства (обозначены на схеме кружками), число которых определяется количеством управляемых вентиляй.

Управляющий генератор $УГ$ задает частоту, относительное время включения групп и порядок чередования фаз. Индикатор полярности напряжения $ИПН$ определяет порядок переключения вентиляй в группе в соответствии с режимом работы. В выпрямительном режиме в катодных группах включаются вентили с наивысшим потенциалом анода, а в инверторном — с наименьшим; в анодных группах наоборот.

Индикатор направления тока $ИНТ$ поддерживает инверторный режим работы группы в течение времени $t_{и}$ (рис. 2), необходимого для уменьшения ее тока до нуля после поступления от $УГ$ сигнала выключения.

Если в некоторый момент времени система управления включила группу 1, то одновременно оказывается включенным коммутирующий тиристор $9a$ (здесь и ниже цифрами обозначается номер группы, а буквой — линия), вследствие чего, одновременно с формированием положительной полуволны напряжения на фазе нагрузки Z_a , будет заряжаться конденсатор K_a по цепи, образуемой группой 1, тиристором $9a$ и группой неуправляемых вентиляй 6 в положительном направлении (плюс слева). По окончании заряда конденсатора (обычно через несколько десятков микросекунд) тиристор $9a$ запирается.

Для выключения группы 1 включается тиристор $10a$, образующий контур разряда конденсатора K_a через работавший вентиль группы 1 в обратном направлении и неуправляемый

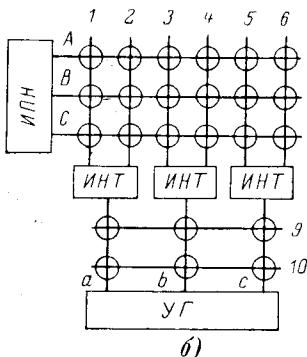


Рис. 2.

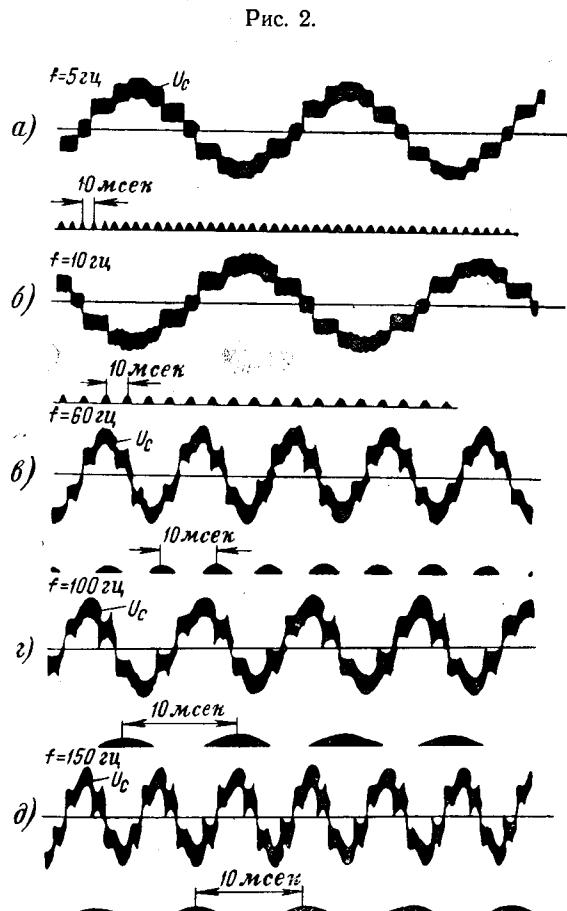
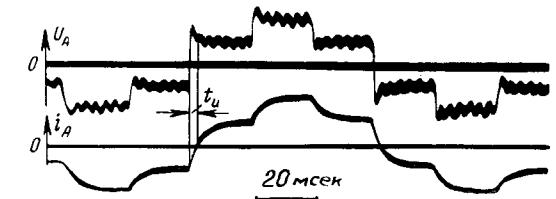


Рис. 3.

вентиль группы 7. В тот момент, когда результирующий ток коммутируемого вентиля оказывается равным нулю, его сопротивление начинает возрастать. Для полного восстановления управляемых свойств тиристора обратное напряжение конденсатора должно быть приложено к нему в течение 35 ± 10 мкеск. В течение этого времени ток нагрузки протекает через конденсатор, разряжая и перезаряжая его.

С момента, когда напряжение на конденсаторе изменяет свой знак, $ИНТ$ переводит группу 1 в инверторный режим, который продолжается до полного спада тока группы. Вентили группы в инверторном режиме отпираются по той причине, что при спаде тока в активно-индуктивной нагрузке за счет э. д. с. самоиндукции потенциал вторичной линии преобразователя оказывается ниже наименьшего потенциала первичной сети [Л. 3]. Сигнал на включение анодной группы 2 может подаваться сразу же после перевода группы 1 в инверторный режим, до окончания которого группа 2 все равно отпереться не сможет. По этой же причине, а также с целью взаимной блокировки групп целесообразно, чтобы $ИНТ$ задерживал подачу сигналов включения группы 2 до полного спада тока группы 1.

Диапазон плавного регулирования выходной частоты преобразователя на современных тиристорах может составлять 0—2 000 гц. На рис. 3 приведены осциллограммы фазных напряжений нагруженного трехфазного преобразователя мощностью 2,5 ква, 220 в, при частоте питающей сети 50 гц. Вы-

По поводу статьи И. С. Ефремова, А. И. Яковлева и Б. П. Гущо-Малкова

«Электрический привод с автономным питанием на колесном безрельсовом транспорте»

(«Электричество», 1967, № 7)

Канд. техн. наук Б. З. ВАЙНШТЕИН
Тбилиси

Вопросы, затронутые в [Л. 1], являются исключительно актуальными. И от того, насколько быстро будет создана серьезная научно-техническая база для разработки и всестороннего исследования различных систем электропривода для колесного безрельсового транспорта, будет зависеть технический прогресс и экономические показатели этой важной отрасли транспортного хозяйства страны.

Авторы статьи правильно указывают, что применение индивидуального электропривода (электро-моторколес) на безрельсовых транспортных машинах позволяет удовлетворительно решить проблему рационального дробления и передачи мощности к ведущим колесам.

Технико-экономическими расчетами, проведенными в лаборатории электропривода ВНИИСтройдормаша [Л. 2] установлено, что при нагрузке на колесо более 14 т вес электрической трансмиссии получается меньше веса механической трансмиссии, а стоимость их примерно одинакова.

Таким образом, при современном уровне электромашиностроения электрические трансмиссии (исследование проводилось применительно к трансмиссиям постоянного тока) целесообразно применять на дизельных машинах с моторколесами при весе четырехколесных машин около 30—40 т, что соответствует примерно такой же их грузоподъемности.

Авторы статьи рассматривают комплекс вопросов, связанных с созданием только автономного электрического привода на колесном безрельсовом транспорте, но совершенно не касаются таких видов колесных безрельсовых машин как троллейвозы и дизель-троллейвозы, которые, без сомнения, найдут широкое применение в карьерном транспорте.

Положительной стороной троллейвозного транспорта является экономичность перевозок, надежность оборудования, высокие тяговые качества, простота ремонта и обслуживания, значительное увеличение межремонтного пробега и безотказная работа в зимних условиях.

Достоинством дизель-троллейвозов с моторколесами, работающих от контактной сети на стационарной трассе и от дизель-генератора при движении в забое, является также высокая маневренность, простота осуществления электрического торможения с рекуперацией электрической энергии в сеть, возможность движения на больших подъемах и в кривых малого радиуса, безотказная работа в холодное время года и безгаражная стоянка, поскольку дизель зимой прогревается электроэнергией и запускается с помощью электродвигателя.

Белорусским автозаводом изготовлен опытный 65-тонный дизель-троллейвоз с моторколесами, который испытывается на одном из угольных карьеров Сибири [Л. 3].

Большой практический интерес представляет создание аккумуляторного и контактно-аккумуляторного безрельсового подвижного состава.

Как известно, за последние годы вес тяговых аккумуляторов снизился более чем на 25%, что позволяет создать автономный электрический привод моторколес с радиусом дей-

ходного напряжения во всем диапазоне выходных частот регулируется с помощью изменения скважности управляющих импульсов УГ (широко-импульсная модуляция) и изменением фазы импульсов ИПН (фазовая модуляция). Диапазон регулирования широко-импульсной модуляции порядка 6 : 1. Фазовая модуляция используется при частоте ниже 30 гц для улучшения гармонического состава напряжения. Диапазон регулирования напряжения фазовой модуляции порядка 10 : 1.

Описанный преобразователь предназначен для частотного управления электроприводами переменного тока широкого назначения.

ствия до 250 км при одной зарядке. Возможность периодической подзарядки аккумуляторов от контактной сети или другого источника делает такие системы в высокой степени надежными.

По-видимому, в целом ряде отраслей народного хозяйства аккумуляторный подвижной состав окажется весьма эффективным. Следует согласиться с авторами обсуждаемой статьи, что дальнейшее расширение области применения электрических трансмиссий с моторколесами зависит от создания электроприводов переменного тока.

Асинхронный электродвигатель с короткозамкнутым ротором является самой простой, надежной и дешевой машиной, не требующей специального ухода в эксплуатации. Необходимо только решить вопрос создания специальных подшипников для работы в условиях значительных ударов и вибраций с целью обеспечения строгого постоянства зазора между ротором и статором тяговых двигателей.

При питании асинхронного тягового двигателя от автономной трехфазной системы с быстро меняющейся частотой и напряжением создается регулируемая система привода с почти идеальными качествами. В этой системе успешно решаются такие важные вопросы, как достижение требуемой величины пускового момента с учетом допустимой перегрузки питающего агрегата и приведение кривой вращающего момента двигателя в соответствии с моментом нагрузки.

У двигателей с короткозамкнутым ротором относительно меньше величина махового момента, что очень важно в придачах, где имеют место частые пуски и торможения.

Простота конструкции асинхронных двигателей позволяет значительно увеличить скорость вращения, в результате чего снижается вес, габариты и соответственно — стоимость тяговых двигателей. Наиболее перспективным направлением в создании электроприводов для колесных машин на переменном токе, по-видимому, является применение статических преобразователей частоты и напряжения на тиристорах для регулирования скорости вращения тяговых асинхронных электродвигателей.

В связи с перспективностью и высокой технико-экономической эффективностью следует развернуть научно-исследовательские и опытно-конструкторские работы по созданию унифицированной серии моторколес для различных типов машин безрельсового транспорта.

Литература

1. Ефремов И. С., Яковлев А. И. и Гущо-Малков Б. П. Электрический привод с автономным питанием на колесном безрельсовом транспорте, «Электричество», 1967, № 7.
2. Погарский Н. А., Электрические трансмиссии машин с моторколесами, изд-во «Машиностроение», 1965.
3. Фиделев А. С., Троллейвозный и дизель-троллейвозный транспорт, изд-во «Недра», 1966.

Литература

1. Завалишин Д. А., Ионный преобразователь частоты для регулирования скорости асинхронных двигателей, «Электричество», 1939, № 4.
2. Загорский В. Т., Полупроводниковый преобразователь частоты, Авторское свидетельство № 184967, «Бюллетень изобретений», 1966, № 16.
3. Загорский В. Т. и Г. Д. Бирин, Условия зависимости коммутации многофазных преобразователей частоты, «Известия АН СССР, Энергетика и транспорт», 1964, № 6.

Канд. техн. наук, доц. С. Ф. ДРОБЯЗКО, канд. техн. наук К. М. ЮДИН,
асс. Б. Н. МАЦКО и инж. В. П. СТЕПАНЕНКО

Киевский ордена Ленина политехнический институт

Обсуждаемая статья ставит важные и исключительно на-
звревшие вопросы применения электрической трансмиссии, основанный на последних технических достижениях, в автономных немаршрутных транспортных установках. Нельзя не согласиться с общей направленностью и основными положениями статьи, однако следует высказать ряд замечаний как уточняющих, так и конкретизирующих и развивающих затронутую проблему.

Сравнение удельного веса дизель-генераторов и газотурбинно-генераторных установок, выполненное в статье, не вполне показательно. Следует, кроме веса на киловатт машинных агрегатов, учитывать также вес запаса топлива, необходимого для прохождения эквивалентными экипажами равного пути или выполнения одинаковой работы. Поскольку удельный расход и, следовательно, вес запаса топлива газотурбинных двигателей значительно выше, чем у двигателей внутреннего сгорания, в действительности не будет столь сильного разрыва между весовыми показателями, как это получается по приведенным на рис. 2 статьи кривым. Однако имеется возможность дальнейшего повышения удельных весовых показателей газотурбинно-генераторных установок за счет применения систем взаимосвязанного (объединенного) автоматического управления как генератором, так и газотурбинным двигателем. Такие системы могут допускать изменение скорости вращения газовой турбины в функции ее фактической загрузки, что дает значительное снижение расхода топлива. Так, например, уменьшение скорости вращения газотурбинного двигателя ТА-6 на 30% дает снижение расхода топлива от 230 до 100 кг/ч.

Взаимосвязанные системы автоматического управления вообще являются перспективными для всех видов двигатель-генераторных установок. Осуществляя наиболее рациональное управление как первичным двигателем, так и генератором, а в некоторых случаях и электродвигателями они позволяют получать ряд дополнительных преимуществ. Уже упоминалась возможность уменьшения абсолютного расхода топлива за счет автоматического уменьшения скорости вращения первичного двигателя в функции его фактической загрузки при сохранении, независимо от этого, необходимого напряжения генератора. Этот же способ позволяет увеличивать ресурс моточасов.

Системы взаимосвязанного автоматического управления позволяют получать возрастание скорости вращения первичного двигателя при толчковых нагрузках, что дает возможность иметь большую избыточную мощность и обеспечить принципиальную надежность работы трансмиссии [Л. 6].

Системы, обладающие в той или иной степени перечисленными выше преимуществами, применяются на аэродромных электроагрегатах, предназначенных для запуска турбовинтовых и турбореактивных авиадвигателей [Л. 5—7]. В режиме запуска такой агрегат представляет собой трансмиссию из первичного двигателя (внутреннего сгорания или газотурбинного) и генератора, работающего на электродвигатели, раскручивающие авиадвигатель. Трансмиссия работает в режиме разгона — плавного или с преодолением значительных толчковых нагрузок. Как по электрической части, так и по действию эта трансмиссия качественно не отличается от автономного электропривода на колесном безрельсовом транспорте. Накопленный опыт проектирования и эксплуатации взаимосвязанных систем автоматического управления позволяет сделать дальний шаг в отношении управления автономным приводом. Могут быть и частично созданы системы, решающие, например, такие задачи: прохождение экипажем определенного участка пути неизвестного наперед профиля за кратчайшее время; прохождение максимально возможного расстояния при заданном запасе топлива; обеспечение максимального ресурса моточасов; обеспечение принципиальной надежности (полнейшей приемистости) при преодолении резко-переменных и толчковых нагрузок. Во всех перечисленных случаях имеется в виду работа в режиме автоматического управления автономным электроприводом.

Важным фактором повышения эксплуатационных свойств колесного безрельсового транспорта, не нашедшим отражения в рассматриваемой статье, является использование автономного электрического привода в тормозных режимах. В настоящее время имеются исследования и конкретные разработки [Л. 1—4, 8—10], указывающие на возможность использования электрических трансмиссий при самых различных сочетаниях

типов электрических машин, преобразователей и рода тока в тормозном режиме, при котором вся или основная часть энергии торможения рассеивается в первичном двигателе, работающем в компрессионном режиме. Тяговые двигатели, в том числе и последовательного возбуждения, при этом работают в генераторном, а генератор — в двигательном режиме. Такой режим может быть назван электромеханическим или электрокомпрессионным торможением. Решены, в частности, вопросы параллельной работы группы двигателей последовательного возбуждения в генераторном режиме и бесконтактного перехода их из двигательного в генераторный режим и наоборот [Л. 4]. Внедрение электрокомпрессионного торможения должно привести к удешевлению и повышению надежности безрельсового колесного транспорта.

В статье указано, что одним из недостатков является пониженный к. п. д. автономного электропривода, «что вообще свойственно системам с двойным преобразованием энергии». Такая интерпретация не является вполне правомерной. Известно, что в случае высоких требований по регулированию, управлению, динамике, и в стационарных электроприводах вводится вторая ступень преобразования энергии (система Г—Д, ионный, полупроводниковый привод). Это объясняется принципиальной необходимостью процесса преобразования энергии для осуществления процесса управления. Поэтому к. п. д. автономного электропривода следует сравнивать с к. п. д. стационарных электроприводов или других систем с двумя ступенями преобразования энергии, но не простых электроприводов, работающих от сети. Ввиду того, что по причине автономности рассматриваемые электроприводы получают дополнительные индивидуальные ступени преобразования энергии соизмеримой мощности, они приобретают новое ценное качество — повышенную управляемость. Это качество, как известно, с избытком перекрывает понижение к. п. д. Поэтому одной из кардинальных задач развития автономного электропривода является поиск наиболее рациональных систем преобразования энергии, что и отражено в статье при рассмотрении различных систем постоянного и переменного тока и различных первичных двигателей.

Учет изложенного выше должен в значительной мере повысить эксплуатационные и экономические показатели автономного электропривода для безрельсового транспорта и, в частности, снизить цифру 50 т, указанную как нижний предел грузоподъемности колесных безрельсовых машин, для которых целесообразно применение автономного электропривода.

Литература

1. Дробязко С. Ф., Мацко Б. Н. и Юдин К. М., Электромеханическое торможение электропривода, «Электродинамические силы, потери и параметры электрических машин», изд-во «Наукова думка», 1966.
2. Дробязко С. Ф., Юдин К. М. и Мацко Ю. Н., Устойчивые тормозные режимы электротепловозов, «Электричество», 1963, № 10.
3. Дробязко С. Ф. и Мацко Б. Н., Способ электрического торможения тепловоза, Авторское свидетельство № 181150, приоритет от 14.1.1963 г. Бюллетень, 1966, № 9.
4. Дробязко С. Ф. и Юдин К. М., Бесконтактное управление электрической трансмиссией постоянного тока при изменении направления потока энергии, «Электромашиностроение и электрооборудование», вып. 2, Изд-во Харьковского университета, 1966.
5. Воронин В. В. и др., Автоматическое управление АПА-4, «Авиация и космонавтика», 1965, № 10.
6. Воронин В. В. и др., Системы регулирования аэродромных электроагрегатов, «Авиация и космонавтика», 1966, № 1.
7. Дробязко С. Ф. и др., Устройство для автоматического управления автономной электроэнергетической установкой, Авторское свидетельство № 209573, приоритет от 17.10.1964, Бюллетень, 1968, № 5.
8. Яковлев А. И., Электропривод автомобилей и автобусов, изд-во «Машиностроение», 1966.
9. Крайцберг М. И., Электропривод при автономном источнике энергии, изд-во «Энергия», 1966.
10. Дробязко С. Ф., Режим тормозного поглотительного равновесия в системе генератор — двигатель, «Электричество», 1957, № 10.

ВСЕСОЮЗНАЯ НАУЧНО-ТЕХНИЧЕСКАЯ КОНФЕРЕНЦИЯ ПО КОММУТАЦИИ ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ МАШИН

С 27 мая по 2 июня 1968 г. в Омском институте инженеров железнодорожного транспорта проходила IV Всесоюзная конференция по коммутации электрических машин, организованная Министерством электротехнической промышленности и Министерством путей сообщения. В работе конференции приняли участие представители научно-исследовательских институтов, промышленных предприятий и высших учебных заведений страны.

На пленарных и секционных заседаниях заслушаны и обсуждены 107 докладов и сообщений, значительная часть которых касалась наиболее актуальных проблем коммутации; методов настройки, роли щеток, коммутации тяговых машин при пульсациях напряжения источника питания и т. д. Многие доклады содержали результаты законченных работ, выполненных на высоком научно-техническом уровне.

Доклады, посвященные общим проблемам коммутации, были обсуждены на пленарных заседаниях.

Доклад **М. Ф. Карасева** (Омск) был посвящен выводам теории оптимальной коммутации в свете экспериментальных исследований и практики эксплуатации машин постоянного тока. Докладчик осветил характерные черты теории оптимальной коммутации в отличие от классической теории, в основе которой принято постоянство падения напряжения в щеточном контакте. Особое внимание в докладе было уделено роли щеток в коммутационном процессе и влиянию температуры коллектора и скорости вращения якоря.

В докладе **В. Е. Скобелева** (Ленинград) «Особенности коммутационных процессов в двигателях при импульсном регулировании скорости их вращения» анализировался характер изменения тока при появлении высших гармонических, ухудшающих коммутацию. На основе исследования свойств стали магнитопроводов показано, что в первом приближении для частичного шихтованного ярма можно ограничиться учетом основной гармоники тока и вести расчет переменных составляющих э. д. с. методами, рекомендуемыми для двигателей пульсирующего тока.

В докладе **В. В. Прусс-Жуковского** (Ленинград) изложен способ анализа установившихся и переходных процессов в машинах типа постоянного тока на основе обобщенной теории машин с учетом магнитной и электрической нелинейности. Разработана методика определения параметров.

Э. К. Стрельбицкий, В. С. Стукач и А. Я. Цируллик (Томск) доложили о возможности использования статистических принципов, в частности метода научного планирования эксперимента, для определения зависимости искрения щеток от технологических параметров. Разработана методика расчета допусков на входные параметры машины.

В. П. Толкунов (Харьков) в своем докладе изложил результаты теоретических и экспериментальных исследований по влиянию параметров обмотки якоря машин постоянного тока на коммутацию. Наиболее существенными из них является демпфирующая способность обмотки и характер изменения тока в коммутируемой секции. Предложена методика выбора оптимальных величин укорочения обмотки, расчетного щеточного перекрытия, числа секций на паз и коллекторных пластин, приходящихся на полюс.

В докладе **В. А. Яковенко и А. В. Иногородского** (Харьков) рассмотрены результаты проверки широкорегулируемых двигателей и приведена схема для повышения устойчивости характеристик машины.

Некоторые направления современного технического прогресса в области совершенствования скользящего контакта в электрических машинах были подробно освещены в докладе Г. Н. Фридмана (Москва). Исследование скользящего контакта в различных средах ведется в двух направлениях: улучшения конструкции щеток, технологии и качества полуфабрикатов исходных материалов для коллекторов и щеток.

Расчет коммутации на основе аппроксимации вольт-амперной характеристики контакта изложен в докладах А. И. Скоропескина, Б. Н. Костылева и Р. Ф. Бекишева (Томск), а также в докладе Н. Г. Нестерова (Харьков).

По поводу статьи В. Т. Ренне «Силовые конденсаторы с комбинированным диэлектриком»

(«Электричество», 1968, № 5)

Я прочитал с большим интересом статью проф. В. Т. Ренне по силовым конденсаторам с комбинированным диэлектриком. Приведенная им информация о конденсаторах с диэлектриком из бумаги и изотактической полипропиленовой пленки, изготовленных в Италии фирмой ИКАР и пропитанных полихлордифенилом, правильна, но мне хотелось бы ее несколько дополнить. Комбинация, которая в настоящее время определена как оптимальная, включает применение пропитки трихлордифенилом, а отношение диэлектрических проницаемостей пропитанной бумаги и полипропилене весьма близко к 2,8; эта величина соответственно определяет и отношение рабочих напряженностей электрического поля в этих двух диэлектриках.

Объем диэлектрика снижается в соответствии с коэффициентом:

$$k = 1 : [1 + x(\varepsilon_1/\varepsilon_2 - 1)],$$

но уменьшение объема корпуса конденсатора будет, конечно, несколько иным.

Например, при $x=0,75$, т. е. при объеме полипропиленена в 3 раза большем объема бумаги, снижение объема диэлектрика составляет 0,43, в то время как снижение объема конденсатора в целом менее явно выражено и значение k должно быть принято порядка 0,67. Поэтому конденсаторы мощностью 100 и 150 квар могут иметь тот же корпус, что и конденсаторы мощностью 66,7 и 100 квар соответственно.

Проф. В. Т. Ренне прав в том, что «эквивалентная» напряженность в конденсаторе с комбинированным диэлектриком повышена более чем на 22% по сравнению с обычным бумажным конденсатором. В докладе моем и Джинани Моки, представленном на СИГРЭ в 1967 г., увеличение на 22% было указано, как то увеличение, которое потребовалось бы для получения с чисто бумажным диэлектриком того же значения мощности, которое дает комбинированный диэлектрик. По существу представление об «эквивалентном» значении напряженности не очень полезно и лучше использовать значение напряженности поля в бумаге (которое является лимитирующим параметром); напряженность в полипропилене связана с этим значением через постоянный коэффициент.

Изотактическая полипропиленовая пленка поставляется различных толщин; обычные пределы — от 10 до 25 мкм.

Следует выбирать толщину бумаги и полипропилена в соответствии с номинальным напряжением конденсатора, учитывая, что в настоящее время напряжение, приходящееся на одну конденсаторную секцию, не должно превышать скажем 3 000 в.

В заключение разрешите мне выразить удовлетворение тем, что проф. В. Т. Ренне разделяет нашу уверенность в перспективности этого нового типа силового конденсатора.

Проф. Дино Дзанобетти
Болонский Университет, Италия

Доклад **А. М. Трушкова** (Омск) посвящен теоретической разработке теории оптимальной коммутации для щеточного перекрытия, большего единицы. На основе расчетов, проведенных с использованием реальных вольт-амперных характеристик на ЭЦВМ, показано, как влияет ширина щетки на коммутацию. Полученные результаты имеют практическую ценность.

В докладе **Я. Г. Давидовича и В. С. Пластава** (Москва) рассмотрены возможности применения электрического контакта качения для электрических машин, конструктивно выполняемого в виде так называемой «насыпной щетки».

Ю. Н. Виноградов и А. М. Иванцов (Свердловск) исследовали причины выхода из строя щеток различных марок и разных конструкций.

На первой секции были заслушены доклады **В. И. Сечина, В. П. Беляева, Е. М. Кузнецовой** (Омск), **М. И. Гроссмана, Н. Р. Рубаненко** (Саратов), посвященные в основном изучению роли щетки в коммутационном процессе. Много внимания уделено исследованию оптимальной коммутации при той или иной аппроксимации вольт-амперных характеристик щеточного контакта. Сообщения **М. П. Хлыстова** (Томск), **В. В. Туркина** (Омск) посвящены исследованиям собственно свойств щеточного контакта и коммутирующих способностей электрощеток.

В. Д. Авилов (Омск) привел результаты исследований работы составных щеток в машинах малой мощности. Сопоставлению выводов теории оптимальной коммутации с результатами экспериментальных исследований посвящены доклады **В. А. Серегина, В. Г. Черномашенцева** (Омск) и др.

В докладе **В. В. Клейменова** (Новочеркасск) предлагается в условиях оптимальности процесса коммутации учитывать нестабильность щеточного контакта, а рациональной формой кривой переходного тока считать косинусоиду.

Большое внимание на секции было уделено также рассмотрению особенностей коммутации тяговых двигателей при питании их пульсирующим напряжением (Зайцев Ю. А., Ленинград). Определению рационального коэффициента шунтирования обмотки главных полюсов с помощью круговой диаграммы был посвящен доклад **В. Е. Скобелева** (Ленинград) и сообщение **Г. В. Василенко** (Новочеркасск).

В докладе **Г. С. Рогачевской** (Ленинград) представлены теоретические и экспериментальные исследования влияния пульсаций переменной составляющей тока в цепи якоря на безыскровые зоны.

Расчету переменных составляющих магнитных потоков в двигателях пульсирующего напряжения посвящен доклад **Г. А. Васильева** (Ленинград).

Условия обеспечения режима оптимальной коммутации тяговых двигателей были изложены в докладе **Р. И. Аликина** (Новочеркасск).

Исследования коммутации электрических машин, работающих со знакопеременными и толчкообразными нагрузками, докладывались **В. А. Яковенко, А. А. Шевелевым** (Харьков), **В. В. Магидсоном** и **Н. Г. Поляковым** (Днепропетровск). Изучению коммутации двигателей в переходных и асимметричных режимах посвящены доклады **Г. И. Солоненко**.

(Омск), **А. М. Нестерова** (Новосибирск) и **Л. В. Ванкевича** (Комсомольск-на-Амуре).

Большое внимание было уделено различным приборам для оценки искрения щеток и их применению. Среди них отмечен прибор, оценивающий раздельно искрение в режимах пере- и недокоммутации, разработанный **И. В. Сенкевичем** и **В. П. Парамзиним** (Омск).

На заседаниях в второй секции докладывались работы по исследованию скользящего контакта в масляной среде (**Л. Л. Рыскин**, Баку; **Т. И. Завгородняя** и **А. С. Лопата**, Львов; **В. Л. Фрумин**, Харьков), а также в среде жидкого диэлектрика (**В. П. Морозкин**, Москва), в машинах с кремнеорганической изоляцией (**Г. Н. Фридман**, Москва).

Большая группа докладов была посвящена влиянию технологических отклонений магнитной системы на коммутацию.

В докладах **В. А. Ломакина** (Баку), **С. А. Грановского**, **В. И. Белошенко** и **В. П. Толкунова** (Харьков) рассмотрены мероприятия по улучшению качества работы многоходовых обмоток, по повышению коммутационной устойчивости и опыту наладки машин постоянного тока.

В докладе **В. В. Ивашина** (Томск) показано, что коммутационная устойчивость машины определяется типом обмотки и коммутирующими свойствами щеток.

На этой же секции широко освещались вопросы расчета, исследования, экспериментальной проверки и улучшения коммутации крупных машин постоянного тока с различными обмотками якорей.

На заседаниях третьей секции большая группа докладов была посвящена динамике скользящего контакта и особенностям коммутационного процесса при воздействии механических факторов. Некоторые особенности узла токосъема и повышение его надежности рассматривались в докладах **Л. С. Петросяна, Б. А. Глускина, Ю. С. Крылова** и др. (Москва), **Л. В. Ложкина** (Томск).

В многих докладах приводились результаты работ по созданию крупных машин постоянного тока с гладкими якорями, указывались особенности коммутации таких машин.

В докладе **И. А. Милорадова** (Томск) излагались основные результаты исследования вентильно-механической коммутации.

В своем решении конференция отметила, что за последнее время многие научно-исследовательские коллективы развернули широкие научные исследования в области коммутации и получили ценные практические результаты. Широкая дискуссия, развернувшаяся на пленарных заседаниях и секциях, способствовала дальнейшему уточнению ряда спорных положений в коммутации и развитию новых направлений работ в этой области.

Материалы IV конференции будут опубликованы полностью издательством Омского института инженеров железнодорожного транспорта в начале 1969 г.

Продолжить обсуждение вопросов коммутации электрических машин намечено через 2 года в Новочеркасске на V Всесоюзной конференции.

М. Ф. Карапет, А. М. Трушков



Библиография

УДК 621.316.5(049.3)

О. Б. Брон

ЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ АППАРАТЫ С ВОДЯНЫМ ОХЛАЖДЕНИЕМ

264 стр., ц. 1 р. 06 к. Изд-во «Энергия», 1967

Реценziруемая книга заслуженного деятеля науки и техники, доктора техн. наук, проф. О. Б. Брана является первой в отечественной и зарубежной научно-технической литературе монографией, посвященной проблеме водяного охлаждения электрических аппаратов.

Особую актуальность данная монография приобретает в связи с тем, что опубликованных работ по этому перспективному направлению в конструировании аппаратуры вообще очень мало (это, главным образом, статьи и брошюра самого автора).

Научная ценность книги О. Б. Брана заключается в том, что в ней содержится много оригинального материала исследовательского характера, изложены теория вопроса и основы тепловых и гидродинамических расчетов, сформулированы важные выводы.

Практическая ценность рассматриваемой работы состоит в том, что в ней описаны и проанализированы реальные конструкции водоохлаждаемых аппаратов, обобщен имеющийся эксплуатационный опыт по ним, предложены инженерные методы расчета (с примерами), приведены руководящие указа-

ния по конструированию элементов систем водяного охлаждения и убедительно показаны преимущества воды в качестве охлаждающего агента.

В книге широко использованы результаты обширных и многочисленных разработок и исследований, проведенных по инициативе и под руководством автора в аппаратурной лаборатории ВНИИЭМ при головном заводе ЛЭО «Электросила», и, частично, на заводе «Электроприбор».

Структуру книги и ее рубрикацию можно считать удачными. Приложенный к книге список литературы является достаточно полным.

Таким образом ценность и полезность книги О. Б. Брана бесспорны.

Ниже дается краткая характеристика содержания книги.

Во введении приводится сжатый и наглядный обзор положения с искусственным (принудительным) охлаждением в электромашинно-аппаратостроении, охарактеризована возможная область применения водяного охлаждения, подчеркнуты трудности, связанные с его внедрением, и достигнутые результаты.

Показано, что при рациональном устройстве водяного охлаждения номинальный ток аппаратов может быть повышен в 4—5 раз по сравнению с неохлаждаемыми аппаратами.

Дана развернутая характеристика теоретических и прикладных вопросов, рассматриваемых в книге.

В гл. 1 приведено обстоятельное описание конструкций разных коммутационных аппаратов низкого и высокого напряжения, отмечены характерные или интересные особенности их конструкции, в том числе и не связанные с водяным охлаждением. Описания сопровождаются расчетами по ходу изложения.

Гл. 2 содержит практические проверенные данные и рекомендации по устройству элементов и систем водяного охлаждения.

Большой интерес представляют результаты исследования электролитической коррозии (длительность опытов 10 тыс. ч) и струйной эрозии. Для последней установлены граничные условия скорости и температуры воды.

В гл. 3 собраны весьма нужные и полезные конструкциям, исследователям и расчетчикам сведения о физических и химических свойствах воды. Подробно рассмотрены различные методы очистки воды. Даны количественные характеристики электрического сопротивления воды из разных источников.

По данной главе необходимо сделать некоторые замечания. Полезно было бы отметить, что «особо чистая» вода не пробивается (в разряднике), а происходит рост тока утечки по мере повышения напряжения; это далеко не всем известно. Пример расчета для генераторного выключателя 15 кв составлен для воды с сопротивлением 100 000 ом·см (стр. 86). Необходимая длина изоляционного шланга для высоковольтных аппаратов при этом составляет 7,5 м, что приводит к неконструктивным решениям. Очевидно, что применение воды, очищенной в ионитовых фильтрах, или конденсата тепловых электростанций позволило бы существенно уменьшить длину шланга, что и следовало бы рекомендовать. Значение объемной теплоемкости воздуха, приведенное в табл. 3-1, отличается на три порядка от значения, указанного в справочниках, что вызвало ошибочную численную оценку автором соотношения удельных теплоемкостей воды и воздуха.

В гл. 4 рассматривается важный вопрос об обеспечении теплового равновесия в водоохлаждаемых проводниках. Изложен метод определения температур на внутренней и наружной поверхностях полого проводника как при установившемся режиме, так и при переходных режимах, в том числе и при коротких замыканиях. Текст иллюстрируется численным примером.

Дан вывод, относящийся к определению оптимального размера канала водоохлаждаемого проводника. Подробно рассмотрено распределение температур по длине проводника с учетом продольных потоков тепла.

В гл. 5 весьма полно приведены физические постоянные воды в диапазоне от 0 до 200° С и даны определения характерных параметров (вязкость, коэффициенты тепло- и температуропроводности, удельная теплоемкость и др.). Даны также критерии подобия для гидродинамических расчетов.

Предложен разработанный автором инженерный метод теплового расчета водоохлаждаемых аппаратов, дающих значительную экономию времени.

Материалы этой главы представляют большой интерес для проектировщиков систем водяного охлаждения и для студентов вузов.

Гл. 6 посвящена рассмотрению и применению методов зеркальных отображений при помощи эллиптических и сферических моделей (со сравнительной оценкой последних) для расчета симметричных контактов.

Впервые исследовано, описано и пояснено парадоксальное обстоятельство о неподобии приближения контактной площадки к охлаждаемой водой поверхности.

В гл. 7 подробно излагается значение и особенности несимметричных контактов в водоохлаждаемых аппаратах. Вводится и характеризуется понятие о тепловом сопротивлении.

Гл. 8 содержит описание выявленных автором и его сотрудниками закономерностей поведения серебряных контактов при длительном нагревании в условиях больших гоковых перегрузок.

Найдены и обоснованы критерии для установления повышенных норм нагревания серебряных контактов.

Сделан важный вывод о необходимости ограничения рабочей температуры скользящих контактов.

В гл. 9 обстоятельно разобрана физическая сторона процесса сваривания при различных условиях работы аппарата и различные виды сваривания: «холодного» или «теплового», «нарушенногого», «дугового» (первый термин представляется не очень удачным, так как он применяется для обозначения технологического процесса холодной сварки давлением). Описана разработанная автором методика и схемы исследования процесса сваривания, даны результаты исследований.

Ставится вопрос о выработке критериев для оценки прочности сваривания и разработка метода расчета прочности сваривания.

Гл. 10 содержит систематизированное изложение гидродинамических расчетов применительно к водоохлаждаемым аппаратам. Приложен расчетный формуляр, облегчающий производство гидродинамических расчетов.

В целом книга О. Б. Брана заслуживает весьма положительной оценки.

**Проф. А. М. Залесский, проф. Л. К. Грейнер,
доц. А. В. Волков и М. Б. Моисеев**

РЕДАКЦИОННАЯ КОЛЛЕГИЯ:

В. В. Афанасьев, А. И. Бертинов, В. Г. Бирюков, В. А. Веников, Б. Б. Воронецкий, И. С. Ефремов, Л. А. Жекулин, Д. Г. Жимерин, А. М. Залесский, П. М. Ипатов, М. П. Костенко, В. С. Кулебакин, Л. Г. Мамиконянц (зам. главного редактора), Л. Р. Нейман, И. И. Петров, С. И. Рабинович, Д. В. Разевиг (главный редактор), А. М. Федосеев, М. Г. Чиликин, А. С. Шаталов.

Адрес редакции: Москва, Б. Черкасский пер., д. 2/10. Телефон 294-24-80.

Почтовый адрес: Москва, Главный почтamt, абонентский ящик № 648

Адрес для телеграмм: МОСКВА, ЭЛЕКТРИЧЕСТВО

Сдано в пр-во 13/IX 1958 г.
Формат бумаги 60×90/
T-16107

Усл. печ. л. 12

Тираж 10 642 экз.

Подписано к печати 29/X 1958 г.
Уч.-изд. л. 14,35

Зак. 1473

Московская типография № 10 Главполиграфпрома Комитета по печати при Совете Министров СССР. Шлюзовая наб., 10.

СОДЕРЖАНИЕ

<p>И. Д. Урусов и Л. И. Поляшов — Метод расчета установившихся режимов в синхронном генераторе, работающем на импульсную нагрузку</p> <p>А. И. Бертинов, В. В. Варлей и М. С. Колосков — Электромагнитные силы и момент волнистого электродвигателя</p> <p>Л. Б. Масандилов — О расчете максимальных переходных моментов асинхронного двигателя</p> <p>Л. Я. Станиславский и В. Г. Данько — Тепловое состояние ротора турбогенератора в режиме форсированного возбуждения</p> <p>Р. В. Фильц — Линеаризация характеристик насыщенных неявнополюсных машин</p> <p>М. Ф. Карапесев, В. П. Беляев, В. Н. Козлов и А. М. Трушков — Воздействие щеточного контакта на процесс коммутации</p> <p>Ю. М. Пульвер — Анализ одной схемы работы двухфазной бесконтактной электромашины от источника постоянного напряжения</p> <p>В. И. Стульников и Е. В. Колчев — Исследование на АВМ переходных процессов в трансформаторах однофазных преобразовательных установок</p> <p>К. А. Ананьев, И. И. Марголин и И. М. Столяров — Асинхронный привод самоходного вагона</p> <p>В. Л. Бенин — Погрешности измерительных преобразователей мощности на квадраторах</p> <p>Н. М. Жидких и С. Б. Лосев — Метод расчета на ЭЦВМ токов короткого замыкания, эффективно использующий матрицу узловых проводимостей</p> <p>И. В. Павлов — Зависимость индуктированного напряжения от параметров системы энергоснабжения и электрозвозов</p> <p>В. А. Рубинчик — Согласование по чувствительности пусковых органов высокочастотной блокировки дистанционной защиты</p> <p>Ю. И. Каринский — Принципы выполнения торможения в продольных дифференциальных защитах линий с ответвлениями</p> <p>В. Т. Омельченко — Выбор контактных материалов, обеспечивающих повышенную износостойчивость слаботочных реле постоянного тока</p>	<p>Л. В. Бронштейн — Электродинамические силы в немагнитных проводниках с плоской поверхностью</p> <p>Г. А. Куеков, Г. С. Каплан и Л. С. Ветюкова — Характеристики процесса гашения электрической дуги в дугогасителях с продольным дутьем в шестифтористой сере выключателей переменного тока высокого напряжения</p> <p>ИЗ ОПЫТА РАБОТЫ</p> <p>Л. З. Шенкман — Применение насыщающегося дросселя для защиты установок продольно-емкостной компенсации от субгармонического резонанса</p> <p>В. Э. Лейрих и В. Я. Гендин — Электроизоляционные свойства бетонов при разных условиях их эксплуатации</p> <p>СООБЩЕНИЯ</p> <p>Р. А. Павловский и А. В. Поляков — Новый метод измерения переменного электрического поля в проводящей среде</p> <p>В. Т. Загорский — Непосредственные ключевые преобразователи на тиристорах</p> <p>ЗАМЕТКИ И ПИСЬМА</p> <p>По поводу статьи И. С. Ефремова, А. И. Яковлева и Б. П. Гущо-Малкова «Электрический привод с автономным питанием на колесном безрельсовом транспорте»</p> <p>По поводу статьи В. Т. Ренне «Силовые конденсаторы с комбинированным дизелектриком»</p> <p>ХРОНИКА</p> <p>Всесоюзная научно-техническая конференция по коммутации электрических машин</p> <p>БИБЛИОГРАФИЯ</p> <p>А. М. Залесский, Л. К. Грейнер, А. В. Волков и М. Б. Моисеев — Книга О. Б. Брана «Электрические аппараты с водяным охлаждением»</p>
--	---

◆ ◆ ◆

CONTENTS

<p>A Method for Calculating Steady-state Processes in a Synchronous Generator Having an Impulse Load — I. D. Urusov, L. I. Polyashev</p> <p>Electromagnetic Forces and the Torque on a Wave Type Motor — A. I. Bertinov, V. V. Varlay, M. S. Koloskov</p> <p>Calculating Maximum Transient Torques on an Induction Motor — L. B. Masandilov</p> <p>The Thermal Performance of the Rotor in a Large Turbo-generator During Field Forcing Conditions — L. J. Stanislavski, V. G. Danko</p> <p>Linearizing the Characteristics of Saturated Round Rotor Machines — R. V. Filtz</p> <p>How the Brush Contact Influences the Process of Commutation — M. F. Karasev, V. P. Belyaev, V. N. Kozlov, A. M. Trushkov</p> <p>Analysis of a Scheme for Running a Two-phase Contactless Machine from a D. C. Voltage Source — U. M. Pulier</p> <p>An Analogue Computer Study of Transients in the Transformers of Singlephase Converter Installations — V. I. Stulnikov, E. V. Kolchев</p> <p>An Induction Motor Drive for a Self-propelled Wagon — K. A. Ananiev, I. I. Margolin, I. M. Stolyarov</p> <p>Errors in Power Measuring Transducers Using Quadratots — V. L. Benin</p> <p>A Method for Calculating Short-circuit Currents on Digital Computers Effectively Using the Node Admittance Matrix — N. M. Djidkikh, S. B. Losev</p> <p>The Dependency of Induced Voltage on the Parameters of the Supply System and Electric Locomotives — I. V. Pavlov</p>	<p>Coordinating the Sensitivity of the Starting Elements for Carrier Blocking of Distance Relays — V. A. Rubinchik</p> <p>Principles for Biassing in Longitudinal Differential Relay Protections for Tapped Lines — U. I. Karinski</p> <p>The Contact Materials for Longer Service Time of D. C. Low-current Relays — V. T. Omelchenko</p> <p>Electromagnetic Forces in Non-magnetic Conductors Having a Flat Surface — L. V. Bronstein</p> <p>Characteristics of Arc Extinguishing in Chambers with Axial Blow Out in A. C. High-voltage SF₆ Circuit Breakers — G. A. Kuukev, G. S. Kaplan, L. S. Vetiukova</p> <p>FROM OPERATING EXPERIENCE</p> <p>Using a Saturated Reactor for Protecting Series Capacitor Installations from Sub-Harmonic Resonance Conditions — L. Z. Shenkman</p> <p>The Electrical Insulating Properties of Concretes Working Under Different Conditions — V. E. Leirich, V. J. Gendin</p> <p>REPORTS</p> <p>A New Method for Measuring an A. C. Electric Field in a Conducting Medium — R. A. Pavlovski, A. V. Polyakov</p> <p>Direct Key Transducers Using Thyristers — V. T. Zagorski</p> <p>NOTES AND LETTERS</p> <p>CHRONICLE</p> <p>BIBLIOGRAPHY</p>
---	---

РЕФЕРАТЫ ОПУБЛИКОВАННЫХ В НОМЕРЕ СТАТЕЙ

УДК 62—523.2

Метод расчета установившихся режимов в синхронном генераторе, работающем на импульсную нагрузку

Урусов И. Д., Поляшов Л. И.

«Электричество», 1968, № 11

В статье показано, что решение поставленной задачи может быть получено на основе аналитических выражений токов и напряжений трехфазной цепи r , L , C с эквивалентным источником синусоидального напряжения, которая описывается на интервалах между разрядами дифференциальными уравнениями второго порядка.

В результате анализа уравнений синхронного генератора и развития теории двух реакций для случая, когда ток статора имеет несинусоидальную форму, предложен метод расчета установившихся процессов в трехфазном явнополюсном генераторе, позволяющий рассчитывать все составляющие токов и напряжений статорных и роторных контуров.

Предложенный метод дает сходимость результатов с данными, полученными на электронной вычислительной машине с точностью 1—5% — для первых гармоник и 2—10% — для высших гармоник. Табл. 1. Библ. 6.

УДК 621.313

Электромагнитные силы и момент волнового электродвигателя

Бертинов А. И., Варлей В. В.
Колосков М. С.

«Электричество», 1968, № 11

Волновой электродвигатель является новым типом исполнительных электродвигателей. Его основные преимущества: высокое быстродействие; большой момент на выходном валу при малой скорости вращения; отсутствие высокоскоростных подшипников; высокая кинематическая точность;

Приводится конструктивная схема волнового двигателя с двумя активными зонами и осевым магнитным потоком. Статор выполнен из П-образных стержней, на которых расположены катушки обмотки переменного тока; двигатель может иметь обмотку возбуждения, которая также размещается на статоре. Ротор состоит из гибкого элемента волновой передачи, выполненного в виде тонкостенного цилиндра и секционированного магнитопровода. Эта конструкция дает возможность ротору деформироваться в радиальном направлении. Статор двигателя создает вращающееся магнитное поле, которое вызывает синхронную волну радиальных деформаций гибкого ротора. С помощью волновой передачи деформация гибкого ротора преобразуется в медленное вращение выходного вала.

Выражения для индукции в зазоре двухволнового реактивного двигателя записываются на основании упрощенной картины поля, принятой для электрических машин, в которых максимальный зазор много меньше полюсного деления. Аналогично определяется индукция для волнового двигателя с возбуждением.

Деформирующее усилие и момент на выходном валу определяются по принципу Лагранжа.

Полученные выражения подтверждают, что волновой двигатель является синхронной параметрической машиной, момент которой зависит от степени деформации ротора. Илл. 3. Библ. 4.

УДК 621.313.333.016.1.001.24

О расчете максимальных переходных моментов асинхронного двигателя

Масандилов Л. Б.

«Электричество», 1968, № 11

В статье рассматриваются методы расчета максимальных значений переходных моментов асинхронного двигателя при включении его с разных начальных скольжений. Анализируется вопрос об оценке погрешности расчета максимального момента при использовании соотношений, выведенных при условии постоянства скорости вращения двигателя. Вводится коэффициент, позволяющий решить, когда ошибка при расчете максимального момента не превышает 10%.

Выводятся формулы для расчета максимального значения электромагнитного момента при пуске асинхронных двигателей. Приведены также рассчитанные на электронной цифровой вычислительной машине кривые для определения максимальных моментов при пуске. На основании этих кривых по параметрам машины могут быть определены максимальные моменты при пуске асинхронных машин всех габаритов единой серии А и крановой серии МТК.

Предлагается метод расчета максимального момента при включении двигателя с разных начальных скольжений (реверс с затухшим полем, переход с малой скоростью на большую и наоборот для многоскоростных двигателей и т. д.) при использовании зависимости электромагнитного момента от времени при постоянной скорости вращения двигателя.

Приводятся формулы для определения величины максимального момента при переходных процессах с незатухшим полем.

Табл. 1. Илл. 2. Библ. 5.

УДК 621.313.322—81:621.3.017.7

Тепловое состояние ротора мощного турбогенератора в режиме форсированного возбуждения

Станиславский Л. Я., Данько В. Г.

«Электричество», 1968, № 11

Приводятся результаты работы турбогенератора ТГВ-200 в режиме двухкратной форсировки по току возбуждения в течение семи с половиной минуты. Предлагается метод расчетной оценки роста температуры меди обмотки и стали ротора — конструктивного узла турбогенератора, испытывающего самое сильное воздействие перегрузки. Предлагается уточнить допустимое время форсировки для роторов турбогенераторов типа ТГВ-200. Илл. 5. Библ. 8.

УДК 621.313.3:621.3.012.7

Линеаризация характеристик насыщенных неявнополюсных машин

Фильц Р. В.

«Электричество», 1968, № 11

Рассматривается частный случай (установившийся синхронный режим неявнополюсного генератора) более общей задачи, посвященной учету влияния насыщения на режимы работы машин переменного тока. Представлено два конкретных примера: автономная работа синхронного генератора при $\omega_1 = \text{const}$, $I_f = \text{const}$ и Z нагрузки = var; автономная работа синхронного генератора при $\omega_1 = \text{const}$, $I = \text{const}$, $I_f = \text{var}$.

В зависимости от пределов изменения токов обмоток машины, а также от соотношения этих токов учитывается насыщение главного магнитного пути.

Вводятся динамические параметры, позволяющие для неявнополюсных синхронных машин решить задачу линеаризации характеристик, не прибегая к их построению. Количественные результаты показывают на целесообразность применения предлагаемого метода для практических расчетов. Илл. 1. Библ. 3.

УДК 621.313:621.3.014.2

Воздействие щеточного контакта на процесс коммутации

Карасев М. Ф., Беляев В. П., Козлов В. Н.,
Трушков А. М.

«Электричество», 1968, № 11

Критически анализируются взгляды некоторых исследований на роль щеточного контакта в процессе коммутации. Установлено, что щетка является активным элементом коммутируемого контура. Отмечено, что фактор воздействия щетки не является постоянной величиной, а зависит от вольт-амперной характеристики контакта, режима работы машины и параметров коммутируемого контура.

Показано, что оптимальной следует считать несколько ускоренного коммутацию со ступенью малого тока. Ступень малого тока и воздействие щетки уменьшаются с увеличением скорости вращения якоря, но повышается с ростом величины щеточного перекрытия. Анализ коммутации ведется с использованием реальной вольт-амперной характеристики щеточного контакта с помощью ЭЦВМ. Табл. 1. Илл. 3. Библ. 7.

УДК 621.313.13—181.4

Анализ одной схемы работы двухфазной бесконтактной электромашины от источника постоянного напряжения

Пульер Ю. М.

«Электричество», 1968, № 11

Рассматривается система электрического управляемого микропривода с частотным управлением, реализуемого благодаря использованию двух или более фазной бесконтактной электрической микромашины асинхронного или синхронного типа в кольцевой схеме с усилителями, получающей питание от источника постоянного напряжения. Обсуждаемая кольцевая схема представляет собой замкнутый контур с положительной обратной связью, в котором возникают устойчивые автоколебания фазных напряжений и токов на заданной частоте. В результате чего образуется синхронное магнитное поле и соответственно момент на оси ротора. Изменение частоты устойчивых колебаний достигается изменением параметров R или L или C в ветвях фазосдвигающих мостов.

В статье даются критерии автоколебаний рассматриваемой схемы и методика приближенного расчета. Расчетные параметры получили вполне удовлетворительное экспериментальное подтверждение. Илл. 6.

Исследование на АВМ переходных процессов в трансформаторах однофазных преобразовательных установок

Стульников В. И., Колчев Е. В.

«Электричество», 1968, № 11

Рассматриваются переходные процессы в трансформаторах выпрямительных установок при некоторых нарушениях нормальной работы, которые приводят к режиму однополупериодного выпрямления во вторичной или первичной цепи. Приводятся нелинейные дифференциальные уравнения и схема модели решения их на АВМ.

Осциллограммы машинного режима показывают, что при переходе с двухполупериодного на однополупериодное выпрямление уменьшение амплитуды первичного тока на величину постоянной составляющей вторичного тока не происходит. Это объясняется тем, что вследствие насыщения сердечника трансформатора в кривой первичного тока в конце отрицательного полупериода возникают большие импульсы намагничивающего тока.

Для режима однополупериодного выпрямления в первичной цепи трансформатора характерно наличие двух интервалов в кривых вторичного тока и магнитного потока с быстрым увеличением величины намагничивающего тока. Длительность переходного процесса обычно не превышает 3—4 периода, при этом в конце процесса во вторичной цепи устанавливается переменный ток, а в первичной цепи сохраняется прерывистый ток с увеличенной амплитудой. Илл. 7. Библ. 5.

УДК 62—83

Асинхронный привод самоходного вагона

Ананьев К. А., Марголин И. И.,

Столяров И. М.

«Электричество», 1968, № 11

Описывается схема привода самоходного вагона на переменном токе. Оригинальность схемы заключается в том, что статорные обмотки бортовых асинхронных короткозамкнутых двигателей включены по-фазно последовательно.

При такой схеме включения напряжения на статорных обмотках двигателей будут распределяться автоматически в зависимости от радиуса поворота вагона. При этом изменяются полные комплексные сопротивления двигателей, моменты и скорость вращения. Схема привода подобна дифференциальному, позволяющему увеличить маневренность вагона.

Дана методика определения эквивалентных комплексных сопротивлений двигателей вагона с помощью круговой диаграммы. Пользуясь этими данными, можно построить механические характеристики привода и найти распределение напряжений на статорных обмотках двигателей. Илл. 3.

УДК 621.317.784

Погрешности измерительных преобразователей мощности на квадраторах

Бенин В. Л.

«Электричество», 1968, № 11

Показано, что при наличии нагрузки на выходе измерительные преобразователи мощности на квадраторах принципиально не могут осуществить точного преобразования мощности в пропорциональные напряжение или ток. В связи с этим исследованы возможные теоретические погрешности преобразователей с идеальными и идентичными квадраторами при синусоидальных токах и напряжениях.

Исследование показало, что изменения различных величин, влияющих на погрешности преобразователей, вызывают различные погрешности. Если при изменении одного из умножаемых напряжений теоретически можно добиться абсолютной линейности характеристики преобразователя, то изменение другого умножаемого напряжения может при этом вызвать значительную погрешность (более 1%). Значительную теоретическую погрешность (более 5%) вызывает также изменение угла сдвига фаз между умножаемыми напряжениями.

Анализ двух принципиальных схем преобразователей показал, что при равных погрешностях выходная мощность преобразователя со сравнением токов больше, чем со сравнением напряжений.

Илл. 4. Библ. 3.

УДК 621.3.014.38:681.14.001.24

Метод расчета на ЭЦВМ токов короткого замыкания, эффективно использующий матрицу узловых проводимостей

Жидких Н. М., Лосев С. Б.

«Электричество», 1968, № 11

Излагаются основные положения метода Гаусса (метод последовательного исключения переменных) для решения системы алгебраических уравнений, применяемый к задаче расчета токов короткого замыкания в сложной электрической сети при заданных электродвижущих силах. Показано, что использование матрицы узловых проводимостей сети дает возможность, применяя метод Гаусса, получить рациональный алгоритм определения токов трехфазного короткого замыкания (в особенности при расчете ряда точек короткого замыкания в серии вариантов исходной схемы сети, что необходимо для нужд релейной защиты энергосистемы).

Илл. 2. Библ. 4.

Зависимость индуцированного напряжения от параметров системы энергоснабжения и электровозов

Павлов И. В.

«Электричество», 1968, № 11

Рассмотрено влияние параметров системы энергоснабжения и электровозов на величину опасного напряжения, индуцированного в протяженных коммуникациях тяговой сетью железных дорог, электрифицированных на переменном токе.

Предложены приближенные и уточненные формулы для определения индуцированного напряжения в различных условиях. Табл. 2. Илл. 5. Библ. 7.

УДК 621.316.925.45

Согласование по чувствительности пусковых органов высокочастотной блокировки дистанционной защиты

Рубинчик В. А.

«Электричество», 1968, № 11

В последние годы получило широкое распространение использование дистанционной защиты и токовой направленной защиты нулевой последовательности с высокочастотной блокировкой. Для обеспечения правильного действия защиты при внешних коротких замыканиях должно производиться согласование по чувствительности органов остановки в ч. передатчика с органами пуска. Излагается методика указанного согласования по чувствительности при многофазных коротких замыканиях. Рассматриваются два возможных способа согласования по чувствительности:

а) реле сопротивления дистанционной защиты, используемых для остановки в ч. передатчика, с пусковым органом устройства блокировки при качаниях защиты противоположного конца линии;

б) пускового органа устройства блокировки при качаниях данной защиты с пусковым органом устройства блокировки при качаниях защиты противоположного конца. Илл. 2. Библ. 2.

УДК 621.316.925.2

Принципы выполнения торможения в продольных дифференциальных защитах линий с ответвлениями.

Каринский Ю. И.

«Электричество», 1968, № 11

Рассмотрены вопросы применения торможения в продольных дифференциальных защитах с двумя соединительными проводами для многоходовых линий электропередач. Предложено применять два устройства торможения: одно, общее для всей защиты, с целью отстройки ее от напряжений и токов небаланса, вызванных погрешностями трансформаторов тока и элементов защиты, второе, индивидуальное для каждого реагирующего органа, с целью отстройки от их действия при разбалансировках устройства компенсации влияния соединительных проводов.

Однаковое действие общего торможения на все реагирующие органы независимо от распределения токов внешних коротких замыканий достигается расположением устройства общего торможения в центре звезды соединительных проводов с равными коэффициентами A_L четырехполюсников лучей в защитах на равновесие напряжений и коэффициентов B_L в защитах на циркуляцию токов.

Описаны способы сравнения абсолютных значений двух и более напряжений и токов, позволяющие реализовать предложенные принципы торможения. Табл. 1. Илл. 4. Библ. 4.

УДК 621.315.55:621.318.562.001.6

Выбор контактных материалов, обеспечивающих повышенную износостойчивость слаботочных реле постоянного тока.

Омельченко В. Т.

«Электричество», 1968, № 11

Электрические контакты находят широкое применение в различных областях техники и их исследованию посвящено много работ. Однако основная задача в области электрических контактов, определяющая научно обоснованный, рациональный выбор контактных материалов для соответствующих условий работы, до сих пор не решена.

В работе дается математическая трактовка физических процессов на размыкающихся контактах, выявляются соотношения, позволяющие выбрать контактный материал, обеспечивающий повышенную износостойчивость и надежность электрических контактов слаботочных реле постоянного тока.

Основные соотношения, полученные теоретическим путем, подверглись экспериментальной проверке. Имеются хорошие совпадения расчетных и экспериментальных величин, определяющих износостойчивость контактных узлов. Илл. 2. Библ. 3.

Электродинамические силы в немагнитных проводниках с плоской поверхностью

Бронштейн Л. В.

«Электричество», 1968, № 11

Для определения электродинамических сил внутри проводников использован метод, основанный на численном равенстве сил, действующих на единицу поверхности внутри проводника, объемной плотности энергии магнитного поля. Это дает возможность определять электродинамические силы непосредственно по закону изменения напряженности магнитного поля. Получены расчетные формулы для электродинамических сил в полуограниченном проводнике и проводящей пластине при разряде конденсатора на плоский индуктор и при гармоническом процессе. Табл. 1. Илл. 2. Библ. 4.

УДК 621.316.542.064.242.027.3.064.4

Характеристики процесса гашения электрической дуги в дугогасителях с продольным дутьем в шестиэлектродной сере выключателей переменного тока высокого напряжения.

Кукаров Г. А., Каплан Г. С., Ветюков П. С.

«Электричество», 1968, № 11

Использование в дугогасителях с продольным дутьем в качестве дугогасящей среды шестиэлектродной серы (элегаза) позволяет повысить эффективность систем продольного дутья дугогасителей, что открывает путь к практическому решению весьма важной в настоящее время задачи повышения отключающей способности выключателей переменного тока высокого напряжения.

Были проведены исследования на моделях дутьевых систем дугогасителей, в результате которых получены данные о характеристиках процесса гашения электрической дуги при продольном интенсивном дутье в шестиэлектродной сере и в воздухе. Большое место было отведено исследованию параметров и характеристик короткого участка ствола дуги, расположенного непосредственно в горловине сопла дутьевой системы.

Получены данные, позволяющие судить о механизме распада остаточного ствола дуги в воздухе и в элегазе, а также некоторые количественные соотношения для ориентировочной оценки характеристик процессов, протекающих при гашении дуги в рассмотриваемых условиях.

Илл. 8. Илл. 3.

УДК 621.314.228

Применение насыщающегося дросселя для защиты установок продольно-емкостной компенсации от субгармонического резонанса

Шенкман Л. З.

«Электричество», 1968, № 11

Проведен анализ работы насыщающегося дросселя в нормальном и резонансных режимах и получены формулы для определения его параметров. Результаты расчетов, выполненных с помощью полученных формул, показывают достаточную экономичность такого дросселя.

Активные потери в шунтирующем сопротивлении снижаются до величины, с которой практически можно не считаться.

Опытные исследования модели насыщающегося дросселя показали его надежную работу и полностью подтвердили правильность теоретического исследования. Табл. 1. Илл. 6. Библ. 7.

Электроизоляционные свойства бетонов при разных условиях их эксплуатации

Лейрих В. Э., Гендлин В. Я.

«Электричество», 1968, № 11

Исследовано изменение электроизоляционных свойств различных бетонов в возрасте до 1,5 лет при разных условиях эксплуатации. Показано, что удельное сопротивление бетона при прочих равных условиях тем выше, чем меньше содержание в исходном цементе щелочных соединений. Установлено, что удельное сопротивление бетонов с обычно применяемыми добавками электролитов в ранние сроки значительно меньше, чем бетонов без добавок, но с течением времени эта разница уменьшается. Различные условия эксплуатации — под открытым небом, в отапливаемом помещении, в грунте, при влажности воздуха 95% — обуславливают значительную разницу в величинах удельного сопротивления бетонов одинакового состава, доходящего в возрасте 1,5 лет до 10 000-кратной. Замораживание бетона увеличивает его удельное сопротивление до 10 000 раз. Доминирующее влияние на электроизоляционные свойства бетонов имеет их влажность.

Приведена таблица ориентировочных величин удельного сопротивления различных бетонов, эксплуатируемых в разных условиях в течение до 1,5 лет.

Содержащиеся в статье данные предназначены для расчетов электроизоляционных свойств бетонных и железобетонных изделий и конструкций — токоограничивающих реакторов, железобетонных шпал при использовании рельсов в качестве токоподводящих элементов к сигнализационным устройствам, изоляции токоведущего рельсаметра, опор ЛЭП и контактных сетей, несущих конструкций электролизных цехов и т. п. Табл. 2. Илл. 6. Библ. 3.

УДК 621.3.083:538.311

Новый метод измерения переменного электрического поля в проводящей среде

Павловский Р. А., Поляков А. В.

«Электричество», 1968, № 11

Дано описание и результаты лабораторного опробования бесконтактного метода измерения переменного электрического поля, который позволяет устранить влияние собственной э. д. с. электродов на результаты измерений. В качестве датчиков используются емкостные зонды, представляющие собой металлические тела, на поверхность которых нанесен слой изоляционного покрытия. Илл. 5. Библ. 3.

УДК 621.314.26:62-83

Непосредственные ключевые преобразователи на тиристорах

Загорский В. Т.

«Электричество», 1968, № 11

Предлагаются непосредственные преобразователи на тиристорах с искусственной емкостной коммутацией, в которых коммутирующие конденсаторы отделены от нагрузки коммутирующими тиристорами. Преобразователь рассматривается как линейный коммутатор, в котором первичные и вторичные линии соединяются с помощью тиристоров, образующих катодные и анодные группы. Коммутирующие конденсаторы соединены одной обкладкой с вторичными линиями, а другой — с первичными линиями коммутатора через коммутирующие тиристоры и неуправляемый выпрямитель. Коммутация каждой группы осуществляется встречно-параллельным включением заряженного конденсатора и переводом группы в инверторный режим. Диапазон изменения частоты преобразователя 0—2 000 гц. Напряжение регулируется с помощью широтно-импульсной и фазовой модуляции. Приводятся осциллограммы выходных напряжений для разных частот. Илл. 3. Библ. 3.



1887. БЛАТИ ОТТО
ЭЛЕКТРОСЧЕТЧИК

years ago

and

TO
TODAY



. ЗАПАТЕНТОВАН ВО ВСЕМ МИРЕ
БУДАПЕШТ, ВЕНГРИЯ
. ВСЕ ВИДЫ ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ
ИЗМЕРИТЕЛЬНЫХ ИНСТРУМЕНТОВ

GANZ MEASURING INSTRUMENT WORKS
BUDAPEST 5 PO BOX 577 TELEX 698

За информацией обращайтесь по адресу: Москва, М-461,
ул. Каховка, 31. В/О «Внешторгреклама»

О Т К Р Ы Т А П О Д П И С К А

на ЖУРНАЛЫ издательства «ЭНЕРГИЯ» на 1969 г.

«ЭЛЕКТРИЧЕСТВО»

Научно-технический журнал
Орган Академии наук СССР,
Государственного комитета
Совета Министров СССР
по науке и технике
и Центрального управления
Научно-технического общества
энергетики и электротехнической
промышленности

Год издания 89-й 12 номеров в год

Подписьная цена:

на год — 9 р. 60 к.,
на 6 мес. — 4 р. 80 к.

Цена одного номера 80 коп.

«ТЕПЛОЭНЕРГЕТИКА»

Научно-технический журнал
Орган Академии наук СССР,
Государственного комитета
Совета Министров СССР
по науке и технике
и Центрального управления
Научно-технического общества
энергетики и электротехнической
промышленности

Год издания 16-й 12 номеров в год

Подписьная цена:

на год — 9 р. 60 к.,
на 6 мес. — 4 р. 80 к.

Цена одного номера 80 коп.

«СВЕТОТЕХНИКА»

Научно-технический
и производственный журнал
Орган Министерства
электротехнической промышленности
СССР
и Центрального управления
Научно-технического общества
энергетики и электротехнической
промышленности

Год издания 15-й 12 номеров в год

Подписьная цена:

на год — 3 р. 60 к.,
на 6 мес. — 1 р. 80 к.

Цена одного номера 30 коп.

«ЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ СТАНЦИИ»

Производственно-технический журнал
Орган Министерства энергетики
и электрификации СССР
и Центрального управления
Научно-технического общества
энергетики и электротехнической
промышленности

Год издания 40-й 12 номеров в год

Подписьная цена:

на год — 9 р. 60 к.,
на 6 мес. — 4 р. 80 к.

Цена одного номера 80 коп.

«ЭНЕРГЕТИКА»

Производственно-массовый журнал
Министерства энергетики
и электрификации СССР
и Центрального комитета профсоюза
рабочих электростанций и
электротехнической промышленности

Год издания 17-й 12 номеров в год

Подписьная цена:

на год — 2 р. 40 к.,
на 6 мес. — 1 р. 20 к.

Цена одного номера 20 коп.

«ЭЛЕКРОТЕХНИКА»

Научно-технический журнал
Министерства электротехнической
промышленности СССР
и Центрального управления
Научно-технического общества
энергетики и электротехнической
промышленности

Год издания 40-й 12 номеров в год

Подписьная цена:

на год — 8 р. 40 к.,
на 6 мес. — 4 р. 20 к.

Цена одного номера 70 коп.

«ЭНЕРГОХОЗЯЙСТВО ЗА РУБЕЖОМ»

(Приложение к журналу
«Электрические станции»)
Производственно-технический журнал
Орган Министерства энергетики
и электрификации СССР
и Центрального управления
Научно-технического общества
энергетики и электротехнической
промышленности

Год издания 14-й 6 номеров в год

Подписьная цена:

на год — 2 р. 40 к.,
на 6 мес. — 1 р. 20 к.

Цена одного номера 40 коп.

«ПРОМЫШЛЕННАЯ ЭНЕРГЕТИКА»

Производственно-технический журнал
Орган Министерства энергетики
и электрификации СССР
и Центрального управления
Научно-технического общества
энергетики и электротехнической
промышленности

Год издания 24-й 12 номеров в год

Подписьная цена:

на год — 4 р. 80 к.,
на 6 мес. — 2 р. 40 к.

Цена одного номера 40 коп.

«ГИДРОТЕХНИЧЕСКОЕ СТРОИТЕЛЬСТВО»

Научно-технический
и производственный журнал
Министерства энергетики
и электрификации СССР
и Центрального управления
Научно-технического общества
энергетики и электротехнической
промышленности

Год издания 39-й 12 номеров в год

Подписьная цена:

на год — 7 р. 20 к.,
на 6 мес. — 3 р. 60 к.

Цена одного номера 60 коп.

Произвести подписку на журналы можно у общественных распространителей печати в пунктах подписки «Союзпечать» по месту работы и учебы, в агентствах Союзпечати, а также в любом почтамте и отделении связи.