

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

УДК 621.313.333:537.9

О применении электродвигателей повышенной частоты в автономной системе приводов

Канд. техн. наук М. И. КРАЙЦБЕРГ и инж. А. Е. ЗАГОРСКИЙ
Московский инженерно-строительный институт им. В. В. Куйбышева

В различных отраслях народного хозяйства (строительство, сельское хозяйство, лесная, химическая, горная промышленность и др.) нашли применение машины с автономным источником электрической энергии. К таким машинам относятся экскаваторы, скреперы, краны, тягачи на колесном и гусеничном ходу с навесными и прицепными рабочими органами и т. д. Первичным двигателем служит обычно дизель, в последнее время начали применять газовые турбины.

При наличии независимого источника переменного тока появляется возможность выбора оптимальной частоты тока. В этих машинах для уменьшения веса электрооборудования часто используются высокооборотные приводные электродвигатели со скоростью вращения n более 3 000 об/мин. В этом случае необходимо применение повышенной частоты ($f > 50$ гц). Но даже в тех случаях, когда скорость вращения электродвигателей не превосходит 3 000 об/мин, следует также рассмотреть вопрос о выборе оптимальной частоты с точки зрения веса электрооборудования и потерь в электрических машинах, поскольку в современных дизельэлектрических (или газотурбоэлектрических) приводах вес электрооборудования является основным фактором, определяющим возможность применения электропривода на многих транспортных и самоходных машинах. Выбор основных параметров электродвигателей (электромагнитные нагрузки, геометрические размеры) в этом случае также должен удовлетворять условиям минимального веса.

В настоящей статье составлены и проанализированы уравнения, связывающие вес электродвигателя при заданных энергетических показателях с частотой и скоростью вращения. На основе этих уравнений на цифровой вычислительной машине

(ЦВМ) проведен расчет асинхронных двигателей мощностью 5–100 квт с частотой, большей 50 гц. Для сопоставления полученных результатов в качестве базовой машины принималась машина на 50 гц.

Определение минимального веса двигателя проводилось при следующих условиях:

напряжение источника энергии неизменно;
рассматриваются двигатели одинаковой мощности ($P_n = \text{пост.}$);

с изменением частоты коэффициент мощности $\cos \phi$, к. п. д. η и перегрузочная способность двигателя (K_m) остаются неизменными.

Напряжение

$$U = k_E E.$$

Электродвижущая сила

$$E = k_f \omega \Phi.$$

Магнитный поток

$$\Phi = k_2 B_\delta l_\delta \tau,$$

где B_δ — индукция в воздушном зазоре;

l_δ — длина пакета статора;

w — число витков фазы обмотки статора;

τ — длина полюсной дуги;

$$\tau = \frac{\pi D}{2p};$$

D — диаметр расточки статора;

p — число пар полюсов статора.

Принимаем неизменными при изменении частоты коэффициент укорочения β , число зон и слоев обмотки.

Тогда

$$P_n = k_3 \omega f \frac{1}{p} D l_\delta B_\delta. \quad (1)$$

Коэффициент k_3 можно считать также постоянным, учитывая, что η и $\cos \varphi$ не меняются.

Величины с индексом 50 будут относиться к двигателю с частотой 50 гц, а с индексом f — к двигателю с повышенной (текущей) частотой. Тогда из выражения (1) получим:

$$\frac{D_f}{D_{50}} \frac{l_{\delta f}}{l_{\delta 50}} \frac{B_{\delta f}}{B_{\delta 50}} \frac{\omega_f}{\omega_{50}} \frac{p_{50}}{p_f} \frac{f}{50} = 1. \quad (2)$$

Различными авторами [Л. 1—3] при рассмотрении методики проектирования электрических машин были предложены определенные зависимости изменения главных размеров и индукций для частных случаев. Как правило, эти зависимости предлагаются в виде корней с различными показателями радикала. Радикалы не зависели от частоты и числа пар полюсов, а также от параметров двигателя. Только в [Л. 1] приводится экспоненциальная зависимость коэффициента использования машины. При этом не ставится требования сохранить к. п. д., $\cos \varphi$ и k_m неизменными при различных частотах и скоростях вращения (или числах пар полюсов).

Представляется целесообразным задать законы изменения D , l_δ и B_δ как функции частоты, числа полюсов и параметров двигателя:

$$D = k_4 \left(\frac{f}{50} \right)^{-\xi} \left(\frac{p_f}{p_{50}} \right)^{-\xi_1}; \quad (3)$$

$$l_\delta = k_5 \left(\frac{f}{50} \right)^{\theta} \left(\frac{p_f}{p_{50}} \right)^{\theta_1}; \quad (4)$$

$$B_\delta = k_6 \left(\frac{f}{50} \right)^{-\kappa} \left(\frac{p_f}{p_{50}} \right)^{-\kappa_1}. \quad (5)$$

Показатели степени ξ , ξ_1 , θ , θ_1 , κ , κ_1 найдем из условий постоянства величин η , $\cos \varphi$, k_m при различных частотах.

Перейдем к системе относительных единиц:

$$\tilde{D} = \frac{D_f}{D_{50}}, \quad \tilde{l}_\delta = \frac{l_{\delta f}}{l_{\delta 50}}, \quad \tilde{f} = \frac{f}{50}, \quad \tilde{p} = \frac{p_f}{p_{50}} \text{ и т. д.}$$

Подставляя выражения (3)–(5) в (2) и используя основные соотношения из теории проектирования электрических машин, получим выражения для ω , τ и высоты спинки статора h_a :

$$\tilde{\omega} = \tilde{f}^{\xi + \xi_1 - \theta - 1} \tilde{p}^{\kappa_1 + \xi_1 - \theta_1 + 1}; \quad (6)$$

$$\tilde{\tau} = \tilde{f}^{-\xi} \tilde{p}^{-\xi_1 - 1}; \quad (7)$$

$$\tilde{h}_a = \tilde{f}^{-\xi} \tilde{p}^{-\xi_1 - 1}. \quad (8)$$

Здесь принято, что индукции в спинке B_a и в зубце статора B_z пропорциональны индукции в воздушном зазоре. Поэтому ширина зубца и ширина паза пропорциональны шагу по пазам t .

Примем плотность тока для сравниваемых расчетных вариантов неизменной. Тогда неизменным будет и сечение витка g_a , поскольку ток статора не меняется при постоянстве P_n , U , η и $\cos \varphi$. При

этом условии, пренебрегая изменением коэффициента заполнения паза, можно написать:

$$Q_n \approx k_7 \frac{w}{z},$$

где Q_n — свободная (не занятая пазовой изоляцией) площадь паза;
 z — число зубцов статора.

С другой стороны

$$Q_n \approx k_8 b_{n,cr} h_n \approx k_9 b_n h_z,$$

где $b_{n,cr}$ — средняя ширина паза;
 h_n — высота паза;
 h_z — высота зубца.

Таким образом,

$$\frac{w}{z} = k_{10} t h_z \text{ и } h_z = k_{11} \frac{w}{D}.$$

Окончательно получим:

$$\tilde{h}_a \approx \tilde{f}^{\xi + \xi_1 - \theta - 1} \tilde{p}^{\kappa_1 + \xi_1 - \theta_1 + 1}. \quad (9)$$

Определим активные и индуктивные сопротивления обмоток статора (r_1 и x_1) и ротора (r_2 и x_2).

Если пренебречь изменением вытеснения тока при изменении частоты, что допустимо ввиду сравнительно небольших размеров рассматриваемых машин [Л. 5], то можно написать:

$$r_1 = \rho \frac{l_{cp} w}{g_a},$$

где $l_{cp} = 2(l_\delta + l_s)$;

l_s — длина лобовой части обмотки.

Введем обозначения:

$$\beta_1 = \frac{l_{s50}}{l_{\delta 50}} \approx k_{12} \frac{\tau_{50}}{l_{\delta 50}}$$

и определим соотношения сопротивлений статорных обмоток

$$\tilde{r}_1 = \frac{\tilde{f}^{\xi + \xi_1 - \theta - 1} \tilde{p}^{\kappa_1 + \xi_1 - \theta_1 + 1} + \beta_1 \tilde{f}^{\xi - \theta - 1} \tilde{p}^{\kappa_1 - \theta_1}}{1 + \beta_1}. \quad (10)$$

Нетрудно показать, что для двигателя с фазным ротором приведенное активное сопротивление ротора выражается этой же формулой, а для короткозамкнутого двигателя в выражении (10) вместо β_1 надо брать β_2 , которое обычно меньше β_1 :

$$\beta_2 \approx k_{13} \frac{\tau_{50}}{l_{\delta 50}}; \quad k_{13} < k_{12}.$$

Определим индуктивное сопротивление обмотки статора

$$x_1 \equiv \frac{f l_\delta w^2}{pq} \lambda,$$

где λ — эквивалентная проводимость;
 q — число пазов на полюс и фазу.

Примем, что величина воздушного зазора δ , открытие паза b_δ и конфигурация паза не меняются с изменением частоты. Предварительно отметим, что τ также остается неизменной.

При неизменном значении q с повышением частоты несколько увеличивается величина λ за счет роста эквивалентной проводимости рассеяния лобо-

вых частей λ_s . Так как для двигателя на 50 Гц λ_s в большинстве случаев мало по сравнению с общей проводимостью λ , то его увеличение можно компенсировать небольшим изменением q в относительно большом диапазоне частот. Поэтому можно принять:

$$\frac{\lambda}{q} = \text{пост.}$$

Тогда

$$x_1 = \tilde{f}^{2x+2\xi-\theta-1} \tilde{p}^{2x_1+2\xi_1-\theta_1+1}. \quad (11)$$

Таким же уравнением определяется и приведенное индуктивное сопротивление ротора и, следовательно, X_R .

Очевидно, что веса меди статора и меди (или алюминия) ротора выражаются соотношением (10).

При принятых допущениях ток статора и приведенный ток ротора не меняются при изменении частоты и числа пар полюсов. Поэтому потери в меди статора и ротора также определяются выражением (10).

Потери в зубцах статора

$$P_{Fe_z} = \Delta P B_z^2 f^{1.5} G_z,$$

где ΔP — удельные потери в стали;

G_z — вес зубцов статора

$$P_{Fe_z} = \tilde{f}^{\xi-x+0.5} \tilde{p}^{\xi_1-x_1+1}. \quad (12)$$

Аналогично для потерь в спинке статора получим:

$$\tilde{P}_{Fe_a} = a_1 \tilde{f}^{\theta-2x-2\xi+1.5} \tilde{p}^{\theta_1-2x_1-2\xi_1-1} + b_1 \tilde{f}^{\theta-2x-2\xi+1.5} \times \\ \times \tilde{p}^{\theta_1-2x_1-2\xi_1-2} + c_1 \tilde{f}^{\xi-x+0.5} \tilde{p}^{\xi_1-x_1}, \quad (13)$$

где

$$a_1 = \frac{D_{50}}{D_{a_{50}} - h_{a_{50}}}; \quad b_1 = \frac{h_{a_{50}}}{D_{a_{50}} - h_{a_{50}}}; \quad c_1 = \frac{2h_{z_{50}}}{D_{a_{50}} - h_{a_{50}}}.$$

Вес активной части машины

$$G_a = k_{14} D_a^2 l_b,$$

где D_a — наружный диаметр статора:

$$\tilde{G}_a = \left(a_2 \tilde{f}^{\frac{\theta}{2}-\xi} \tilde{p}^{\frac{\theta_1}{2}-\xi_1} + b_2 \tilde{f}^{\frac{\theta}{2}-\xi} \tilde{p}^{\frac{\theta_1}{2}-\xi_1-1} + \right. \\ \left. + c_2 \tilde{f}^{x+2\xi-\frac{\theta}{2}-1} \tilde{p}^{x_1+2\xi_1-\frac{\theta_1}{2}+1} \right)^2, \quad (14)$$

$$\text{где } a_2 = \frac{D_{50}}{D_{a_{50}}}; \quad b_2 = \frac{2h_{a_{50}}}{D_{a_{50}}}; \quad c_2 = \frac{2h_{z_{50}}}{D_{a_{50}}}.$$

Будем рассматривать двигатель в качестве цилиндра, торцевыми частями которого являются боковые щиты. Обозначим расстояние от конца вылета лобовой части до щита через l_k , а длину вылета лобовых частей через l_b :

$$l_k \approx \text{пост.}; \quad l_b \approx k_{15} \tau.$$

Определим вес станины G_{ct} и боковых щитов G_{sh} , считая, что их толщина пропорциональна $\sqrt{D_a}$ [Л. 4]:

$$\tilde{G}_{ct} = (a_3 \tilde{f}^{-\xi} \tilde{p}^{-\xi_1} + b_3 \tilde{f}^{-\xi} \tilde{p}^{-\xi_1-1} + \\ + c_3 \tilde{f}^{x+2\xi-\theta-1} \tilde{p}^{x_1+2\xi_1-\theta_1+1})^{1.5} \frac{\tilde{f}^\theta \tilde{p}^{\theta_1} + \beta_3 \tilde{f}^{-\xi} \tilde{p}^{-\xi_1-1} + \beta_4}{1 + \beta_3 + \beta_4}; \quad (15)$$

$$\tilde{G}_{sh} = \tilde{G}_a^{1.25} \tilde{f}^{-1.25\theta} \tilde{p}^{-1.25\xi_1}, \quad (16)$$

где

$$\beta_3 = \frac{2l_{b_{50}}}{l_{b_{50}}}; \quad \beta_4 = \frac{2l_{k_{50}}}{l_{b_{50}}}.$$

Перегрузочная способность двигателя согласно [Л. 5]

$$\kappa_m \approx \frac{1}{X_R} = 1,$$

откуда

$$\tilde{f}^{1+\theta-2\xi-2x} \tilde{p}^{\theta_1-1-2\xi_1-2x_1} = 1, \quad (17)$$

и

$$\tilde{I}_p = \tilde{B} \tilde{D} \frac{1}{\tilde{\tau} \tilde{w}},$$

откуда

$$\tilde{f}^{\theta+1-\xi-2x} \tilde{p}^{\theta_1-\xi_1-2x_1} = 1. \quad (18)$$

Из уравнений (17) и (18) получим:

$$\tilde{f}^{-\xi} \tilde{p}^{-\xi_1-1} = 1. \quad (19)$$

Таким образом, τ и h_a остаются неизменными при изменении частоты. В случае $q = \text{пост.}$ величина t также не меняется.

Неизменность к. п. д. при повышении частоты означает, что суммарные потери в двигателе повышенной частоты должны быть равны потерям в двигателе нормальной частоты. Суммарные потери определяются по формуле

$$\Sigma P = P_{Cu_1} + P_{Cu_2} + P_{Fe_a} + P_{Fe_z} + P_{dob} + P_{mek},$$

где P_{Cu_1} и P_{Cu_2} — потери в меди статора и ротора.

Добавочные потери при нагрузке P_{dob} можно считать пропорциональными потерям в меди, а при холостом ходе — потерям в стали [Л. 5]. Для определения механических потерь P_{mek} различными авторами приводятся формулы вида:

$$P_{mek} = n^x D^y,$$

где x и y имеют различные значения в зависимости от системы вентиляции, типа двигателя и т. д. Однако в большинстве случаев в этих формулах подразумевается использование одного и того же вентилятора при различных скоростях. Поэтому при определении показателей x и y целесообразно пользоваться экспериментальными данными.

Путем подбора различных значений x и y удалось установить, что наиболее близкие к экспериментальным результаты получаются при определении механических потерь по формуле

$$P_{mek} = n^{1.6} D^{2.7}.$$

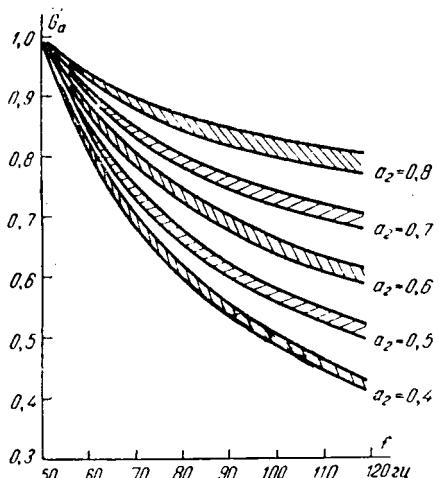


Рис. 1. Изменение веса активной части двигателя.

Введем обозначения:

$$\begin{aligned}\xi + \xi_1 &= \xi_2; \\ \theta + \theta_1 &= \theta_2; \\ \kappa + \kappa_1 &= \kappa_2.\end{aligned}$$

Из выражений (17), (18) и (20) определяются ξ_2 , θ_2 , κ_2 для любых значений частоты. Подставив эти значения в основные выражения, можно найти веса и геометрические размеры двигателя повышенной частоты по уравнениям (3)–(9) и (14)–(16).

Анализ уравнений (14)–(16) проведен на электронной цифровой вычислительной машине «Радиа-2». Были определены минимальные веса двигателей различных исполнений при различных частотах для двух случаев: статоры двигателей всех частот изготовлены из стали Э11; статоры двигателей повышенной частоты изготовлены из стали Э31.

В первом случае уже при частоте 60 гц вес двигателя в большинстве случаев (при $d_3 \geq 0,05$ и $\beta_5 \geq 0,5$) получается больше, чем при нормальной частоте. При этом удается сохранить величины η , k_m и $\cos\phi$ такими же, как и у двигателя на 50 гц без значительного увеличения веса лишь при частотах до 70 гц. Вес стали двигателя на 60–70 гц больше, чем у двигателя нормальной частоты (50 гц), на 10–18%, а вес станины и щитов — на 8–15%.

В случае применения стали Э31 величины η , k_m и $\cos\phi$ можно сохранить вплоть до частоты 100–120 гц. В полученном диапазоне частот увеличение диаметра расточки статора не вызывает существенных конструктивных затруднений, поскольку большие значения оптимальной частоты получаются для двигателей, имеющих большие значения отношения $\frac{l}{\tau}$. Как показали расчеты, кратность пускового момента двигателей при частотах до 80 гц снижается не более чем на 5–12% по сравнению с двигателями на 50 гц; при частоте более 80 гц k_p увеличивается.

Введем обозначения:

$$\begin{aligned}a_3 &= \frac{P_{Cu_1} + P_{Cu_2}}{\Sigma P_{50}}; \quad b_3 = \frac{P_{Fea_{50}}}{\Sigma P_{50}}; \\ c_3 &= \frac{P_{Fez_{50}}}{\Sigma P_{50}}; \quad d_3 = \frac{P_{mex_{50}}}{\Sigma P_{50}}.\end{aligned}$$

Тогда

$$\begin{aligned}\Sigma \tilde{P} &= \frac{a_3}{1 + \beta_5} (\tilde{f}^{x+\xi-1} \tilde{p}^{x_1+\xi_1+1} + \beta_5 \tilde{f}^{x-\theta-1} \tilde{p}^{x_1-\theta_1}) + \\ &+ b_3 (a_1 \tilde{f}^{\theta-2x-2\xi+1.5} \tilde{p}^{\theta_1-2x_1-2\xi_1-1} + \\ &+ b_1 f^{\theta-2x-2\xi+1.5} \tilde{p}^{\theta_1-2x_1-2\xi_1-2} + c_1 \tilde{f}^{\xi-x+0.5} \tilde{p}^{\xi_1-x_1}) + \\ &+ c_3 \tilde{f}^{\xi-x+0.5} \tilde{p}^{\xi_1-x_1+1} + d_3 \tilde{f}^{1.6-2.7\xi} \tilde{p}^{-1.6-2.7\xi_1} = 1; \quad (20) \\ \beta_5 &= \frac{\Sigma P_{\pi_{50}}}{\Sigma P_{\pi_{60}}},\end{aligned}$$

где $\Sigma P_{\pi_{50}}$ — потери в лобовых частях статора и ротора;

$\Sigma P_{\pi_{60}}$ — потери в пазовых частях статора и ротора.

Для двигателя с фазным ротором $\beta_5 = \beta_1$.

В случае применения высоколегированной электротехнической стали в двигателях повышенной частоты необходимо коэффициенты b_3 и c_3 в выражении (20) умножить на отношение $\frac{\Delta p_f}{\Delta p_{50}}$ (для стали Э31 толщиной 0,35 мм $\frac{\Delta p_f}{\Delta p_{50}} \approx 0,49$).

Полученные выражения позволяют определить основные показатели (вес, геометрические размеры) двигателей повышенной частоты (выраженные в долях от соответствующей величины двигателей на 50 гц) при постоянной ($n \equiv \frac{f}{p} = \text{пост.}$) и переменной ($2p = \text{пост.}$) скоростях вращения.

В настоящей статье ограничимся рассмотрением случая постоянства скорости вращения ($\frac{f}{p} = \text{пост.}$).

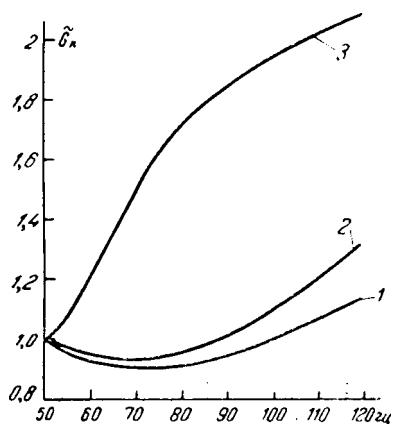


Рис. 2. Изменение веса корпуса двигателя.

$$1 - a_3 = 0,4; \beta_3 = 0,35; \beta_4 = 0,2; \beta_5 = 0,5; \frac{G_{ш50}}{G_{ст50}} = 0,1;$$

$$2 - a_3 = 0,4; \beta_3 = 0,35; \beta_4 = 0,2; \beta_5 = 0,5; \frac{G_{ш50}}{G_{ст50}} = 0,25;$$

1 и 3 — границы области изменения веса корпуса.

При повышении частоты вес активной части двигателя снижается. Это снижение более существенно при малых величинах отношения $\frac{D}{D_a}$ (рис. 1). Вес

корпуса двигателя с повышением частоты уменьшается менее значительно, при этом сколько-нибудь заметное снижение веса корпуса возможно только для двигателей с малыми значениями $\frac{D}{D_a}$ и большими $\frac{l}{\tau}$ (рис. 2).

Как видно из рис. 1 и 2, оптимальная частота в этом случае не превышает 100 гц. Если же рассмотреть соотношения потерь и геометрических размеров, характерные для двигателей серий А и АО, то оказывается, что оптимальные частоты для этих двигателей не превышают 75 гц. Вес активной стали при оптимальной частоте уменьшается на 10—25% по сравнению с весом стали при 50 гц, а вес корпуса увеличивается на 10—35%. В качестве примера на рис. 3 приведена зависимость веса двигателя А72-4 (28 квт) от частоты.

Выводы. 1. Применение повышенной частоты при заданной скорости вращения, не превышающей 3 000 об/мин, не приводит к сколько-нибудь заметному снижению веса и стоимости асинхронных двигателей общепромышленного применения при условии сохранения к. п. д., коэффициента мощности и перегрузочной способности такими же, что и у двигателей нормальной частоты.

2. При постоянной скорости вращения ротора применение повышенной частоты может привести

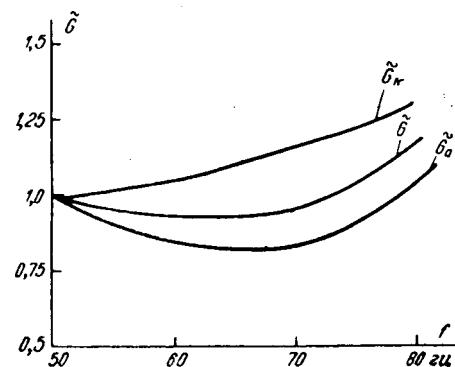


Рис. 3. Зависимость веса двигателя А72-4 (28 квт) от частоты.

к снижению веса и стоимости асинхронных двигателей общепромышленного применения только при одновременном уменьшении к. п. д., перегрузочной способности или $\cos \varphi$.

Если уменьшение веса двигателя крайне необходимо, то наиболее целесообразно снизить $\cos \varphi$, поскольку он не влияет на нагрев ($\eta = \text{пост.}$) и механические характеристики двигателя.

3. Применение повышенной частоты до 100 гц целесообразно для специальных асинхронных двигателей (с большими отношениями длины к диаметру). Уменьшение веса в этом случае может быть значительным (до 30% веса двигателя при 50 гц).

Л и т е р а т у р а

- Бертинов А. И., Авиационные электрические генераторы, Оборонгиз, 1959.
- Полуянов А. Н., Влияние частоты на размеры асинхронных двигателей, «Электричество», 1936, № 2.
- Гейлер Л. Б., О токе повышенной частоты 100 гц в промышленном оборудовании, «Электричество», 1936, № 2.
- Атанасов Т. А., Выбор соотношения главных размеров асинхронных двигателей, «Вестник электропромышленности», 1959, № 10.
- Рихтер Р., Электрические машины, т. IV, 1939.

[3.3. 1966]

УДК 62-523.2

Метод оценки динамических характеристик объектов управления

Е. П. МАСЛОВ

Институт автоматики и телемеханики (технической кибернетики)

Широкое применение в народном хозяйстве систем автоматики поставило в качестве одной из важнейших проблем задачу исследования характеристик объектов управления. Использование модели объекта открывает широкие перспективы для применения быстродействующих вычислительных устройств, что дает возможность ускорить и значительно удешевить процесс определения оптимального управления самим объектом.

На рис. 1 изображена блок-схема системы, пред-
назначенной для определения характеристик объек-

та. Здесь O обозначает объект, а G и H — каналы связи, по которым информация о входных и выходных сигналах объекта поступает на вычислительное устройство BY , определяющее характеристики объекта. В общем случае каналы G и H подвержены воздействию случайных помех $g(t)$ и $h(t)$.

Задача аналитического определения характеристик объекта и, в частности, его физических параметров либо коэффициентов передаточной функции при наличии помех весьма близка по своему характеру к общим задачам математической статистики.

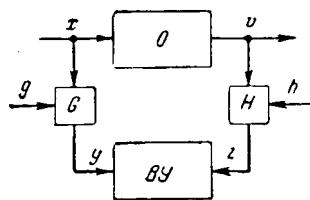


Рис. 1.

Поэтому методы математической статистики нашли применение при ее решении [Л. 1—4].

К сожалению, применение оптимальных методов статистики для нахождения характеристик сложных реальных объектов, имеющих элементы «памяти», наталкивается на значительные трудности. Так, метод максимума правдоподобия приводит к необходимости решать сложные трансцендентные уравнения, а метод минимума риска — к вычислению многомерных интегралов. Вследствие этого возникла необходимость в разработке более простых методов, требующих меньшего объема вычислений.

В этом смысле представляет интерес метод, разработанный Калменом [Л. 5] и его последователями [Л. 6 и 7]. Исходным в этих работах является описание характеристик объекта при помощи разностного уравнения. Из теории импульсных систем [Л. 8] известно, что входной $x[n]$ и выходной $v[n]$ сигналы линейного объекта (рис. 1) в отдельные последовательные моменты времени связаны между собой разностным уравнением

$$v[n] + b_1 v[n-1] + \dots + b_l v[n-l] = a_0 x[n] + a_1 x[n-1] + \dots + a_l x[n-l], \quad (1)$$

где $a_0, a_1, \dots, a_l, b_1, \dots, b_l$ — коэффициенты импульсной передаточной функции объекта.

Методика, предложенная Калменом, предусматривает замену в уравнении (1) действительных входных и выходных сигналов объекта значениями наблюдаемых сигналов $y[n]$ и $z[n]$ и вычисление коэффициентов a_i и b_j в соответствии с методом наименьших квадратов.

Минимизируемая мера ошибки вычислений зависит от текущего момента времени $n=N$ и равна:

$$E(N) = \sum_{n=0}^N \{z[n] - \hat{z}[n]\}^2 W(N-n), \quad (2)$$

где $\hat{z}[n]$ — сигнал при параметрах a_i и b_j , вычисленных на основании уравнения (1); $z[n]$ — истинное значение сигнала;

$W(t)$ — непрерывная монотонно убывающая функция времени, при помощи которой учитывается результат наблюдения с учетом удаленности от момента вычислений и возможная нестационарность объекта.

Условие минимума получается приравниванием нулю частных производных от $E(N)$ по определяемым параметрам. Разработан также простой итерационный метод вычисления указанных выше коэффициентов [Л. 5].

Если помехи в каналах G и H отсутствуют, то последовательности сигналов $y[n]$ и $z[n]$ совпадают с последовательностью сигналов $x[n]$ и $v[n]$. В этом случае при решении уравнения (1) для ряда последовательных моментов времени получаются хорошие оценки коэффициентов a_i и b_j [Л. 9]. Однако в реальных условиях на входы вычислительного

устройства поступают импульсы $y[n] = x[n] + g[n]$ и $z[n] = v[n] + h[n]$. При подстановке в уравнения (1) и (2) значений $y[n]$ вместо $x[n]$ и $z[n]$ вместо $v[n]$, естественно, получаются ошибки в определении коэффициентов разностного уравнения. Величина этих ошибок зависит от уровня помех.

Биглоу и Руге [Л. 6] проверили методику Калмена при помощи цифровой машины и установили границы ее применимости для объектов с различными передаточными функциями. Оказалось, что при наличии помех точность метода резко падает. Более того, было показано [Л. 9], что ошибки вычислений по методу Калмена обладают асимптотическим смещением.

Это не случайно. Асимптотическое смещение оценок вообще характерно для метода Калмена. Ниже анализируется одна модификация этого метода, позволяющая сохранить все его достоинства и вместе с тем избавиться от асимптотического смещения. Идея этой модификации состоит во введении в уравнения членов, компенсирующих смещение оценок.

Рассмотрим для простоты случай, когда объект стационарен, а помеха действует аддитивно лишь в канале H . Это значит, что на выходе объекта имеется неконтролируемый шум, а входной сигнал объекта может быть измерен точно. Это положение можно распространить на случай нестационарного объекта и помех в канале G на основе способа, сущность которого излагается ниже.

Предположим, что помеха $h(t)$ в канале H представляет собой стационарный эргодический процесс с нулевым средним и конечной дисперсией. Итак, пусть имеется объект, описываемый уравнением вида

$$v[n] + b_1 v[n-1] + \dots + b_l v[n-l] = a_0 x[n] + a_1 x[n-1] + \dots + a_l x[n-l], \quad (1a)$$

и требуется определить коэффициенты $a_0, a_1, \dots, a_l, b_1, \dots, b_l$.

В соответствии с методикой Калмена [Л. 5] запишем разностное уравнение:

$$z[n] + b_1 z[n-1] + \dots + b_l z[n-l] = a_0 x[n] + a_1 x[n-1] + \dots + a_l x[n-l]. \quad (3)$$

Положим $W(t) \equiv 1$. Это можно сделать, если параметры объекта в течение интервала наблюдений не изменяются или меняются достаточно медленно, что характерно для ряда технологических объектов. С учетом этого получим:

$$E(N) = \sum_{n=0}^N \{z[n] - \hat{z}[n]\}^2 = \sum_{n=0}^N \{z[n] + b_1 z[n-1] + \dots + b_l z[n-l] - a_0 x[n] - a_1 x[n-1] - \dots - a_l x[n-l]\}^2. \quad (4)$$

Продифференцировав $E(N)$ по соответствующим коэффициентам и приравняв результаты дифференцирования нулю, получим следующую систему уравнений.

$$\frac{\partial E(N)}{\partial a_i} = \sum_{n=0}^N \{z[n] + b_1 z[n-1] + \dots + b_l z[n-l] - \hat{a}_0 x[n] - \hat{a}_1 x[n-1] - \dots - \hat{a}_l x[n-l]\} x[n-i] = 0, \quad (5)$$

$$\begin{aligned}
 i &= 0, 1, \dots, l; \\
 \frac{\partial E(N)}{\partial b_j} &= \sum_{n=0}^N \{z[n] + \hat{b}_1 z[n-1] + \dots + \hat{b}_l z[n-l] - \\
 &- \hat{a}_0 x[n] - \hat{a}_1 x[n-1] - \dots - \hat{a}_l x[n-l]\} z[n-j] = 0, \\
 j &= 1, 2, \dots, l. \quad (6)
 \end{aligned}$$

Совместное решение этой системы из $2l+1$ уравнений дает оценки $\hat{a}_0, \hat{a}_1, \dots, \hat{a}_l, \hat{b}_1, \dots, \hat{b}_l$ для соответствующих коэффициентов $a_0, a_1, \dots, a_l, b_1, \dots, b_l$ разностного уравнения (1a).

Рассмотрим подробнее систему (5)–(6). Из рис. 1 видно, что $z[i] = v[i] + h[i]$. Поэтому для подсистемы (5) имеем:

$$\begin{aligned}
 \sum_{n=0}^N \{z[n] + \hat{b}_1 z[n-1] + \dots + \hat{b}_l z[n-l] - \hat{a}_0 x[n] - \\
 &- \hat{a}_1 x[n-1] - \dots - \hat{a}_l x[n-l]\} x[n-i] = \\
 &= \sum_{n=0}^N \{v[n] + \hat{b}_1 v[n-1] + \dots + \hat{b}_l v[n-l] - \\
 &- \hat{a}_0 x[n] - \hat{a}_1 x[n-1] - \hat{a}_l x[n-l]\} x[n-i] + \\
 &+ \sum_{n=1}^N \{h[n] + \hat{b}_1 h[n-1] + \dots + \hat{b}_l h[n-l]\} x[n-i] = 0, \quad (5a)
 \end{aligned}$$

где $i = 0, 1, \dots, l$;

$h[k]$ — значение помехи в k -й момент времени.

Таким образом, исходная сумма распадается на две суммы, первая из которых отражает свойства объекта, а вторая — свойства помехи.

Перейдем теперь к подсистеме (6). Представим ее в виде четырех сумм:

$$\begin{aligned}
 \sum_{n=0}^N \{z[n] + \hat{b}_1 z[n-1] + \dots + \hat{b}_l z[n-l] - \hat{a}_0 x[n] - \\
 &- \hat{a}_1 x[n-1] - \dots - \hat{a}_l x[n-l]\} z[n-j] = \\
 &= \sum_{n=0}^N \{v[n] + \hat{b}_1 v[n-1] + \dots + \hat{b}_l v[n-l] - \hat{a}_0 x[n] - \\
 &- \hat{a}_1 x[n-1] - \dots - \hat{a}_l x[n-l]\} v[n-j] + \\
 &+ \sum_{n=0}^N \{v[n] + \hat{b}_1 v[n-1] + \dots + \hat{b}_l v[n-l] - \hat{a}_0 x[n] - \\
 &- \hat{a}_1 x[n-1] - \dots - \hat{a}_l x[n-l]\} h[n-j] + \\
 &+ \sum_{n=0}^N \{h[n] + \hat{b}_1 h[n-1] + \dots + \hat{b}_l h[n-l]\} v[n-j] + \\
 &+ \sum_{n=0}^N \{h[n] + \hat{b}_1 h[n-1] + \dots + \hat{b}_l h[n-l]\} h[n-j] = 0, \quad (6a)
 \end{aligned}$$

где $j = 1, 2, \dots, l$.

Рассмотрим вначале последнюю сумму в выражении (6a). Пусть дискреты $h[n], h[n-1], \dots, h[n-l]$

образуют последовательность независимых случайных величин. В этом случае

$$\sum_{n=0}^N \{h[n] + \hat{b}_1 h[n-1] + \dots + \hat{b}_l h[n-l]\} h[n-j] \quad (7)$$

стремится к $(N+1) \hat{b}_j \sigma_h^2 \delta_{ij}$ в среднем квадратическом при $N \rightarrow \infty$. Здесь σ_h^2 — дисперсия помехи, а δ_{ij} — символ Кронекера.

Члены вида $(N+1) \hat{b}_j \sigma_h^2$ и являются одной из причин, вызывающих асимптотическое смещение оценок, вычисленных по методу Калмана. Отсюда становится ясным и путь ликвидации его — надо вводить в соответствующие уравнения члены вида $[-(N+1) \hat{b}_j \sigma_h^2]$. Однако эта причина не единственна. Перепишем еще раз уравнение (3):

$$\begin{aligned}
 z[n] = &- b_1 z[n-1] - \dots - b_l z[n-l] + \\
 &+ a_0 x[n] + \dots + a_l x[n-l] \quad (3a)
 \end{aligned}$$

и рассмотрим его в последовательные моменты времени $n=0, 1, \dots, N$, где $N > 2l+1$. В матричной форме эта запись имеет вид:

$$\begin{aligned}
 Z^0 = &- b_1 Z^{-1} - \dots - b_l Z^{-l} + a_0 X^0 + \\
 &+ a_1 X^{-1} + \dots + a_l X^{-l}, \quad (8)
 \end{aligned}$$

где Z^0 — столбец свободных членов;
 Z^{-l} — столбец, стоящий при коэффициенте b_l ;
 Z^{-2} — при b_2 ;
 Z^{-l} — при a_l .

Введем матрицу Z размерности $N \times (2l+1)$, составленную из этих столбцов:

$$Z = [Z^{-1}, Z^{-2}, \dots, Z^{-l}, X^{-0}, X^{-1}, \dots, X^{-l}]. \quad (8a)$$

Как известно [Л. 10], оценки, вычисляемые по методу наименьших квадратов при матрице (8a) и $N > 2l+1$, имеют вид:

$$\hat{a}_i = \frac{\Delta_a}{\Delta}; \quad \hat{b}_j = \frac{\Delta_b}{\Delta}, \quad (9)$$

где

$$\Delta = \sum_k \delta_k^2,$$

δ_k — пробегает все C_N^{2l+1} миноров $(2l+1)$ -го порядка, содержащихся в матрице Z .

Очевидно, что, начиная с некоторого $n > l$, все наблюдения $z[n]$ и $x[n]$ будут входить по очереди соответственно в столбцы $Z^{-1}, Z^{-2}, \dots, Z^{-l}, X^0, \dots, X^{-l}$. Это приводит к тому, что в числителе и знаменателе выражений (9) появляются члены вида $z^l[n]$, куда входят моменты помехи не только второго, но и более высокого порядка до l -го включительно, а кроме того, произведения вида $v^i[n] h^i[n]$, где $0 \leq i \leq l$. Введение членов вида $\hat{b}_j \sigma_h^2 \delta_{ij}$ позволяет в пределе избавиться от моментов шумов, но не от перекрестных произведений.

Этот недостаток можно ликвидировать, разбивая весь набор из N измерений на группы по l замеров [Л. 9 и 11]. Учитывая сказанное выше и поделив правые и левые части уравнений (5)–(7) на $M+1$, где $M = \frac{N}{l}$ — число групп замеров, получим следующую модифицированную систему уравнений:

$$\frac{1}{M+1} \sum_{m=0}^M \{z[m] + \hat{b}_1 z[m-1] + \dots + \hat{b}_l z[m-l] - \\ - \hat{a}_0 x[m] - \hat{a}_1 x[m-1] - \dots - \hat{a}_l x[m-l]\} x[m-i] = 0, \quad i = 0, 1, \dots, l; \quad (10a)$$

$$\frac{1}{M+1} \sum_{m=0}^M \{z[m] + \hat{b}_1 z[m-1] + \dots + \hat{b}_l z[m-l] - \\ - \hat{a}_0 x[m] - \hat{a}_1 x[m-1] - \dots - \hat{a}_l x[m-l]\} z[m-j] + \\ + \hat{b}_j \sigma_h^2 = 0, \quad (10b)$$

$$j = 1, 2, \dots, l,$$

где $m = 0, l, 2l, 3l, \dots$

Система уравнений (10a) и (10b) удовлетворяет условиям теорем Дворецкого [Л. 12], и поэтому оценки \hat{a}_i и \hat{b}_j сходятся к истинным оценкам a_i и b_j в среднеквадратическом и с вероятностью единица [Л. 12].

Если же помехи действуют одновременно в каналах G и H и не коррелированы между собой, то, кроме членов $-\hat{b}_j^2 \sigma_h^2$, вводимых в уравнения подсистемы (10b), надо прибавить слагаемые $-\hat{a}_i \sigma_g^2$ в соответствующие уравнения подсистемы (10a). Кроме того, разбиение N надо производить уже на группы не из l , а из $(2l+1)$ замеров. Аналогичную систему можно построить и для случая, когда $g(t)$ и $h(t)$ коррелированы, но сложность ее резко возрастает.

Таким образом, рассматриваемая модификация метода Калмена, обладая всеми его преимуществами в смысле простоты вычислений, вместе с тем позволяет получить асимптотически состоятельные оценки.

К недостатку этой модификации надо отнести необходимость определять характеристики помех. Однако [Л. 13] этот недостаток не имеет принципиального характера, ибо для всех естественных помех вероятностные характеристики могут быть определены сравнительно легко экспериментальным путем.

Значительный интерес представляет эффективность получаемых оценок. Введем следующие обозначения. Условимся записывать с чертой наверху и звездой вектор оптимальных оценок для коэффициентов импульсной функции, вычисленных из условия минимума дисперсии [Л. 4]:

$$\bar{H}^* = (\bar{A}^*, \bar{B}^*) = (\hat{a}_0^*, \hat{a}_1^*, \dots, \hat{a}_l^*, \hat{b}_1^*, \dots, \hat{b}_l^*),$$

а через $\hat{H} = (\hat{A}, \hat{B}) = (\hat{a}_0, \hat{a}_1, \dots, \hat{a}_l, \hat{b}_1, \dots, \hat{b}_l)$ — вектор оценок для тех же коэффициентов, найденных по описанному выше методу. Условимся также писать

со стрелкой наверху вектор, составленный из значений сигналов, поступивших в систему, в последовательные моменты времени, например:

$$\vec{z}_N = (z_0, z_1, \dots, z_N).$$

Будем предполагать, что плотности вероятности всех случайных величин, указанных на рис. 1, известны. Как показано в [Л. 4], оптимальные оценки a_i^* и b_j^* в этом случае вычисляются по формулам

$$a_i^* = \frac{\int_{\Omega(H)} a_i F(\bar{H}, \vec{z}_N) d\Omega}{\int_{\Omega(H)} F(\bar{H}, \vec{z}_N) d\Omega}; \quad (11)$$

$$b_j^* = \frac{\int_{\Omega(H)} b_j F(\bar{H}, \vec{z}_N) d\Omega}{\int_{\Omega(H)} F(\bar{H}, \vec{z}_N) d\Omega}, \quad (12)$$

где $\bar{H} = (a_0, \dots, a_l, b_1, \dots, b_l)$ — вектор коэффициентов импульсной передаточной функции;

$F(\bar{H}, \vec{z}_N)$ — совместная плотность вероятности случайных векторов (\bar{H}, \vec{z}_N) ;

$d\Omega$ — бесконечно малый элемент области совместного изменения величин, стоящих в скобках в $\Omega(\cdot)$. Известно [Л. 4], что

$$F(\bar{H}, \vec{z}_N) = P(\bar{H}) \prod_{i=0}^N P_h(z_i | \vec{z}_{i-1}, \bar{H}, \vec{x}_i), \quad (13)$$

где $P(\bar{H})$ — плотность вероятности вектора \bar{H} ;

$P_h(z_i | \vec{z}_{i-1}, \bar{H}, \vec{x}_i)$ — плотность вероятности значения z_i при фиксированной предыстории.

Риск R^* , соответствующий оптимальной оценке \bar{H}^* после N наблюдений, характеризуется формулой

$$R^* = \int_{\Omega(\vec{z}_N)} \sum_{i=0}^l \left\{ \int_{\Omega(H)} a_i^2 F(\bar{H}, \vec{z}_N) d\Omega - \right. \\ \left. - \frac{\left[\int_{\Omega(H)} a_i F(\bar{H}, \vec{z}_N) d\Omega \right]^2}{\int_{\Omega(H)} F(\bar{H}, \vec{z}_N) d\Omega} \right\} d\Omega + \\ + \int_{\Omega(\vec{z}_N)} \sum_{i=1}^l \left\{ \int_{\Omega(H)} b_i^2 F(\bar{H}, \vec{z}_N) d\Omega - \right. \\ \left. - \frac{\left[\int_{\Omega(H)} b_i F(\bar{H}, \vec{z}_N) d\Omega \right]^2}{\int_{\Omega(H)} F(\bar{H}, \vec{z}_N) d\Omega} \right\} d\Omega. \quad (14)$$

Рассмотрим теперь оценку $\hat{H} = (\hat{a}_0, \hat{a}_1, \dots, \hat{a}_l, \hat{b}_1, \dots, \hat{b}_l)$ и вычислим для нее риск \hat{R} . Очевидно, что

$$\begin{aligned} \hat{a}_i &= a^* + \Delta_i; \\ \hat{b}_j &= b^* + \Delta_j, \end{aligned} \quad \left. \right\} \quad (15)$$

где $\Delta_i \neq 0$; $\Delta_j \neq 0$; a^*, b^* — оптимальные оценки.

Подставив значения a_i и b_j в выражение для риска [Л. 4], получим при квадратичной функции потерь

$$\begin{aligned} \hat{R} &= \hat{R}_1 + \hat{R}_2 = \\ &= \int_{\Omega(z_N)} \sum_{i=0}^l \left\{ \int_{\Omega(\bar{H})} (a_i - \hat{a}_i)^2 F(\bar{H}, \vec{z}_N) d\Omega \right\} d\Omega + \\ &+ \int_{\Omega(z_N)} \sum_{j=1}^l \left\{ \int_{\Omega(\bar{H})} (b_j - \hat{b}_j)^2 F(\bar{H}, \vec{z}_N) d\Omega \right\} d\Omega. \end{aligned} \quad (16)$$

Рассмотрим первое слагаемое суммы (16). Подставив в него выражение для \hat{a}_i , найдем:

$$\begin{aligned} \hat{R}_1 &= \int_{\Omega(z_N)} \sum_{i=0}^l \left\{ \int_{\Omega(\bar{H})} [\hat{a}_i^2 - 2\hat{a}_i a^* + (a^*)^2 - 2\hat{a}_i \Delta_i + \right. \\ &\quad \left. + 2a^* \Delta_i + \Delta_i^2] F(\bar{H}, \vec{z}_N) d\Omega \right\} d\Omega = \\ &= \int_{\Omega(z_N)} \sum_{i=0}^l \left\{ \int_{\Omega(\bar{H})} (\hat{a}_i^2 - 2a_i \hat{a}_i^* - a^* \hat{a}_i^*) F(\bar{H}, \vec{z}_N) d\Omega \right\} d\Omega + \\ &\quad + \int_{\Omega(z_N)} \sum_{i=0}^l \left\{ \Delta_i^2 \int_{\Omega(\bar{H})} F(\bar{H}, \vec{z}_N) d\Omega \right\} d\Omega + \\ &\quad + 2 \int_{\Omega(z_N)} \sum_{i=0}^l \Delta_i \left\{ \int_{\Omega(\bar{H})} (\hat{a}_i - a^*) F(\bar{H}, \vec{z}_N) d\Omega \right\} d\Omega. \end{aligned} \quad (17)$$

Нетрудно заметить, что первое слагаемое в уравнении (17) представляет собой риск, соответствующий оптимальным оценкам a^* , а третье слагаемое в соответствии с выражением (11) равно нулю.

Представив аналогичным образом и \hat{R}_2 , окончательно получим:

$$\begin{aligned} \hat{R} &= R^* + \int_{\Omega(z_N)} \left[\left\{ \sum_{i=0}^l (a^* - \hat{a}_i)^2 + \right. \right. \\ &\quad \left. \left. + \sum_{j=1}^l (b^* - \hat{b}_j)^2 \right\} \int_{\Omega(\bar{H})} F(\bar{H}, \vec{z}_N) d\Omega \right\} d\Omega. \end{aligned} \quad (18)$$

Таким образом, эффективность оценки

$$e = \frac{R^*}{\hat{R}} < 1.$$

Приложение. Интегрирующее звено. Рассмотрим в виде примера оценку коэффициента усиления интегрирующего звена. Уравнения этого звена имеют следующий вид:

$$v_n = v[n] = k \varphi[n]; \quad v_0 = 0; \quad (19)$$

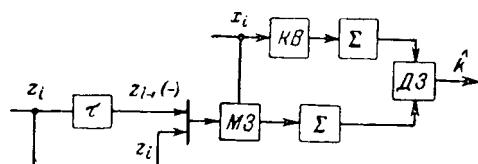


Рис. 2.

$$p_n = p[n] = \sum_{i=1}^n x_i;$$

$$z_i = k p_i + h_i = v_i + h_i. \quad (20)$$

Пусть помеха h_i , действующая в канале H , представляет собой последовательность независимых, нормально распределенных случайных величин с нулевым математическим ожиданием и дисперсией σ_h^2 . Допустим также, что плотность распределения коэффициента усиления k подчиняется нормальному закону с параметрами (k_0, σ_k^2) .

Как показано ранее [Л. 14], оценка, оптимальная в смысле минимума дисперсии, для этого случая имеет следующий вид:

$$k^* = \frac{\sigma_h^2 k_0 + \sigma_k^2 \sum_{i=1}^N p_i z_i}{\sigma_h^2 + \sigma_k^2 \sum_{i=1}^N p_i^2}. \quad (21)$$

Оценка, вычисленная по методу Калмана, для данной системы равна:

$$\hat{k} = \frac{\sum_{i=1}^N (z_i - z_{i-1}) x_i}{\sum_{i=1}^N x_i^2}. \quad (22)$$

Из формулы (22) видно, что оценка \hat{k} является несмещенной, и здесь не понадобилось вводить член, пропорциональный σ_h^2 . Физическая причина этого явления состоит в том, что определяемый коэффициент k стоит сомножителем при p_i , а входной сигнал может быть измерен точно.

На рис. 2 изображена схема вычислительного устройства, реализующего формулу (22). Здесь τ — блок задержки импульсов на один такт, $M3$ — множительные звенья, Σ — сумматоры, $D3$ — делительное звено.

Выпишем выражение еще одной оценки для k^0 , найденной по методу максимума правдоподобия:

$$k^0 = \frac{\sum_{i=1}^N p_i z_i}{\sum_{i=1}^N p_i^2}. \quad (23)$$

Найдем величины рисков R^* , \hat{R} , R^0 , соответствующих оценкам k^* , \hat{k} , k^0 . Примем для простоты, что на вход интегратора подается единичный сигнал, т. е. $x_i = 1$ при $i > 0$. Приведя для этого случая несложные, но громоздкие вычисления по формулам (14) и (16), получим:

$$R^* = \frac{\sigma_h^2}{\frac{\sigma_h^2}{\sigma_k^2} + \sum_{i=1}^N i^2}; \quad (24)$$

$$\hat{R} = \frac{\sigma_h^2}{N^2}; \quad (25)$$

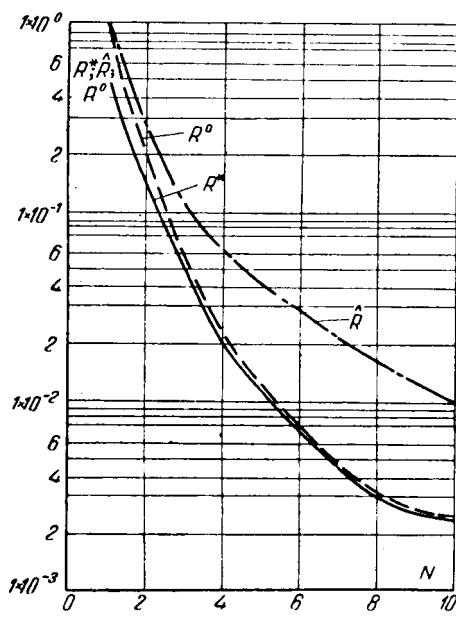


Рис. 3.

$$R^0 = \frac{\sigma_h^2}{N} \sum_{i=1}^N i^2. \quad (26)$$

Из сравнения формул (24) — (26) следует полная эквивалентность оценок k^* и k^0 при $N \rightarrow \infty$, а также тот факт, что метод Калмена имеет достаточно высокую эффективность при малом числе отсчетов:

$$e = \frac{R^*}{\hat{R}} = \frac{N^2}{\frac{\sigma_h^2}{\sigma_k^2} + \sum_{i=1}^N i^2}. \quad (27)$$

На рис. 3 приведены графики для R^* , \hat{R} , R^0 , построенные в соответствии с формулами (25) — (26) при $\sigma_h^2 = \sigma_k^2 = x_i = 1$.

Инерционное звено. Рассмотрим оценку параметров инерционного звена первого порядка с передаточной функцией

$$W(p) = \frac{k}{Tp + 1}. \quad (28)$$

Известно [Л. 8], что если входной сигнал $x[n]$ можно аппроксимировать прямоугольными импульсами, то разностное уравнение для $v[n]$ имеет вид:

$$v[n] = v[n-1] e^{-\beta} + k(1 - e^{-\beta}) x[n-1], \quad (29)$$

где $\beta = \frac{1}{T}$;

$\tau = 1$ — длительность такта между соседними отсчетами, принятая за единицу;
 T — постоянная времени звена.

Допустим, что шум в канале G отсутствует, а помеха в канале H представляет собой последовательность независимых случайных импульсов с неизменной плотностью вероятности

$$P_h(\xi_s) = \frac{1}{\sigma_h \sqrt{2\pi}} \exp \left\{ -\frac{\xi_s^2}{2\sigma_h^2} \right\}.$$

Будем предполагать, что случайный коэффициент усиления объекта имеет нормальное распределение с параметрами (k_0, σ_k^2) , а величина T распределена равномерно в диапазоне от 1 до 15.

Вологодская областная универсальная научная библиотека

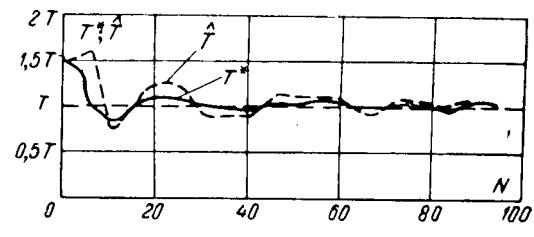


Рис. 4.

Ранее [Л. 4] показано, что выражения для оптимальных в смысле минимума дисперсии оценок k^* и T^* имеют вид:

$$k^* = \frac{\int_{15}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} k P(k, T) dk dT}{\int_{15}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} P(k, T) dk dT}; \quad (30)$$

$$T^* = \frac{\int_{15}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} T P(k, T) dk dT}{\int_{15}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} P(k, T) dk dT}, \quad (31)$$

где

$$P(\tilde{k}, T) = \exp \left\{ -\frac{(k - k_0)^2}{2\sigma_k^2} - \frac{1}{2\sigma_h^2} \sum_{i=0}^N (z_i - k\rho_i)^2 \right\};$$

$$\rho_i = k(1 - e^{-\beta}) \sum_{n=0}^i x_n e^{-\beta(i-1-n)};$$

$$z_i = z[i]; x_i = x[i].$$

Здесь $P(k, T)$ является совместной условной плотностью вероятности случайных величин k, T после наблюдения вектора (x_N, z_N) ; ρ_i — выходной сигнал инерционного звена в конце i -го такта. Начальные условия объекта приняты для простоты нулевыми.

Субоптимальные оценки \hat{k} , \hat{T} вычислялись в два приема. Вначале находились в соответствии с предложенной выше методикой оценки для коэффициентов импульсной передаточной функции. Они получаются в результате совместного решения системы уравнений:

$$\left. \begin{aligned} \frac{1}{N+1} \sum_{i=0}^N \{z_i - \hat{b}z_{i-1} - \hat{a}x_{i-1}\} x_{i-1} &= 0; \\ \frac{1}{N+1} \sum_{i=0}^N \{z_i - \hat{b}z_{i-1} - \hat{a}x_{i-1}\} z_{i-1} + \hat{b}\sigma_h^2 &= 0, \end{aligned} \right\} \quad (32)$$

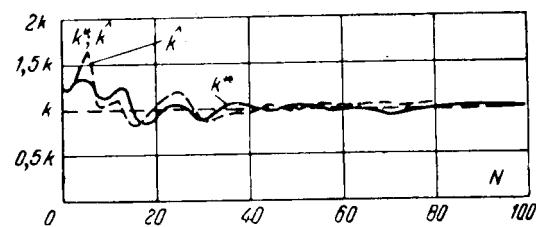


Рис. 5.

где $i = 0, 2, 4, 6 \dots$;

$$\left. \begin{array}{l} a = k(1 - e^{-\beta}); \\ b = e^{-\beta}. \end{array} \right\} \quad (33)$$

При совместном решении системы уравнений (33) можно определить оценки \hat{T} , \hat{k} .

Нахождение оценок T^* , k^* , \hat{T} , \hat{k} осуществлялось при помощи цифровой вычислительной машины „Урал-2“ при П-образном входном сигнале единичной амплитуды и помехе $h[h]$ с дисперсией $\sigma_h^2 = 0,3$. Результаты моделирования приведены на рис. 4 и 5.

Л и т е р а т у р а

1. Перельман И. И., Оптимизация управления на основе критерия максимума правдоподобия, «Автоматика и телемеханика», 1963, № 10, т. XXIV.

2. Rosenberg A. E., Shen D. W. C., Regression analysis and its applications to system identification problem, «Papers of the Fourth Joint Automatic Control conference», 1963, New York.

3. Чадеев В. М., Определение динамических характеристик объектов в процессе их нормальной эксплуатации для целей самонастройки, «Автоматика и телемеханика», 1964, № 9, т. XXV.

4. Маслов Е. П., Применение теории статистических решений к задачам оценки параметров объекта, «Автоматика и телемеханика», 1963, № 10, т. XXIV.

5. Kalman R. E., Design of self-optimising control system, «Trans. ASME», 1958, v. 80, № 2.

6. Bigelow S. C., Ruge H., An adaptive system using periodic estimation of pulse transfer function, «IRE Internat. Conv. Record», 1961, p. 4.

7. Joseph P., Lewis J., Tou J., Plant identification in the presence of disturbances and application to digital adaptive systems, «IEEE Trans. on Appl. and Industry», 1961, № 3.

8. Цыпкин Я. З., Теория импульсных систем, Физматгиз, 1963.

9. Levin M. J., Estimation of a system pulse transfer function in the presence of noise, «Papers of the Fourth Joint Automatic Control conference», 1963, New York.

10. Линник Ю. В., Метод наименьших квадратов и основы теории обработки наблюдений, Физматгиз, 1962.

11. Ho Y. C., An approach to the identification and Control of linear dynamic systems with unknown coefficients, «AIEE Trans. on Automatic Control», 1963, v. 8, № 3.

12. Wilde D. J., Optimum seeking methods, Prentice Hall, 1964, New York.

13. Пугачев В. С., Теория случайных функций, Физматгиз, 1960.

14. Маслов Е. П., Статистическая самонастраиваясь модель, «Автоматика и телемеханика», 1964, № 12, т. XXV.

[3.1.1966]



УДК 62-55

Экспериментальное определение передаточных функций методом измерения импульсных моментов

Л. В. КАРНЮШИН и В. М. ЧЕРНЫШЕВ

Украинский заочный политехнический институт

Предложенные до настоящего времени методы эмпирического определения передаточных функций отдельных звеньев систем автоматического регулирования (САР) и следящих систем основаны на получении и аппроксимации экспериментальных динамических — временных или частотных характеристик [Л. 1—3].

Сложность аппаратуры и приборов для снятия экспериментальных динамических характеристик, трудоемкость и значительная длительность эксперимента и математической обработки результатов измерений затрудняют и ограничивают применение этих методов в процессе разработки, наладки и контрольных испытаний САР.

Описываемый в данной статье метод позволяет просто и достаточно точно определять опытные передаточные функции линейных моделей реальных объектов при помощи несложного измерительно-вычислительного устройства без необходимости снимать динамические характеристики.

Обоснование метода. Предлагаемый метод основан на экспериментальном определении моментов i -го порядка ($i=0; 1; 2; \dots$) входного воздействия $f(t)$ и выходной величины $\varphi(t)$ исследуемого объекта, т. е. функционалов вида

$$M_{fi} = \int_0^{\infty} t^i f(t) dt \quad (1)$$

и

$$M_{\varphi i} = \int_0^{\infty} t^i \varphi(t) dt. \quad (2)$$

Выходная величина $\varphi(t)$ и входное воздействие $f(t)$ связаны между собой передаточной функцией исследуемого объекта

$$\begin{aligned} W(p) &= \frac{b_m p^m + b_{m-1} p^{m-1} + \dots + b_1 p + b_0}{a_n p^n + a_{n-1} p^{n-1} + \dots + a_1 p + a_0} = \\ &= \frac{\sum_{s=0}^m b_s p^s}{\sum_{r=0}^n a_r p^r}, \end{aligned} \quad (3)$$

где b_s, a_r — постоянные коэффициенты.

Структура выражения (3) в большинстве случаев может быть заранее определена. Если математическое описание переходных процессов в исследуемом объекте неизвестно, то структура выражения (3) может быть выбрана путем последовательных приближений. При этом критерием пригодности выбранного аналитического выражения передаточной функции должно служить хорошее совпадение переходных процессов в реальном звене и в его линейной модели.

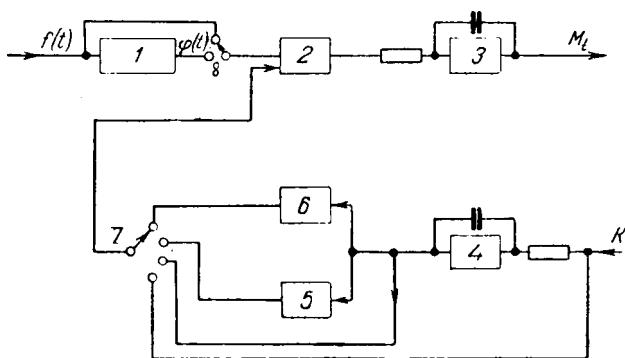


Рис. 1.

На основе (1)–(3) можно установить зависимости между коэффициентами передаточной функции и моментами входного воздействия и выходной величины. Произведя необходимые преобразования (см. приложение), получим эти зависимости в виде системы линейных алгебраических уравнений:

$$\left. \begin{aligned} M_{\varphi 0} a_0 &= M_{f 0} b_0; \\ -M_{\varphi 1} a_0 + M_{\varphi 0} a_1 &= -M_{f 1} b_0 + M_{f 0} b_1; \\ \frac{1}{2} M_{\varphi 2} a_0 - M_{\varphi 1} a_1 + M_{\varphi 0} a_2 &= \\ &= \frac{1}{2} M_{f 2} b_0 - M_{f 1} b_1 + M_{f 0} b_2; \\ \dots & \\ \sum_{i=0}^k \frac{(-1)^i}{i!} M_{\varphi} a_{k-i} &= \sum_{i=0}^k \frac{(-1)^i}{i!} M_{f i} b_{k-i}, \end{aligned} \right\} \quad (4)$$

где k — номер строки ($k = 0; 1; 2; 3; \dots$); $a_{k-i} = 0$ при $k-i > n$; $b_{k-i} = 0$ при $k-i > m$.

Чтобы найти численные значения всех $n+m+2$ коэффициентов по уравнениям (4), достаточно определить опытным путем $n+m+1$ моментов $M_{f i}$ и $M_{\varphi i}$.

Выходные моменты $M_{\varphi i}$ в уравнениях (4) должны иметь конечные значения. В случае статической системы ($a_0 \neq 0$) для этого достаточно выполнять условия:

$$\left. \begin{aligned} f(t) &= 0 \text{ при } t < -0 \text{ и при } t = \infty; \\ f(t) &\neq 0 \text{ при } +0 < t < +\infty; \\ f(t) &\neq \infty \text{ при } t > +0. \end{aligned} \right\} \quad (5)$$

Условиям (5) удовлетворяет, в частности, единичная импульсная функция и импульс конечной длительности.

Если исследуемый объект астатичен ($a_0 = 0$), то для входного воздействия должно выполняться дополнительное условие $M_{f 0} = 0$, которому удовлетворяют, например, единичная импульсная функция второго порядка и волновая импульсная функция.

Моменты (1) и (2), соответствующие импульсным входным воздействиям $f(t)$, будем называть импульсными моментами.

Если в качестве стандартного входного воздействия применяется прямоугольный импульс, длительность которого τ , а амплитуда μ , то моменты входного воздействия могут быть определены по формуле

$$M_{f i} = \frac{\mu \tau^{i+1}}{i+1}, \quad (6)$$

а k -я строка системы уравнений (4) запишется в виде

$$\sum_{i=0}^k \frac{(-1)^i}{i!} M_{\varphi i} a_{k-i} = \mu \sum_{i=0}^k \frac{(-1)^i}{(i+1)!} \tau^{i+1} b_{k-i}. \quad (7)$$

Для нахождения искомых коэффициентов по уравнениям (7) достаточно знать моменты только выходной величины. Иногда подать стандартное входное воздействие (в виде прямоугольного импульса или волновой импульсной функции) непосредственно на вход исследуемого объекта практически невозможно. Это может иметь место, если исследуемым объектом является, например, мощный двигатель [Л. 3]. В подобных случаях опытное определение моментов может быть осуществлено при включении исследуемого звена в цепь звеньев. Моменты входного воздействия и выходной величины исследуемого звена определяются при подаче стандартного воздействия на вход всей цепи. Коэффициенты передаточной функции в этом случае вычисляются по уравнениям (4).

Измерительно-вычислительное устройство. Для определения импульсных моментов непосредственно в процессе эксперимента целесообразно применять измерительно-вычислительное устройство, состоящее из стандартных блоков аналоговых вычислительных машин.

Определение моментов различных порядков можно производить последовательно во времени или параллельно (одновременно). При последовательном определении моментов опыт повторяется столько раз, сколько моментов необходимо определить. При параллельном определении моментов достаточно произвести один опыт, но устройство получается более сложным и дорогим.

Структурная схема устройства для последовательного определения моментов представлена на рис. 1.

Входное воздействие $f(t)$ или выходная величина $\varphi(t)$ объекта 1 подается с помощью переключателя на один из входов блока произведения 2. На другой вход блока 2 подается напряжение, представляющее функцию t^i . Выходное напряжение блока 2, пропорциональное произведению подынтегральных функций времени t^i и $\varphi(t)$, поступает на вход интегрирующего усилителя 3. Установившееся напряжение на выходе этого усилителя соответствует определяемому моменту.

Для получения напряжения, изменяющегося во времени по линейному, квадратичному и кубическому законам, соответственно показателю степени i функции t^i служат интегрирующий усилитель 4, квадратор 5 и блок кубической зависимости 6. Выбор закона изменения этого напряжения осуществляется с помощью переключателя 7, чем задается порядок определяемого момента. При измерении нулевого момента на блок перемножения 2 подается переключателем 7 постоянное напряжение.

Структурная схема измерительного устройства параллельного типа показана на рис. 2. Отличие от ранее описанного устройства состоит в том, что

каждый момент определяется с помощью своего интегрирующего усилителя 3 и блока произведения 2. Переключатель 7 позволяет выбрать напряжение либо на входе объекта 1, либо на его выходе. Для формирования зависимости напряжения от времени в соответствии со степенью функции t^i применяется интегратор 4, квадратор 5 и блок кубической зависимости 6.

На структурных схемах не указаны некоторые вспомогательные элементы и элементы, обеспечивающие синхронность подачи сигнала на вход объекта и запуска измерительно-вычислительного устройства.

Эти устройства могут быть выполнены в виде переносных приборов.

Следует отметить, что описанные устройства позволяют измерять только лишь импульсные моменты. Устройства для измерения моментов при ступенчатом входном воздействии, т. е. по методу площадей [Л. 1], реализовать значительно трудней, так как в этом случае для определения моментов необходимо заранее знать установившееся значение функции $\varphi(t)$, что для астатических объектов вообще невозможно.

Заключение. Основные достоинства описанного в данной статье метода экспериментального определения передаточных функций состоят в следующем.

1. Легко осуществимо определение передаточной функции отдельного звена, включенного в разомкнутую или замкнутую цепь САР.

2. Используя описанные выше несложные измерительно-вычислительные устройства, можно быстро определять коэффициенты передаточной функции в процессе наладки или контрольных испытаний САР.

Описанный метод рекомендуется использовать при производстве работ по наладке и экспериментальному исследованию систем автоматического регулирования и следящих систем.

Приложение. Выведем уравнения, связывающие моменты M_{fi} и $M_{\varphi i}$ с коэффициентами передаточной функции $W(p)$.

Обозначим:

$$L[\varphi(t)] = \varphi(p);$$

$$L[f(t)] = f(p),$$

где L — символ преобразования по Лапласу.

Тогда уравнение переходного процесса в звене с передаточной функцией (3) запишется в виде

$$\varphi(p)q(p) = f(p)r(p), \quad (П-1)$$

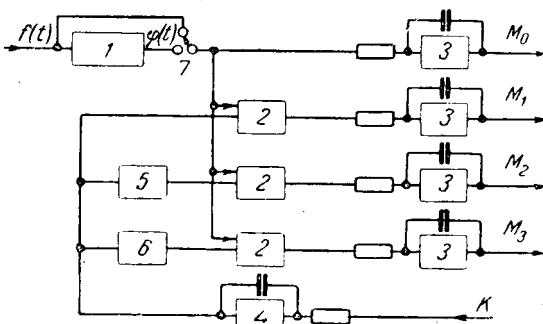


Рис. 2.

где

$$q(p) = \sum_{r=0}^n a_r p^r; \quad (П-2)$$

$$r(p) = \sum_{s=0}^m b_s p^s. \quad (П-3)$$

Выразим моменты M_{fi} и $M_{\varphi i}$ через функции $f(p)$ и $\varphi(p)$. Из теории преобразования Лапласа известно, что

$$L[t^i f(t)] = -\frac{d}{dp} f(p)$$

или при многократном дифференцировании в комплексной области

$$L[t^i f(t)] = (-1)^i f^i(p). \quad (П-4)$$

Если обозначить

$$g(t) = t^i f(t)$$

и учесть, что

$$\int_0^\infty g(t) dt = \lim_{p \rightarrow 0} g(p), \quad (П-5)$$

где

$$L[g(t)] = g(p),$$

то на основании (П-4) и (П-5) можно записать:

$$M_{fi} = (-1)^i \lim_{p \rightarrow 0} f^i(p) \quad (П-6)$$

и аналогично

$$M_{\varphi i} = (-1)^i \lim_{p \rightarrow 0} \varphi^i(p). \quad (П-7)$$

Из (П-6) и (П-7) видно, что для преобразования (П-1) к уравнению, связывающему коэффициенты a_r и b_s с моментом k -го порядка, необходимо продифференцировать k раз левую и правую части уравнения (П-1) и перейти к пределам. Произведя дифференцирование по правилу Лейбница и перейдя к пределам при $p \rightarrow 0$, получаем:

$$\begin{aligned} & \lim \varphi^{(k)}(p) \lim q(p) + k \lim \varphi^{(k-1)}(p) \lim q'(p) + \\ & + \frac{k(k-1)}{2!} \lim \varphi^{(k-2)}(p) \lim q''(p) + \dots + \\ & + \frac{k(k-1)}{2!} \lim \varphi''(p) \lim q^{(k-2)}(p) + \\ & + k \lim \varphi'(p) \lim q^{(k-1)}(p) + \lim \varphi(p) \lim q^{(k)}(p) = \\ & = \lim f^{(k)}(p) \lim r(p) + k \lim f^{(k-1)}(p) \lim r'(p) + \\ & + \frac{k(k-1)}{2!} \lim f^{(k-2)}(p) \lim r''(p) + \dots + \\ & + \frac{k(k-1)}{2!} \lim f''(p) \lim r^{(k-2)}(p) + \\ & + k \lim f'(p) \lim r^{(k-1)}(p) + \lim f(p) \lim r^{(k)}(p). \quad (П-8) \end{aligned}$$

Дифференцируя (П-2) и (П-3) и переходя к пределам при $p \rightarrow 0$, находим:

$$\lim r^{(j)}(p) = j! b_j; \quad (П-9)$$

$$\lim q^{(j)}(p) = j! a_j. \quad (П-10)$$

Из (П-6) и (П-7) следует:

$$\lim f^{(i)}(p) = (-1)^i M_{fi}; \quad (П-11)$$

$$\lim \varphi^{(i)}(p) = (-1)^i M_{\varphi i}. \quad (П-12)$$

Используя (П-9) — (П-12), приведем выражение (П-8) к виду:

$$\begin{aligned} & (-1)^k M_{\varphi k} + (-1)^{k-1} k M_{\varphi(k-1)} a_1 + \\ & + (-1)^{k-2} \frac{k(k-1) 2!}{2!} M_{\varphi(k-2)} a_2 + \dots + \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
 & -\frac{k(k-1)(k-2)!}{2!} M_{\varphi 2} a_{k-2} - k(k-1)! M_{\varphi 1} a_{k-1} + \\
 & + k! M_{\varphi 0} a_k = (-1)^k M_{f k} + (-1)^{k-1} k M_{f(k-1)} b_1 + \\
 & + (-1)^{k-2} \frac{k(k-1)2!}{2!} M_{f(k-2)} b_2 + \dots + \\
 & + \frac{k(k-1)(k-2)!}{2!} M_{f 2} b_{k-2} - \\
 & - k(k-1)! M_{f 1} b_{k-1} + k! M_{f 0} b_k,
 \end{aligned} \tag{П-13}$$

или в сокращенной форме записи:

$$\sum_{i=0}^k \frac{(-1)^i}{i!} M_{\varphi i} a_{k-i} = \sum_{i=0}^k \frac{(-1)^i}{i!} M_{f i} b_{k-i}, \tag{П-14}$$

где

$a_{k-i} = 0$ при $k-i > n$;

$b_{k-i} = 0$ при $k-i > m$.

Согласно уравнению (П-14) нетрудно построить систему уравнений (4).

Литература

1. Васильев Д. В., Митрофанов Б. А., Рабкин Г. Л., Самохвалов Г. Н., Семенкович А. А., Фатеев А. В. и Чичерин Н. И., Проектирование и расчет следящих систем, изд-во «Судостроение», 1964.

2. Печорина И. Н., Расчет систем автоматического регулирования, Машгиз, 1962.

3. Карнишин Л. В и Палюх А. С., Экспериментальное определение параметров электроприводов основных механизмов шагающего экскаватора типа ЭШ-14/75, «Известия высших учебных заведений», Электромеханика, 1958, № 12. [30.11.1965]



УДК 621.314.6.011.1

Аналитический метод исследования и особенности переходных процессов в однофазной мостовой выпрямительной схеме

И. А. ЗБОРОВСКИЙ и А. А. ЯНКО-ТРИНИЦКИЙ

Уральский политехнический институт

Исследование переходных процессов в однофазной мостовой выпрямительной схеме (рис. 1) представляет большой теоретический и практический интерес, однако до сих пор не найдено их общее аналитическое решение. При линейной аппроксимации

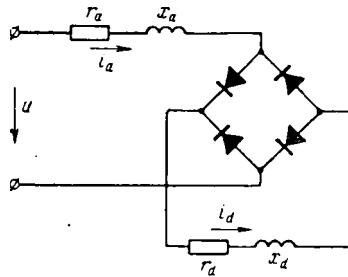


Рис. 1. Схема однофазного мостового выпрямителя.

сопряжения интервалов требуется численное решение трансцендентных уравнений, что не дает возможности получить решение в общем виде и проанализировать его. В приближенном косвенном методе для расчета переходных процессов используется статическая внешняя характеристика [Л. 1, 3 и 4]. Этот метод дает достаточно близкое совпадение с опытом лишь для медленных переходных процессов, продолжительность которых намного больше полупериода переменного тока. В данной статье на основе идеализации, пригодной для более широкой группы практических случаев, предлагается точное аналитическое решение.

Идеализация параметров схемы. Индуктивное x_a и активное r_a сопротивления анодной цепи (рис. 1) в большинстве практических случаев равны соответственно индуктивному сопротивлению рассеяния

мощности вольт-амперной характеристики вентилей точное численное решение переходного процесса может быть получено путем применения метода конечных последовательных интервалов, на каждом из которых процесс описывается линейным дифференциальным уравнением [Л. 1 и 2]. Однако для

и активному сопротивлению питающего трансформатора. Очевидно, что x_a значительно превосходит r_a . Полное сопротивление анодной цепи x_a будет в основном определяться ее индуктивным сопротивлением. Поэтому некоторое изменение активного сопротивления анодной цепи практически не влияет на процессы в выпрямительной схеме, что хорошо подтверждается опытом.

Для сглаживания тока в цепь выпрямленного тока, как правило, вводится значительная индуктивность. Индуктивное сопротивление x_d этой цепи при частоте питающей сети значительно превосходит ее активное сопротивление r_d . Таким образом, при небольшом изменении активного сопротивления r_d анодной цепи, что практически не влияет на переходные процессы, можно достичь соотношения

$$\frac{x_d}{r_d} = \frac{x_a}{r_a} = b. \tag{1}$$

Ниже показано, что при этом переходный и установившийся процессы могут быть рассчитаны и проанализированы в общем виде. Заметим, что соотношение (1) не противоречит принимаемому иногда в литературе более грубому допущению

$$x_d = \infty, r_d = 0,$$

используемому многими авторами при анализе установившегося процесса в схеме однофазного мостового выпрямителя.

Кроме допущения (1), будем считать, что вентили являются идеальными, т. е. их сопротивление в прямом направлении равно нулю, а в обратном— бесконечности, что для схем с германиевыми и кремниевыми выпрямителями практически приемлемо.

В течение переходного процесса в одни интервалы времени токи через сопротивления x_a и x_d оди-

наковы (внекоммутационный период), а в другие к сопротивлению z_a приложено все напряжение источника питания (коммутационный период). Если в установившемся режиме длительности этих интервалов постоянны, то в переходном они изменяются. При соотношении между сопротивлениями, удовлетворяющими условию (1), начала коммутационных периодов совпадают с моментами прохождения напряжения u через нулевые значения (см. приложение 1). Приняв допущение (1), можно обнаружить закономерность изменения значений выпрямленного тока, соответствующих тем моментам времени, когда напряжение u проходит через нулевые значения. Естественно, что точность такого решения возрастает в тех случаях, когда переходный процесс протекает достаточно медленно.

Анализ переходных процессов. При изменении напряжения u возможны три различные режима протекания переходных процессов (A , B , B'). Рассмотрим эти режимы, введя следующие обозначения:

t' — время в относительных единицах (период переменного тока равен 2π), отсчитываемое от момента начала переходного процесса;

t — местное время в тех же единицах, отсчитываемое от момента прохождения напряжения источника питания через нулевое значение ($0 \leq t \leq \pi$);

γ , γ' — длительности коммутационного периода соответственно в режимах A и B ;

$I_m = \frac{U_m}{z_a + z_d}$ — амплитуда синусоидального тока во внекоммутационный период;

$I_{m_a} = \frac{U_m}{z_a}$ — амплитуда синусоидального тока в коммутационный период;

i_{d_0} , $i_{d\pi}$ — значения выпрямленных токов в начале ($u=0$) и в конце полуволны напряжений u ;

$i_{d0,0}$ — начальное значение выпрямленного тока (в момент времени $t'=0$);

i_d — экспонента, соединяющая значения выпрямленных токов через полпериода (режим A) или период (режим B).

Режим А. Длительность коммутационного периода не превышает π . Предположим, что напряжение u изменяется в соответствии с рис. 2, а или рис. 2, б, что приводит соответственно к увеличению или уменьшению выпрямленного тока.

В начале коммутационного периода ($u=0$) ток через сопротивление z_a по абсолютной величине равен выпрямленному, т. е.

$$\pm i_a|_{t=0} = i_{d0}. \quad (2)$$

Знаки плюс и минус соответствуют началам отрицательной и положительной полуволны напряжения u .

Имея в виду условие (2) и определяя изменения токов i_a и i_d в течение коммутационного периода длительностью γ и внекоммутационного периода

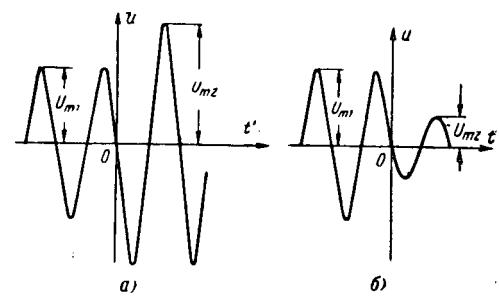


Рис. 2. Изменение во времени напряжения источника питания.

длительностью $\pi - \gamma$, приходим к математической связи между значениями выпрямленного тока в начале и конце любой полуволны напряжения (приложение 2):

$$i_{d\pi} = I_m \sin \varphi \left(1 + e^{-\frac{\pi}{b}} \right) + \\ + i_{d0} e^{-\frac{\pi}{b}} \left(1 - 2 \frac{z_a}{z} \right), \quad (3)$$

где

$$z = z_a + z_d.$$

Полагая в выражении (3)

$$i_{d0} = i_{d\pi} = I_{d0,\pi},$$

получим формулу для вычисления выпрямленного тока в установившемся режиме:

$$I_{d0,\pi} = \frac{I_m \sin \varphi \left(1 + e^{-\frac{\pi}{b}} \right)}{1 - e^{-\frac{\pi}{b}} \left(1 - 2 \frac{z_a}{z} \right)}. \quad (4)$$

Заменив в выражении (П-2) i_{d0} на $I_{d0,\pi}$, получим соотношение, из которого может быть найден угол коммутации γ в установившемся режиме:

$$e^{\frac{\gamma}{b}} \sin(\gamma - \varphi) = \frac{2 \frac{z_a}{z} \sin \varphi + \sin \varphi \left(e^{-\frac{\pi}{b}} - 1 \right)}{1 - e^{-\pi/b} \left(1 - 2 \frac{z_a}{z} \right)}.$$

Если в соотношение (3) вместо

$$I_m \sin \varphi \left(1 + e^{-\frac{\pi}{b}} \right)$$

подставить из (4) равную ему величину

$$I_{d0,\pi} \left(1 - e^{-\frac{\pi}{b}} + e^{-\frac{\pi}{b}} \cdot 2 \frac{z_a}{z} \right),$$

то найдем:

$$i_{d\pi} = i_{d0} e^{-\frac{\pi}{b}} \left(1 - 2 \frac{z_a}{z} \right) + \\ + I_{d0,\pi} \left(1 - e^{-\frac{\pi}{b}} + 2 \frac{z_a}{z} e^{-\frac{\pi}{b}} \right). \quad (5)$$

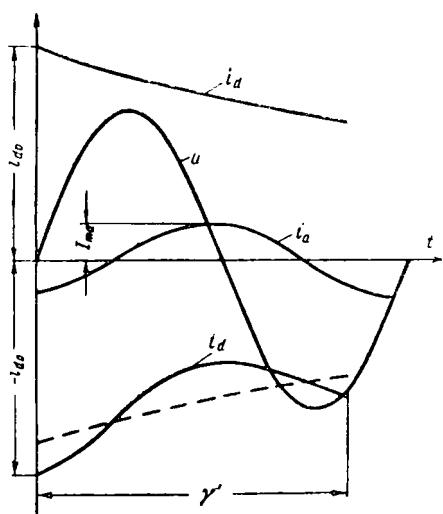


Рис. 3. Кривые, иллюстрирующие коммутационный период $\gamma' > \pi$.

Из этого выражения следует, что значения выпрямленного тока, соответствующие моментам времени, когда напряжение источника питания проходит через нуль, изменяются по экспоненте. Действительно, поскольку $I_{d0,\pi}$ является установившимся значением, на основании (5) при $2z_a/z < 1$ можно найти:

$$\frac{I_{d0,\pi} - i_{d0}}{I_{d0,\pi} - i_{d\pi}} = \frac{1}{e^{-\pi/b} \left(1 - 2 \frac{z_a}{z} \right)} = \text{пост} = e^{\frac{\pi}{\tau}}. \quad (6)$$

Отсюда следует, что постоянная времени вычисляется по формуле

$$\tau = \frac{1}{\frac{1}{b} - \frac{1}{\pi} \ln \left(1 - 2 \frac{z_a}{z} \right)}. \quad (7)$$

Часто приходится иметь дело со случаем, когда $z_a/z_d \ll 1$. Представив натуральный логарифм в виде степенного ряда от z_a/z_d и отбросив члены в третьей и более высоких степенях, получим приближенное значение постоянной времени при этом условии:

$$\tau \approx \frac{x_d}{\frac{2}{\pi} x_a}, \quad (8)$$

Как видно из (7) и (8), при увеличении x_a постоянная времени уменьшается, т. е. переходный процесс протекает быстрее. Это обстоятельство уже отмечалось в литературе [Л. 5 и 6], однако обращалось внимание лишь на ускорение переходного процесса при увеличении выпрямленного тока. В то же время «эффект форсировки» при наличии сопротивления z_a объяснялся действием повышенного напряжения u , так как времена установления переходных процессов при $z_a \neq 0$ и $z_a = 0$ определялись при одинаковых значениях выпрямленного тока. Формулы (7) и (8) дают постоянную времени протекания переходного процесса независимо от величины напряжения на входе схемы.

Из формулы (8) следует, что при отсутствии активных сопротивлений постоянная времени равна:

$$\tau \approx \frac{x_d}{\frac{2}{\pi} x_a}. \quad (9)$$

Эта постоянная действительна лишь при возрастании выпрямленного тока. Интересно, что даже при отсутствии активных сопротивлений переходный процесс при возрастании напряжения определяется уравнением (6) с постоянной времени (9).

Если $z_a = z_d$, то из (7) следует, что постоянная времени равна нулю. В этом случае переходный процесс точно заканчивается за полпериода напряжения u . Действительно, из (3) в данном случае следует:

$$i_{d\pi} = I_m \sin \varphi (1 + e^{-\pi/b}).$$

Из (4) видно, что это и есть установившийся ток $I_{d0,\pi}$, соответствующий $z_a = z_d$.

Установим границу применимости формул (7) и (8). В приложении 2 получено соотношение

$$n = \frac{i_{d0}}{I_{ma}} = \frac{1}{2} [e^{\pi/b} \sin(\gamma - \varphi) + \sin \varphi],$$

из которого следует, что с увеличением n угол перекрытия γ растет. Действительно,

$$\frac{dn}{d\gamma} = \frac{1}{2} e^{\pi/b} \frac{\sin \gamma}{\sin \varphi},$$

т. е. при $\gamma = \pi$ получим максимальное n , равное:

$$n_{rp} = \frac{1}{2} (e^{\pi/b} + 1) \sin \varphi. \quad (10)$$

Если $n < n_{rp}$, то $\gamma < \pi$. Таким образом, постоянная времени переходного процесса находится по формулам (7) и (8) лишь при условии $n < n_{rp}$. При $n > n_{rp}$ переходный процесс протекает иначе (режим Б).

Режим Б. Длительность коммутационного периода γ' больше π . Этот режим существенно отличается от режима А. В приложении 3 показано, что при $n > n_{rp}$ продолжительность периода коммутации γ' зависит от параметров схемы и не может превзойти $\pi + 2\varphi < 2\pi$. Из рис. 3 видно, что в данном режиме знак анодного тока в начале и конце коммутационного периода один и тот же.

Из приложения 3 следует, что значения выпрямленного тока в начале ($u=0$) и конце периода изменения напряжения источника питания связаны соотношением

$$i_{d,2\pi} = I_m \sin \varphi (1 - e^{-2\pi/b}) + i_{d0} e^{-2\pi/b}. \quad (11)$$

Из соотношения (11) следует также, что кривая, соединяющая значения выпрямленных токов через отрезки времени, равные 2π , является экспонентой с асимптотой $I_m \sin \varphi$. Постоянная времени этой экспоненты равна постоянной цепи выпрямленного тока b . Так как $z_a/z < 1$, то из формулы (4) можно видеть, что $I_m \sin \varphi$ всегда меньше установившегося тока $I_{d0,\pi}$, при приближении к которому процесс переходит в режим А.

Действительно, рассматриваемый режим ($\gamma' > \pi$), как следует из выражений (4) и (10), не может быть стационарным и возникает лишь при определенных снижениях амплитуды напряжения (рис. 2, б). Отношение амплитуд напряжения должно быть меньше величины

$$\left(\frac{U_{m2}}{U_{m1}}\right)_{\text{гр}} = \frac{2 \frac{z_a}{z} (1 + e^{-\pi/b})}{\left[1 - e^{-\pi/b} \left(1 - 2 \frac{z_a}{z}\right)\right] (e^{\pi/b} + 1)}, \quad (12)$$

что следует из (4) и (10).

Обозначим через $t_{\text{гр}}$ первый из моментов времени, совпадающих с моментом прохождения напряжения u через нуль, для которых $n < n_{\text{гр}}$ (или $i_d < i_{d\text{гр}}$); этот момент времени совпадает также с началом коммутационного периода. С этого момента кривая, соединяющая через полпериода значения выпрямленного тока, станет экспонентой с постоянной времени, определяемой формулой (7). Асимптотой экспоненты будет установившийся ток $I_{d0,\pi}$. Следовательно,

$$\left. \begin{array}{l} \text{при } 0 \leq t' \leq t_{\text{гр}} \\ i_d = (i_{d0,0} - I_{m2} \sin \varphi) e^{-t'/b} + I_{m2} \sin \varphi; \\ \text{при } t_{\text{гр}} \leq t' \\ i_d = (i_{d\text{гр}} - I_{d0,\pi}) e^{-\frac{t-t_{\text{гр}}}{\tau}} + I_{d0,\pi}, \end{array} \right\} \quad (13)$$

т. е. переходный процесс описывается двумя различными экспонентами. Можно ввести эквивалентную постоянную времени [Л. 7]

$$\tau_3 = \frac{\int_0^{\infty} (i_d - I_{d0,\pi}) dt'}{i_{d0,0} - I_{d0,\pi}}. \quad (14)$$

Так как

$$\frac{I_{d0,\pi}}{i_{d0,0}} = \frac{U_{m2}}{U_{m1}},$$

то из (13) и (14) следует:

$$\begin{aligned} \tau_3 = & \frac{b \left(1 - \frac{I_{m2} \sin \varphi}{i_{d0,0}}\right) \left(1 - e^{-\frac{t_{\text{гр}}}{b}}\right)}{1 - \frac{U_{m2}}{U_{m1}}} + \\ & + \frac{\left(\frac{I_{m2} \sin \varphi}{i_{d0,0}} - \frac{U_{m2}}{U_{m1}}\right) t_{\text{гр}} + \tau \left(\frac{i_{d\text{гр}}}{i_{d0,0}} - \frac{U_{m2}}{U_{m1}}\right)}{1 - \frac{U_{m2}}{U_{m1}}}, \end{aligned} \quad (15)$$

где

$$\frac{I_{m2} \sin \varphi}{i_{d0,0}} = \frac{U_{m2}}{U_{m1}} \frac{1 - e^{-\pi/b} \left(1 - 2 \frac{z_a}{z}\right)}{1 + e^{-\pi/b}},$$

$$\frac{i_{d\text{гр}}}{i_{d0,0}} = \frac{U_{m2}}{U_{m1}} \frac{\frac{z}{2z_a} (1 + e^{\pi/b}) 1 - e^{-\pi/b} \left(1 - 2 \frac{z_a}{z}\right)}{1 + e^{-\pi/b}}.$$

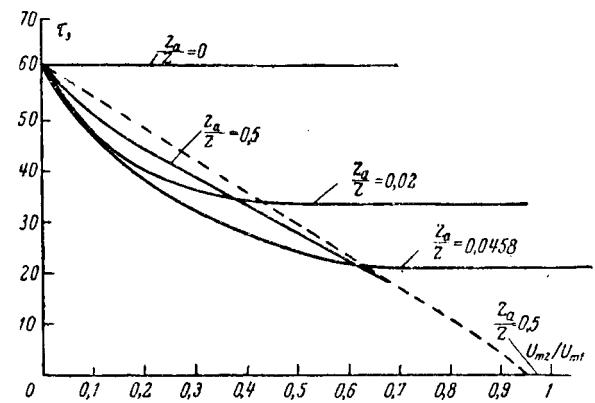


Рис. 4. Кривые, характеризующие изменение эквивалентной постоянной времени от отношения амплитуд U_{m2}/U_{m1} при $b=61$.

Штриховыми линиями показана граница, справа от которой постоянная времени не зависит от U_{m2}/U_{m1} .

Значение $t_{\text{гр}}$ находится из формулы

$$e^{-t_{\text{гр}}/b} = \frac{\frac{i_{d\text{гр}}}{i_{d0,0}} - \frac{I_{m2} \sin \varphi}{i_{d0,0}}}{1 - \frac{I_{m2} \sin \varphi}{i_{d0,0}}}.$$

Таким образом, создается возможность представить эквивалентную постоянную времени τ_3 в зависимости от отношения амплитуд U_{m2}/U_{m1} . Кривые на рис. 4 показывают, что с увеличением U_{m2}/U_{m1} постоянная времени уменьшается, если это отношение не превосходит граничного значения (12). Если же это отношение больше граничного значения, то постоянная времени не зависит от отношения амплитуд и равна τ . Если $z_a/z=0$, она также не зависит от напряжения и равна b .

Аналитические выражения для режимов *A* и *B* позволяют найти значения выпрямленных токов в дискретные равностоящие (в пределах каждого режима) моменты времени.

Режим B. Отсутствие напряжения питания ($U_{m2}=0$). Изменение тока в этом случае происходит с постоянной времени, равной b . В отличие от двух предыдущих режимов все значения тока лежат на экспоненте.

Приложение 1. Докажем, что начало коммутационного периода совпадает с моментом времени, когда $u=0$, если

$$\frac{x_a}{r_a} = \frac{x_d}{r_d}.$$

Во внекоммутационный период, предшествующий коммутационному, $i_a = \pm i_d$. Огсюда следует, что

$$\frac{u_a}{u_d} = \frac{r_a' i_a + \frac{x_a}{r_a} \frac{di_a}{dt}}{r_d (i_d + \frac{x_d}{r_d} \frac{di_d}{dt})} = \pm \frac{r_a}{r_d}$$

или

$$\frac{u_a + u_d}{u_d} = \pm \frac{r_a + r_d}{r_d}.$$

В момент прохождения напряжения u через нулевое значение $u_a + u_d = 0$ и, следовательно, $u_d = 0$. Это не означает, что любой момент времени, когда $u=0$, является началом коммутационного периода.

Приложение 2. Найдем связь между значениями выпрямленного тока в начале и конце любой полуволны напряжения для режима *A*.

В интервале $0 \leq t \leq \gamma$ имеем:

$$i_a = I_{ma} \sin(t - \varphi) + C_a e^{-t/b}; \quad i_d = i_{d0} e^{-t/b}. \quad (\text{П-1})$$

В начале положительной полуволны напряжения ($t=0$) токи i_a и i_d равны и противоположны по знаку¹. Поэтому из (П-1) и (2) следует:

$$e^{-\frac{t}{b}} \sin(\gamma - \varphi) = \frac{2i_{d0}}{I_{ma}} - \sin \varphi. \quad (\text{П-2})$$

В интервале $\gamma \leq t \leq \pi$

$$i_d = I_m \sin(t - \varphi) + C e^{-\frac{t-\gamma}{b}}. \quad (\text{П-3})$$

Постоянная C определяется из условия равенства токов i_a и i_d при $t = \gamma$:

$$C = i_{d0} e^{-\gamma/b} - I_m \sin(\gamma - \varphi),$$

отсюда

$$i_{d\pi} = I_m \sin \varphi + i_{d0} e^{-\pi/b} - I_m e^{-(\pi-\gamma)/b} \sin(\gamma - \varphi). \quad (\text{П-4})$$

Решив совместно (П-2) и (П-4), получим уравнение (3).

Приложение 3. Установим соотношение для режима *B* между значениями выпрямленного тока в начале и конце периода изменения напряжения.

В интервале $0 \leq t \leq \gamma'$

$$i_a = I_{ma} \sin(t - \varphi) + (-i_{d0} + I_{ma} \sin \varphi) e^{-t/b}.$$

Из рис. 3 следует, что всегда $\gamma' < 2\pi$. Поэтому

$$I_{ma} \sin(\gamma' - \varphi) + (-i_{d0} + I_{ma} \sin \varphi) e^{-\gamma'/b} = -i_{d0} e^{-\gamma'/b},$$

¹ Связь между значениями $i_{d\pi}$ и i_{d0} не зависит от знака полуволны напряжения.

т. е.

$$\sin(\gamma' - \varphi) = -\sin \varphi e^{-\gamma'/b}. \quad (\text{П-5})$$

Таким образом, пока выполняется неравенство $n > n_{rp}$, угол γ' остается постоянным.

В интервале $\gamma' \leq t \leq 2\pi$

$$-i_d = I_m \sin(t - \varphi) + C e^{-(t-\gamma')/b},$$

где

$$C = -i_{d0} e^{-\gamma'/b} - I_m \sin(\gamma' - \varphi).$$

Следовательно, при $t = 2\pi$

$$i_{d, 2\pi} = I_m \sin \varphi + i_{d0} e^{-2\pi/b} + I_m e^{-(2\pi-\gamma')/b} \sin(\gamma' - \varphi).$$

Подставив $\sin(\gamma' - \varphi)$ из (П-5), получим уравнение (11).

Л и т е р а т у р а

1. Глебов И. А., Системы возбуждения синхронных генераторов с управляемыми преобразователями, Изд-во АН СССР, 1960.

2. Зборовский И. А. и Тарасов Н. М., К расчету переходных процессов в цепях возбуждения синхронных машин с полупроводниковыми вентилями. Исследование цепей возбуждения и параметров электрических машин переменного тока, Труды Уральского политехнического института, сб. 124, 1962.

3. Нейман Л. Р., Глинтерник Р. С., Емельянов А. В. и Новицкий В. Г., Электропередача постоянного тока как элемент энергетической системы, Изд-во АН СССР, 1962.

4. Булгаков А. А., Основы динамики управляемых вентильных систем, Изд-во АН СССР, 1963.

5. Бессонов Л. А., Автоколебания в электрических цепях со сталью, Госэнергоиздат, 1958.

6. Бессонов Л. А., Нелинейные электрические цепи, Изд-во «Высшая школа», 1964.

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

[11.11.1964]

◆ ◆ ◆

УДК 621.314.58

Обратный ток в высоковольтном ионном приборе

Канд. техн. наук Н. С. КЛИМОВ и инж. В. П. ТОКАРЕВ

Всесоюзный электротехнический институт им. Ленина

Обратный ток оказывает влияние на вероятность обратных зажиганий и срок службы высоковольтного ионного прибора. Это обусловливает необходимость разработки надежной методики измерения величины обратного тока и исследования его зависимости от параметров, определяющих процесс дейонизации. Основными из этих параметров являются: скорость спадания прямого тока, скорость нарастания скачка обратного напряжения, величина скачка обратного напряжения и плотность ртутного пара.

После прекращения прямого тока и приложения скачком обратного напряжения на анод ионного прибора устремляются оставшиеся в газоразрядном промежутке ионы, а электроны ввиду их малой по сравнению с ионами массы быстро уходят из прианодной области. Поэтому у анода образуется слой положительного пространственного заряда (ионный слой), к которому и прикладывается обратное напряжение. За ионным слоем остаточная плазма находится практически под потенциалом катода.

Деионизация здесь идет по закону амбиполярной диффузии. При этом в цепи высоковольтного газоразрядного прибора протекает обратный ток, состоящий из ионного тока на анод и тока смещения. Ионный ток определяется амбиполярной диффузией ионов плазмы на анод (его статическая составляющая) и изменением границы перемещающегося от анода ионного слоя (динамическая составляющая). Ток смещения обусловлен нарастанием обратного напряжения и емкостью вентиля, т. е. определяется изменением поверхностной плотности зарядов на аноде.

Из известных работ по измерению обратного тока при высоком напряжении остановимся на диссертационной работе Б. Г. Менделева (1949 г.). Результаты проведенных им измерений сыграли положительную роль при оценке величины обратного тока в высоковольтных ионных приборах. Однако методика измерений имела некоторые недостатки, которые могли оказать влияние на результаты измерений. Например, на спадающем участке осцилло-

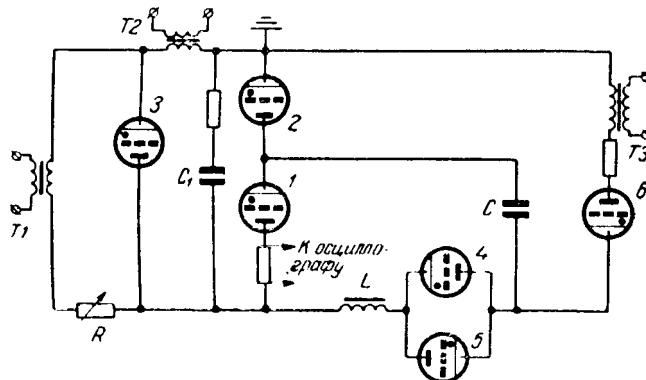


Рис. 1. Схема испытательной установки.

грамм обратного тока наблюдался резкий переход от быстрого спада обратного тока к более медленному, а в то же время на кривой обратного напряжения подобный излом отсутствовал. Резкий переход в кривой обратного тока мог быть вызван индуктивностью шунта. При измерениях к сетке лампы прикладывались отрицательные напряжения в несколько сотен вольт, что значительно превышает нормальное рабочее сеточное напряжение для этой лампы (6АС7).

Методика измерений. Измерения и исследования обратного тока в высоковольтном ионном приборе были проведены на установке, схема которой изображена на рис. 1. Установка дает возможность одновременно испытывать вентиль 1 в выпрямительном режиме и вентиль 2 — в инверторном. На этой установке, потребляющей небольшую мощность, создаются условия работы вентилей, близкие к реальным. Установка состоит из контура испытательного тока (трансформаторы T_1 и T_2 , испытуемые вентили 1 и 2, реостат и коммутирующий вентиль 3) и контура испытательного напряжения (трансформатор T_3 , вспомогательные вентили 4, 5, 6, батарея конденсаторов C и реактор L). Контур вольтодобавочного синусоидального напряжения на рис. 1 не показан.

Основная трудность при измерении обратного тока заключается в том, что в той же цепи в проводящем направлении протекает ток, во много раз превосходящий измеряемый. В вентиле 1 — это испытательный ток с амплитудой до 500 а и протекающий непосредственно заnim ток перезаряда (рис. 2). Контур вольтодобавочного синусоидального напряжения на рис. 1 не показан.

С целью получения достоверных результатов измерения производились тремя различными методами: разработанным авторами методом, который базируется на применении ограничителя, и усовершенствованными методами, основанными на использовании либо механического коммутатора, либо силового полупроводникового диода. В первых двух случаях на точность полученных результатов особое влияние оказывает конструкция измерительного шунта, индуктивность которого должна быть весьма малой (порядка 10^{-8} гн).

На рис. 3,а показана схема измерения обратного тока с применением ограничителя. Обратный ток определялся путем осциллографирования падения напряжения на шунте с сопротивлением 0,1—0,5 ом. Сигнал, снятый с шунта, подавался через ограничитель в осциллограф.

читель (диод 6Д6А и со-
противление $R = 300 \div$
1 000 ом) на усилитель.

Шунт имеет бифилярную конструкцию. В одном направлении ток идет по внутреннему цилинду, сделанному из латуни, а в обратном — по никромовым проволочкам, образующим внешний цилиндр. Вся эта конструкция помещается в герметический стальной корпус и охлаждается проточным маслом. Корпус одновременно служит экраном от наводок. Никромовые проволочки длиной 10 см размещаются в непосредственной близости от внутреннего цилиндра диаметром 300 мм и изолированы от него тонким слоем конденсаторной бумаги. Благодаря этому обеспечивается малая индуктивность шунта.

Ее расчет по методу, предложенному в [Л. 1], дает величину порядка 10^{-9} гн . С целью экспериментальной оценки индуктивности шунта были изготовлены два идентичных шунта, в одном из которых были никромовые проволочки ($r_{ш} = 0,2 \text{ ом}$), а в другом — медные ($r_{ш} = 0,003 \text{ ом}$). Оба шунта были включены последовательно в цепь исследуемого прибора. Скорость спадания разрядного тока составляла 10^6 а/сек . При этом с шунта, выполненного на медных проволочках, никакого сигнала от обратного тока не поступило. В то же время шунт из никромовых проволочек позволил получить достаточноенный сигнал от обратного тока. Этот сравнительный эксперимент показал, что индуктивности шунтов предельно малы.

Передача измеряемого сигнала и питание усилителя осуществлялись через экранированный кабель типа РД-16. С целью проверки отсутствия наводок производилось осциллографирование усиленного сигнала с шунта, когда только одна рабочая клемма была подключена к силовой цепи. Измерения показали, что наводки на шунт, передающие цепи и на усилитель практически отсутствовали. У диода 6Д6А, применявшегося в качестве ограничителя, вольт-амперная характеристика линейна в диапазоне измеряемых величин сигналов. Для усиления сигнала использовался усилитель с коэффициентом усиления 250 и частотной харак-

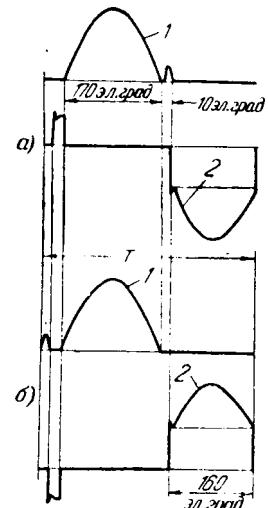


Рис. 2. Кривые токов и напряжений на испытуемых вентилях, работающих в выпрямительном (а) и инверторном (б) режимах.

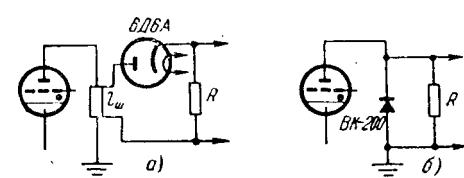


Рис. 3. Схемы для измерения обратного тока.

а — с ограничителем; *б* — с полупроводниковым диодом.

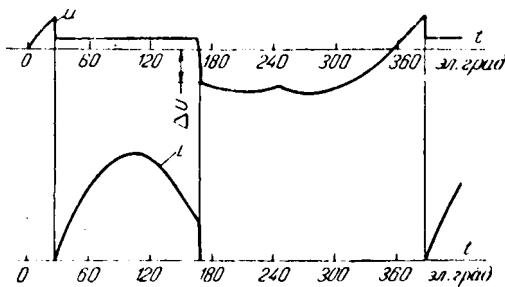


Рис. 4. Кривые напряжения и тока при измерениях на низком напряжении.

теристикой, обеспечивающей передачу без заметного ослабления сигналов с частотой до $4 \cdot 10^5$ гц. Величина интеграла обратного тока находилась графическим методом.

При измерении обратного тока с применением механического коммутатора оказалось трудно добиться, чтобы разделение цепей прямого и обратного токов происходило в момент перехода прямого тока через нуль. Поэтому для воспроизведения переднего фронта кривой обратного тока приходилось настраивать коммутатор так, чтобы шунт размыкался несколько раньше этого момента. Это более раннее размыкание шунта обеспечивало также восстановление изоляции воздушного промежутка между контактами коммутатора. Однако все это приводило к тому, что на вход усилителя, кроме падения напряжения от обратного тока, подавалось превышающее его падение напряжения от части прямого тока.

Измерение обратного тока с применением силового полупроводникового диода (рис. 3,б) является наиболее простым. Однако полупроводниковый диод вносит искажения, обусловленные собственным обратным током.

Несмотря на различие методов измерений, полученные результаты оказались вполне сопоставимыми. Разница в результатах не превышала 30% и в основном относилась к случаю применения полупроводникового диода.

Наиболее точным является метод измерения обратного тока с помощью ограничителя.

Для оценки составляющих обратного тока в высоковольтном ионном приборе измерения проводились при низком и высоком напряжениях.

При измерениях на низком напряжении использовался низковольтный контур испытательной установки (рис. 1). С помощью коммутирующего вентиля 3 и трансформатора T_2 имелась возможность в широких пределах изменять скорость спадания тока разряда через испытуемый прибор 1. На рис. 4 показаны кривые разрядного тока (амплитуда до 500 а) и напряжения на исследуемом приборе ($\Delta U = 50-100$ в).

Измерения на высоком обратном напряжении производились при работе высоковольтного колебательного контура (рис. 1), в который входят конденсаторы $C = 0,45 \text{ мкФ}$; индуктивность $L = 62 \cdot 10^{-3} \div 129 \cdot 10^{-3}$ гн и вентиль 5. Амплитуда тока колебательного контура может достигать 200 а при длительности полупериода колебаний 10 эл. град. Можно считать, что при такой длительности проте-

кания разрядного тока его амплитуда не влияет на остаточную концентрацию зарядов. Деионизация в исследуемом приборе происходит при обратном напряжении $\Delta U = 30 \div 80$ кв, которое нарастает за время $\Delta t = 30 \div 90$ мкесек. Постоянство $\frac{\Delta U}{\Delta t}$ обеспечивалось конденсаторами, присоединившимися параллельно прибору.

Результаты измерений. На рис. 5 показаны характерные осциллограммы обратного тока.

Обратный ток, измеренный при низком напряжении, с достаточным приближением можно считать статическим ионным током. Из осциллограммы на рис. 5,а видно, что статический обратный ток скачком нарастает до своего максимального значения и затем спадает по экспоненте. Промежуток времени, в течение которого обратный ток уменьшается до 5% от своего максимального значения, будем называть длительностью обратного тока $t_{\text{ст}}$. Считая, что это время равно трем постоянным времени деионизации, можно определить постоянную времени деионизации прибора, которая согласно проведенным измерениям составляет 60—70 мкесек.

Из рис. 6 видно, что при увеличении скорости спада разрядного тока приблизительно линейно возрастают максимальное значение обратного тока и его длительность.

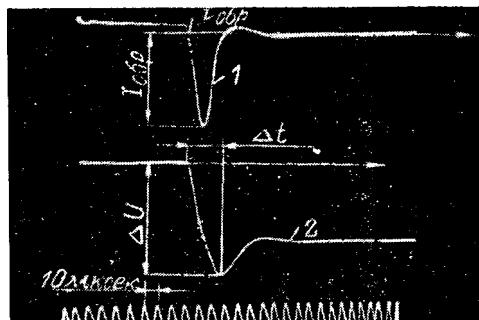
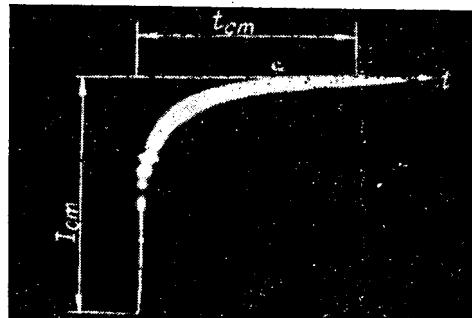


Рис. 5. Характерные осциллограммы обратного тока.

а—при низком напряжении; $\Delta U = 50$ в; $\frac{\Delta U}{\Delta t} = 10^6$ в/сек;
 $\rho = 1,8 \cdot 10^{-3}$ мм рт.ст.; $I_{\text{ст}} = 0,5$ а; $t_{\text{ст}} = 220$ мкесек; б—при высоком обратном напряжении; $\Delta U = 50$ кв; $\Delta t = 25$ мкесек; $\frac{dI}{dt} = 3 \cdot 10^6$ а/сек;
 $\frac{\Delta U}{\Delta t} = 2 \cdot 10^9$ в/сек; $I_{\text{обр}} = 9,0$ а; $t_{\text{обр}} = 30$ мкесек; 1—обратный ток;
2—обратное напряжение.

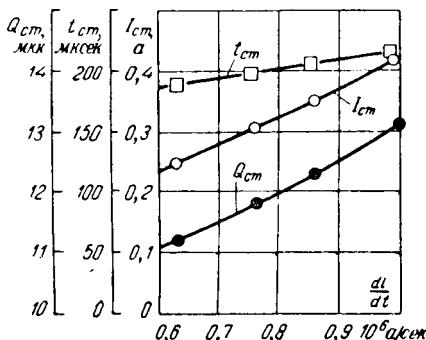


Рис. 6. Зависимости величин, характеризующих обратный ток при низком обратном напряжении от скорости спада разрядного тока при постоянной плотности ртутного пара.

Количество электричества

$$Q_{ct} = \int_0^{t_{ct}} i_{ct} dt$$

возрастает несколько быстрее.

Для исследования зависимости статического обратного тока от плотности ртутного пара температура охлаждающего масла изменялась от 19 до 40° С; при этом плотность ртутного пара в приборе изменялась от $1,2 \cdot 10^{-3}$ до $6,5 \cdot 10^{-3}$ мм рт. ст. Измерения, проведенные при $\frac{di}{dt} = 0,5 \cdot 10^6$ а/сек, показали, что на амплитуду обратного тока I_{ct} , его длительность t_{ct} и интеграл Q_{ct} плотность ртутного пара в указанных пределах не влияет и лишь при увеличении ее до $15 \cdot 10^{-3}$ мм рт. ст. наблюдается тенденция к росту этих величин.

По измеренной величине обратного тока можно приближенно оценить остаточную концентрацию зарядов в газоразрядном промежутке прибора, считая, что статический обратный ток образуется за счет половины остаточных зарядов, которые в процессе деионизации попадают на анод (вторая половина зарядов уходит в сторону катода). При этом не учитываются рекомбинация зарядов на стенах, так как радиус газоразрядного цилиндра в 8 раз больше расстояния между плоскими электродами, и рекомбинация зарядов в объеме из-за малой плотности ртутного пара. Учитывая сказанное, можно оценить усредненную по объему концентрацию остаточных зарядов следующим образом:

$$n_e = \frac{N_e}{ve} = \frac{2Q_{ct}}{ve},$$

где N_e — полное число остаточных зарядов одного знака в газоразрядном объеме;
 v — объем газоразрядного промежутка (в данном случае $v = 1800 \text{ см}^3$);
 e — заряд электрона.

При $Q_{ct} = 10 \cdot 10^{-6}$ к концентрация остаточных зарядов равна:

$$n_e = \frac{2 \cdot 10 \cdot 10^{-6}}{1800 \cdot 1,6 \cdot 10^{-19}} \approx 10^{11} \text{ см}^{-3}.$$

Принимая распределение концентрации зарядов по синусоиде вдоль оси разряда и по функции Бесселя нулевого порядка в поперечном направлении, можно оценить концентрацию зарядов в центре симметрии газоразрядного объема величиной 10^{12} см^{-3} .

При высоком обратном напряжении, когда $\Delta U = 70$ кв, время нарастания скачка напряжения $\Delta t = 70 \cdot 10^{-6}$ сек и скорость спада разрядного тока $\frac{di}{dt} = 0,9 \cdot 10^6$ а/сек, амплитуда обратного тока $I_{обр} = 4,5$ а; время его протекания $t_{обр} = 90 \cdot 10^{-6}$ сек и интеграл $Q_{обр} = 110 \cdot 10^{-6}$ к. Измеренный обратный ток при высоком напряжении и при той же остаточной концентрации зарядов, что и при низком обратном напряжении (при одинаковой скорости спада прямого тока), примерно на порядок больше, чем обратный ток при низком напряжении. Увеличение обратного тока в данном случае связано с возникновением двух новых составляющих обратного тока: динамической составляющей ионного тока и тока смещения. Из рис. 7 видно, что амплитуда обратного тока $I_{обр}$ и его длительность $t_{обр}$ линейно зависят от скорости спада разрядного тока. Зависимость количества электричества

$$Q_{обр} = \int_0^{t_{обр}} i_{обр} dt,$$

прошедшего через прибор в обратном направлении, можно с достаточным приближением аппроксимировать уравнением

$$Q_{обр} = k_Q \left(\frac{di}{dt} \right)^{3/2}.$$

Проведенные исследования показали, что амплитуда обратного тока главным образом зависит от скорости нарастания обратного напряжения (рис. 8).

Возрастание обратного тока при увеличении $\frac{du}{dt}$ может быть объяснено тем, что при более быстром нарастании обратного напряжения ионный слой распространяется с большей скоростью и большее число зарядов попадает в поле анода, возрастает также и ток смещения.

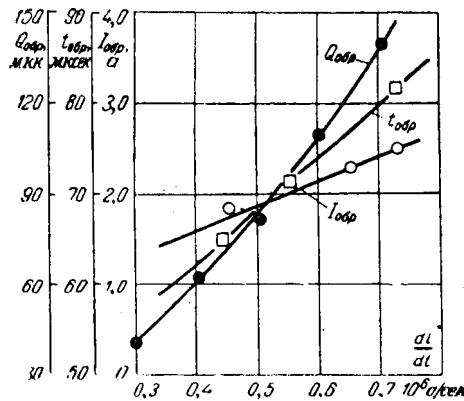


Рис. 7. Зависимости величин, характеризующих обратный ток при высоком обратном напряжении от скорости спада разрядного тока при $\Delta U = 50$ кв и $\frac{\Delta U}{\Delta t} = 0,8 \cdot 10^6$ в/сек.

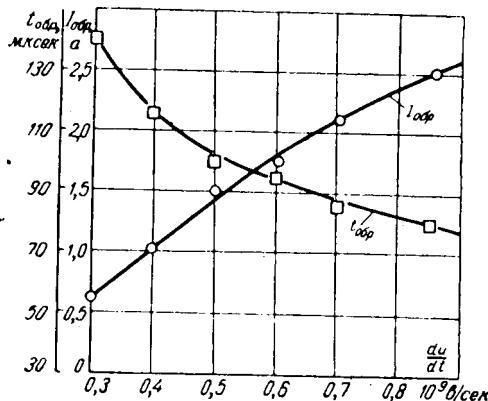


Рис. 8. Зависимости величин, характеризующих обратный ток, от скорости нарастания обратного напряжения при $\Delta U = 50$ кв и $\frac{di}{dt} = 0,7 \cdot 10^6$ а/сек.

При изменении скачка обратного напряжения ΔU в пределах от 30 до 70 кв ($\frac{di}{dt} = 0,7 \cdot 10^6$ а/сек; $\frac{du}{dt} = 10^9$ в/сек) амплитуда обратного тока оставалась практически постоянной, а его длительность увеличивалась пропорционально ΔU .

В измеренном обратном токе важно оценить величину ионной составляющей, связанной с переносом на анод зарядов, обладающих большими энергиями. Для этого необходимо разделить обратный ток на основные составляющие — ионную составляющую и ток смещения. Ток смещения возникает в результате изменения поверхностной плотности зарядов на аноде, что определяется нарастанием обратного напряжения и наличием существенной динамической емкости $C_{дин}$ промежутка, образующегося в процессе десионизации между анодом и плазмой. Эта емкость в начальный момент значительно превышает статическую емкость прибора. В процессе десионизации динамическая емкость уменьшается. Ток смещения можно представить следующим образом:

$$i_{см} = C_{дин} \frac{du}{dt} + u \frac{dC_{дин}}{dt}.$$

В правой части этого равенства первое слагаемое положительно, а второе отрицательно, так как динамическая емкость со временем убывает.

Определим величину динамической емкости, используя формулу для плоского конденсатора

$$C_{дин} = \frac{\epsilon_0 S}{4\pi\delta},$$

где $\epsilon_0 = 1$;

S — площадь торцовой поверхности анода;
 δ — толщина ионного слоя.

Если предположить, что ионный слой распространяется от анода с равномерной скоростью, то $\delta = kt$, где k — постоянная величина. В результате измерений было установлено, что ионный слой отходит от анода на расстояние приблизительно 7 см за время 70 мкsec, поэтому

$$k = 10^5 \text{ см/сек.}$$

Можно принять также, что обратное напряжение изменяется по косинусоиде $u = -\frac{\Delta U}{2} \cos \omega t$, где $\omega \approx 0,5 \cdot 10^6$ 1/сек. Исходя из указанных предположений, на рис. 9 построены зависимости от времени динамической емкости, тока смещения и его составляющих.

В результате произведенной оценки тока смещения можно сказать, что для режима, когда $\frac{di}{dt} = 10^6$ а/сек, $\Delta U = 70$ кв, $\Delta t = 70$ мкsec ($\frac{\Delta U}{\Delta t} = 10^9$ в/сек) и $p = 2 \cdot 10^{-3}$ мм рт.ст., амплитуда тока смещения составляет 35—40%, а его интеграл — около 50% от измеренных значений. Остальная часть обратного тока является ионной составляющей, в которой основная роль принадлежит динамическому ионному току.

Амплитуда ионного обратного тока в этом случае равна 3 а, а длительность 80 мкsec. При таких сравнительно малых скоростях восстановления обратного напряжения время нарастания напряжения Δt во много раз больше, чем время, необходимое иону на прохождение расстояния до анода, т. е. ионы успевают «следить» за изменением напряжения. Расстояние, пройденное ионом, попавшим в поле анода за время Δt , можно вычислить по формуле

$$l = \frac{eE}{2m_i} (\Delta t)^2,$$

где E — напряженность электрического поля в ионном слое, в/м;

m_i — масса иона (для ртути $m_i = 3,34 \cdot 10^{-25}$ кг).

Напряженность электрического поля $E = \frac{u(t)}{\delta(t)}$

в промежутке времени Δt можно считать постоянной, если принять, что u и δ изменяются со временем линейно. Кроме того, для различных $\frac{\Delta U}{\Delta t}$ величина E может быть принята одинаковой и равной приблизительно 10^6 в/м. (Как показали специальные исследования, ионный слой для различных $\frac{\Delta U}{\Delta t}$ за время, рав-

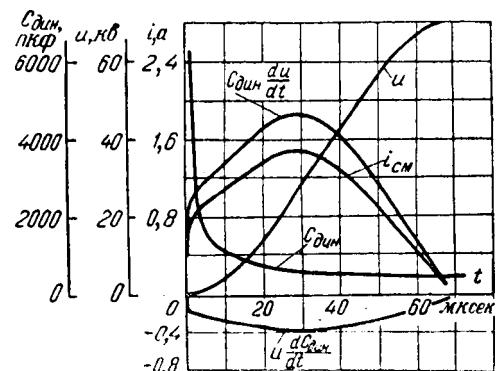


Рис. 9. Изменение во времени величин, характеризующих ток смещения при $\Delta U = 70$ кв и $\frac{\Delta U}{\Delta t} = 10^9$ в/сек.

ное Δt , отходит от анода примерно на одинаковое расстояние, равное 7 см). При указанных выше параметрах ион, попавший в поле анода, успел бы пройти расстояние, равное 1 200 м. Расчет толщины ионного слоя при этих параметрах по уравнению «трех вторых» дает завышенные результаты, так как длина свободного пробега ионов λ_i соизмерима с толщиной слоя δ .

При $\frac{\Delta U}{\Delta t} = 10^{10}$ в/сек ($\Delta U = 40$ в; $\Delta t = 4$ мкsec) за время нарастания напряжения ион успел бы преодолеть расстояние $l = 4$ м, что превышает толщину ионного слоя δ . Однако при таких величинах $\frac{\Delta U}{\Delta t}$ преобладает ток смещения. Как показали измерения обратного тока в схеме Кингдона — Лаутона, при предельных величинах $\frac{di}{dt}$ и $\frac{\Delta U}{\Delta t}$ для данного типа прибора ($\frac{di}{dt} = 5 \cdot 10^6$ а/сек, $\frac{\Delta U}{\Delta t} = 10^{10}$ в/сек, $\Delta U = 40$ кв) ток смещения составляет 80—90% от измеренного обратного тока, а остальные 10—20% приходятся на ионную составляющую.

В этом предельном режиме амплитуда измеренного обратного тока была равна 30 а, длительность около 10 мкsec и количество прошедшего электричества 150 мкк. На рис. 10 показана осциллограмма возникшего при этом обратного зажигания.

При $\frac{\Delta U}{\Delta t}$ порядка 10^{12} в/сек ионы за время нарастания обратного напряжения успевают продвинуться лишь на 0,4 мм, а поле анода распространяется

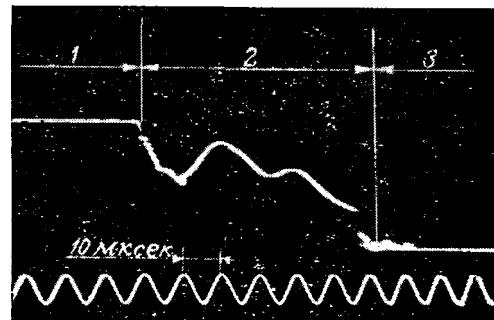


Рис. 10. Осциллограмма обратного зажигания прибора при $\frac{di}{dt} = 5 \cdot 10^6$ а/сек и $\frac{\Delta U}{\Delta t} = 6 \cdot 10^9$ в/сек.

1 — прямой ток; 2 — развитие обратного зажигания; 3 — ток обратного зажигания.

ется на расстояние, исчисляемое сантиметрами. Таким образом, при таких больших скоростях нарастания обратного напряжения можно считать, что ионы в течение времени Δt остаются неподвижными, и практически весь обратный ток является током смещения.

Л и т е р а т у р а

1. Kubat M., Determination of inverse current of mercury arc rectifier by measurement and calculation, «Direct Current», 1957, № 5.

2. Грановский В. Л. и Лукацкая И. А., Природа обратного тока в ионном вентиле при высоком обратном напряжении, «Электричество», 1953, № 8.

[2.7.1965]



УДК 621.311.1.018.782.3 + 681.142.32

Алгоритм и программа расчета на ЭЦВМ электромагнитных переходных процессов в электрических системах

Доктор техн. наук, проф. А. И. ДОЛГИНОВ, канд. техн. наук А. И. СТУПЕЛЬ
и инж. Л. С. ЛЕВИНА
ВНИИЭ

Введение. В последние годы переходные процессы в электрических системах все чаще рассчитываются на ЭЦВМ. К этим процессам можно отнести коммутационные (и грозовые) перенапряжения, переходные токи короткого замыкания и восстанавливающиеся напряжения на контактах выключателей. Большим достоинством ЭЦВМ является возможность воспроизводить любые заданные характеристики элементов системы и предусматривать производные виды коммутаций в системе, вплоть до самых сложных. Во ВНИИЭ разработаны и опробованы программы расчета на ЭЦВМ, позволяющие вести широкие исследования систем защиты от перенапряжений. Использование ЭЦВМ для расчета схем грозозащиты подстанций освещено в [Л. 2].

Характеристика системы. Система, исследуемая на ЭЦВМ, является по своей структуре трехфаз-

ной, с длинными линиями, в которой волновые процессы вдоль линии играют доминирующую роль. Источники в системе задаются неизменными э. д. с. Трансформаторы задаются своими реактивностями рассеяния и характеристиками намагничивания. Выключатели допускают произвольную очередь замыкания и размыкания основных и вспомогательных контактов.

Разрядники задаются своими защитными и дугогасящими характеристиками. Предусмотрены реакторы поперечной компенсации и установки продольной компенсации с защитными аппаратами. Аварийные коммутации представлены элементами «короткого замыкания» и «обрыва фаз». Все элементы допускают произвольное присоединение в узлах системы. При желании в некоторых точках линии могут быть включены элементы, имитирующие потери на корону.

Представление функций напряжения и тока. Функции $u(\tau)$ и $i(\tau)$ представляются рядом чисел с интервалом или расчетным шагом $\Delta\tau$, причем выбор $\Delta\tau$ основывается на соотношении $\Delta\tau < \frac{\pi\omega_0}{\omega_m}$, где ω_m — максимальная ожидаемая частота колебаний в системе, $\omega_0 = 314$ [Л. 1]. Дискретные значения напряжения (или тока) на k -м шаге расчета обозначаем через U^k и называем «числовой волной».

Матрицы функций и параметров цепей. В трехфазной системе числовые волны напряжения и тока задаются матрицами-столбцами U^k и I^k , а сопротивления и проводимости квадратными матрицами Z и Y третьего порядка. Матрицы Z и Y могут быть заданы в фазных или симметричных координатах. Для двухцепных элементов системы (линий электропередачи) используются матрицы 6-го порядка.

Фазные и симметричные координаты. В расчетах могут быть использованы фазные координаты a, b, c или симметричные координаты. Применение фазных координат целесообразно при пофазных несимметриях; симметричных — при различии параметров по каналам этих координат. Введение симметричных координат соответствует диагонализации матриц Z и Y симметричных элементов сети. Для статических симметричных элементов (линии, трансформаторы без учета шунта намагничивания) можно предложить множество симметричных координат. В данном алгоритме использована модифицированная система координат $\gamma, \delta, 0$, в которой по каналам γ, δ распространяются составляющие «фаза—нуль» (например $a=0$ и $b=0$) и по каналу 0 составляющая «три фазы—земля». Матрицы преобразования S координат a, b, c в $\gamma, \delta, 0$ и обратного преобразования S^{-1} имеют следующий вид:

$$S = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 1 \\ 0 & 1 & 1 \\ -1 & -1 & 1 \end{bmatrix} \quad S^{-1} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ 1 & 1 & 1 \end{bmatrix}. \quad (1)$$

Преобразования U, I и Z, Y в координатах a, b, c в U', I' и Z', Y' в координатах $\gamma, \delta, 0$ и обратные преобразования даются формулами

$$\left. \begin{array}{l} U = SU'; \quad I = SI'; \\ U' = S^{-1}U; \quad I' = S^{-1}I; \end{array} \right\} \quad (2a)$$

$$\left. \begin{array}{l} Z' = S^{-1}ZS; \quad Y' = S^{-1}YS; \\ Z = SZ'S^{-1}; \quad Y = SY'S^{-1}. \end{array} \right\} \quad (2b)$$

Матрицы Z', Y' симметричных элементов имеют диагональную формулу.

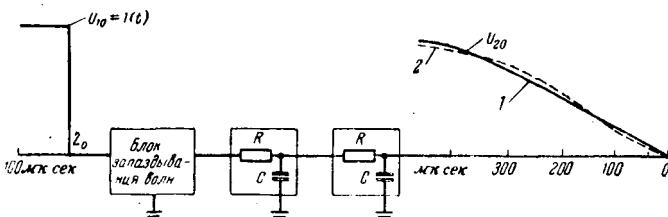


Рис. 1. Блок-схема передачи волн по нулевому каналу.

Математическая модель волнового процесса вдоль одноцепных воздушных линий. Линию без потерь можно рассматривать как элемент электрической цепи, осуществляющий передачу числовых волн между узлами с запаздыванием, равным l (эл. радиан), что соответствует $n = \frac{l}{\Delta\tau}$ расчетных шагов. Соответственно двум направлениям по линии различают прямые волны U^+, I^+ и обратные волны U^-, I^- сумма $U^+ + U^- = U, I^+ + I^- = I$, где U и I — полные напряжения и ток в данной точке линии.

Между напряжением и током прямых и обратных волн существует следующая связь:

$$\left. \begin{array}{l} U^+ = ZI^+; \quad U^- = -ZI^-; \\ I^+ = YU^+; \quad I^- = -YU^-. \end{array} \right\} \quad (3)$$

где Z, Y — матрицы волнового сопротивления и проводимости линии.

$$Z = \begin{bmatrix} z & z^* & z^* \\ z^* & z & z^* \\ z^* & z^* & z \end{bmatrix}; \quad Y = \begin{bmatrix} y & y^* & y^* \\ y^* & y & y^* \\ y^* & y^* & y \end{bmatrix}, \quad (4a)$$

где z, y — собственные, а z^*, y^* — взаимные волновые сопротивления и проводимости.

В координатах $\gamma, \delta, 0$

$$Z' = \begin{bmatrix} z_1 & 0 & 0 \\ 0 & z_1 & 0 \\ 0 & 0 & z_0 \end{bmatrix}; \quad Y' = \begin{bmatrix} y_1 & 0 & 0 \\ 0 & y_1 & 0 \\ 0 & 0 & y_0 \end{bmatrix}, \quad (4b)$$

где z_1, y_1 — волновые параметры по каналам γ, δ (прямая последовательность);

z_0, y_0 — волновые параметры по каналу 0 (нулевая последовательность).

На линии без потерь применение фазных или симметричных координат вполне равноценно. На симметричной линии с потерями в проводах и земле необходимо применение симметричных координат.

Влияние потерь по каналам γ, δ учитывается умножением числовых U^k при их пробеге линии длиной l на коэффициент затухания $m = e^{-\beta l}$, где $\beta = \frac{r_0}{2z_1}$, r_0 — удельное активное сопротивление проводов.

Волны, движущиеся по нулевому каналу, интенсивно затухают и искажаются вследствие потерь в земле. Влияние этих потерь учитывается прохождением волн U^+ и U^- перед набеганием на узловую точку через блок-схему, показанную на рис. 1. Эта схема отражает реальную частотную передаточную функцию

$$k(j\omega) = \frac{\dot{U}_{20}}{\dot{U}_{10}}, \quad (5)$$

где U_{10} и \dot{U}_{20} — напряжения в начале и в конце нулевого канала линии. На рис. 1 приведены кривые искажения волн; кривая 1 построена по формуле Карсона, кривая 2 вычислена в блок-схеме при со-

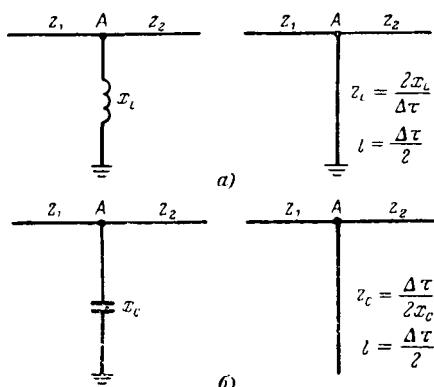


Рис. 2. Замещение линейных реактивных элементов L - и C -линиями.

ответствующем подборе параметров цепочек $R-C$. Как видно из графика, расчетная схема дает форму кривой, близкую к аналитической.

Замещение линейных реактивных элементов L , C -линиями. Для алгебраизации дифференциальных соотношений линейные реактивные элементы L , C , включенные в узлах, замещаются L , C -линиями с волновыми сопротивлениями $z_L = \frac{x_L}{\Delta\tau/2}$ и $z_C = \frac{\Delta\tau/2}{x_C}$ и длиной $l = \frac{\Delta\tau}{2}$ (рис. 2).

Расчеты в сложных схемах, проведенные при замене линейных индуктивностей (реакторов) L -линиями и при расчете по дифференциальным уравнениям в узлах методом Рунге—Кутта 4-го порядка, показали практически полное совпадение кривых, полученных обоими методами.

Вычисление напряжений в узлах с параллельным подключением реактивных элементов. Все реактивные элементы замещаются L , C -линиями, после чего расчетные схемы приобретают вид, показанный в таблице. Напряжение в узлах U_x с параллельным и последовательным включением активной «нагрузки» (сопротивления) вычисляется по формулам, приведенным в графе 2 таблицы. По вычисленным волнам U_x находятся обратные волны

$$U_i^- = U_x - U_i^+. \quad (6)$$

Эти волны являются прямыми для соседних узлов.

Вычисление напряжений в узлах с последовательным подключением реактивных элементов. Схемы, изображенные на рис. 2, пригодны при условии включения реактивных элементов между узлом и землей. При включении реактивных элементов в рассечку линии (рис. 3, a) расчет напряжений в узлах 1 и 2 производится следующим образом (см. приложение I). Составляется расчетная схема (рис. 3, б), в которой напряжение $U^+ = U_1^+ - U_2^+$ и волновое сопротивление линии $Z = Z_1 + Z_2$. Замещая реактивные элементы L , C -линиями (рис. 3, в), вычисляют напряжение U_x . Искомые напряжения U_1 и U_2 находятся по формулам:

$$\left. \begin{aligned} U_1 &= 2U_1^+ - Z_1(Z_1 + Z_2)^{-1}(2U^+ - U_x); \\ U_2 &= 2U_2^+ + Z_2(Z_1 + Z_2)^{-1}(2U^+ - U_x). \end{aligned} \right\} \quad (7a)$$

Вологодская областная универсальная научная библиотека

Расчет волн в узлах трехфазных схем

Схемы	Расчетные формулы
	$U_x = 2(Y_0 + Y_x)^{-1} Y_0 U_0,$ где $U_0 = Y_0^{-1} \sum_{i=1}^n Y_i U_{ix};$
	$Y_0 = \sum_{i=1}^n Y_i;$ $U_{xi} = U_x - U_{ix}$
	$U_x = A_{1x} U_{1x} + A_{2x} U_{2y};$ $U_y = A_{1y} U_{1x} + A_{2y} U_{2y},$ где
	$A_{1x} = 2(Z + Z_2)(Z_1 + Z + Z_2)^{-1};$ $A_{1y} = 2Z_2(Z_1 + Z + Z_2)^{-1};$ $A_{2y} = 2(Z + Z_1)(Z_1 + Z + Z_2)^{-1};$ $A_{2x} = 2Z_1(Z_1 + Z + Z_2)^{-1};$ $U_{1x} = Y_1^{-1} \sum_{i=1}^n Y_i U_{ix};$ $U_{2y} = Y_2^{-1} \sum_{j=1}^m Y_j U_{jx};$ $Y_1 = \sum_{i=1}^n Y_i; Y_2 = \sum_{j=1}^m Y_j;$ $U_{xi} = U_x - U_{ix};$ $U_{yj} = U_y - U_{yj}.$

Если к одному из узлов индуктивности (например, к узлу 1) включен источник напряжения E , то $Z_1 = 0$ и формула (7а) приобретают следующий вид:

$$U_1 = E; U_2 = E + U_x. \quad (7b)$$

Возможно также преобразовать источник напряжения с последовательно включенной индуктивностью X_L в источник тока $I = Y_L E$ и параллельно подключенной индуктивностью Y_L .

Модель коммутации. При идеальных коммутациях сопротивление или проводимость контактов принимают дискретные значения 0 и ∞ или ∞ и 0.

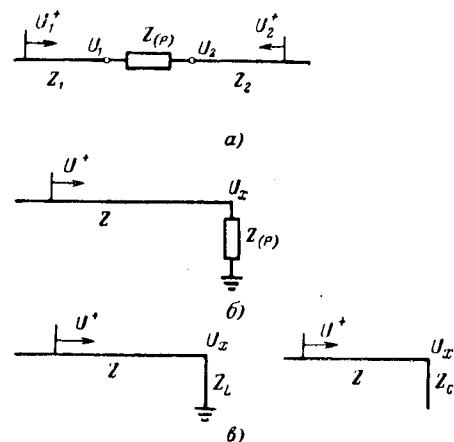


Рис. 3. Включение реактивного элемента в рассечку и построение схем замещения.

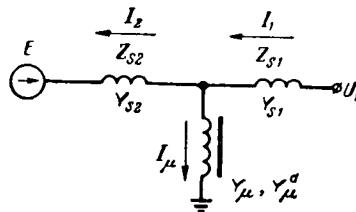


Рис. 4. Схема замещения трансформатора.

Так как расчеты на машине должны проводиться с конечными числами, то нулевое сопротивление замещается очень малым (например, 10^{-6} ом), а разрыв — очень большим (10^6 ом).

Модель выключателя. В программе моделируются выключатели с шунтирующими сопротивлениями двустороннего действия. Математическая модель выключателя задана диагональной матрицей

$$Y_b = \begin{bmatrix} y_a & 0 & 0 \\ 0 & y_b & 0 \\ 0 & 0 & y_c \end{bmatrix},$$

где $y_{a, b, c}$ принимает значения 10^6 ом (фаза включена), 10^{-6} ом (фаза отключена) и y_{sh} . Цикл работы контактов фаз, включая АПВ, задается командами программы; отключение, т. е. переход от 10^6 ом к y_{sh} и от y_{sh} к 10^{-6} ом, осуществляется после подачи команды при первом прохождении тока фазы через нуль.

Модель разрядника. Разрядник включается при $U > U_0$, что соответствует срабатыванию искрового промежутка РВ. Вольт-амперная характеристика разрядника задается кусочно-линейной функцией $U_i = E_i + Z_i I_i$, где Z_i — диагональная матрица. Нелинейное сопротивление РВ моделируется линией с волновым сопротивлением Z_i (или проводимостью Y_i), по которой на узел набегает волна $1/2 E_i$. Переход от одного участка к другому определяется условием $U_i < U < U_{i+1}$. Участки спрямления выбираются так, чтобы при пробое искрового промежутка РВ значения U, I попадали на один и тот же известный участок.

Ток в РВ обрывается при первом прохождении через нуль. Кривая восстанавливающейся прочности РВ задается ломаной, характеризующей реальную область $U_{\text{вн}}(t)$.

Модель реактора. Моделируются реакторы с возможным искровым присоединением и с компенсационными обмотками или реактором, включенным в нулевую точку. Математическая модель задана симметричной матрицей Y , в которой на главной диагонали лежат элементы с y , изменяющимися от 10^{-6} до y_L , при $U > U_0$.

Модель установки продольной компенсации (УПК). Моделируются УПК с разрядниками для защиты батарей. Математическая модель задана диагональной матрицей Y с $y_{a, b, c}$, изменяющимися от y_c до $y_c = 10^{-6}$, при $U_c > U_0$. Отключение разрядника, т. е. переход от $y = 10^6$ до y_c , осуществляется после команды при первом прохождении тока через нуль.

Модель короткого замыкания и обрыва фаз. Короткое замыкание (любого вида) и обрыв фаз моделируются матрицами

$$Y_{k,3} = \begin{bmatrix} y_a & y_{ab} & y_{ac} \\ y_{ba} & y_b & y_{bc} \\ y_{ca} & y_{cb} & y_c \end{bmatrix} \text{ и } Z_{0b} = \begin{bmatrix} z_a & 0 & 0 \\ 0 & z_b & 0 \\ 0 & 0 & z_c \end{bmatrix},$$

где все y и z приобретают значения 10^{-6} или 10^6 в зависимости от вида коммутации.

Модель источника с трансформатором. В линейной схеме: источник напряжения — линейная индуктивность расчет производится по вышеуказанной методике. При учете нелинейного шунта намагничивания трансформатора метод замещения индуктивности L -линейой оказывается неэффективным и используется алгоритм Рунге—Кутта 4-го порядка. На рис. 4 показана схема трансформатора с источником; матрицы проводимостей рассеяния в фазных координатах в этой схеме равны:

$$Y_{1s} = \begin{bmatrix} y_{1s} & 0 & 0 \\ 0 & y_{1s} & 0 \\ 0 & 0 & y_{1s} \end{bmatrix}; \quad Y_{2s} = \begin{bmatrix} y_{2s} & y_{2s}^* & y_{2s}^* \\ y_{2s}^* & y_{2s} & y_{2s}^* \\ y_{2s}^* & y_{2s}^* & y_{2s} \end{bmatrix}.$$

Проводимость и дифференциальная проводимость, нелинейной ветви намагничивания обозначены через Y_μ и Y_μ^d (их значения раскрываются в приложении II).

Дифференциальные уравнения для расчета напряжения в узле x при набегании волны U_ε^+ по линии с проводимостью Y_x имеют следующий вид:

$$\left. \begin{aligned} \frac{d}{d\tau} I &= Y_{1s} (U_\mu - U_x); \\ \frac{d}{d\tau} \Psi &= U_\mu; \\ U_\mu &= (Y_{1s} + Y_{2s} + Y_\mu^d)^{-1} [Y_{1s} U_1 + Y_{2s} E]; \\ Y_\mu^d &= f(\Psi); \\ U_x &= 2U_\mu^+ + ZI. \end{aligned} \right\} \quad (8)$$

Матрица Y_μ^d в трехстержневом трансформаторе имеет следующий вид:

$$\begin{bmatrix} y_{a\mu}^d + y_0 & y_0 & y_0 \\ y_0 & y_{b\mu}^d + y_0 & y_0 \\ y_0 & y_0 & y_{c\mu}^d + y_0 \end{bmatrix}, \quad (9)$$

где $y_{\mu a, b, c}^d = f(\psi_{a, b, c})$ определяется по кривой намагничивания как $\frac{1}{\omega} \frac{di}{d\Phi}$, а y_0 — постоянная проводимость нулевой последовательности. В группе из трех однофазных трансформаторов $y_0 = 0$.

Двухцепные линии и расчет напряжений в узлах с двухцепными линиями. Напряжения и токи двухцепных линий представляются матрицами 6-го порядка в координатах $a_1, b_1, c_1, a_2, b_2, c_2$ или симметричных координатах $a, \beta, \gamma, \delta, 0I, 0II$. В последней системе координаты a, β и γ, δ представляют

каналы фаза—нуль на линиях I , II , координата $0I$ —канал «две линии—земля», координата $0II$ —канал между линиями. Матрица перехода от фазных к симметричным координатам:

$$S = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 1 & 1 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 1 & 1 \\ -1 & -1 & 0 & 0 & 1 & 1 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 1 & -1 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 1 & -1 \\ 0 & 0 & -1 & -1 & 1 & -1 \end{bmatrix}. \quad (10)$$

В остальном формулы (2) и (3) остаются в силе. Затухание согласно блок-схеме, изображенной на рис. 1, а, учитывается в каналах $0I$ и $0II$. Затухание по остальным каналам учитывается умножением на коэффициент m .

На шинах шесть фаз двухцепных линий присоединены к трем фазам сборных шин. Для перехода от шести фаз к трем введена вспомогательная матрица

$$K = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (11)$$

и транспонированная матрица K^t . Напряжение в узле x , к которому приключены n двухцепных и m одноцепных линий и активная проводимость Y_x , находится по формуле

$$U_x = 2 \left\{ K \sum_{i=1}^n \hat{Y} K^t + \sum_{j=1}^m Y_j + Y_x \right\}^{-1} \times \\ \times \left\{ K \sum_{i=1}^n \hat{Y}_i \hat{U}_i^+ + \sum_{j=1}^m Y_j U_j^+ \right\}. \quad (12)$$

В этой формуле матрицы 6-го порядка имеют отличительный индекс \hat{Y} . Выведены также расчетные формулы для узлов другого типа (например, с подключением двухцепных линий к несвязанным между собой шинам). Обратные волны U_i^- вычисляются по формуле (6), справедливой для линий всех типов.

Объем программы. Программа составлена для трехфазной схемы сети с произвольными видами несимметрии (коммутации фаз выключателей, короткие замыкания, обрывы, коммутации фаз защитных аппаратов).

Расчетная схема составляется из следующих трехфазных элементов: участков линий—57 ячеек; узлов—16; генераторов—8; трансформаторов (с учетом насыщения)—4; реакторов—6; разрядников—6; выключателей—2; узлов с продольной компенсацией—2; коротких замыканий—2.

Программа составлена применительно к ЭЦВМ «Урал-4» и размещена в оперативной памяти машины.

На печать выводятся значения напряжений в узлах и токи в линиях—всего девять значений. Кроме того, вычисляются и выводятся на печать значения энергии, отдаваемой источниками. Эти значения могут быть использованы для расчета ди-

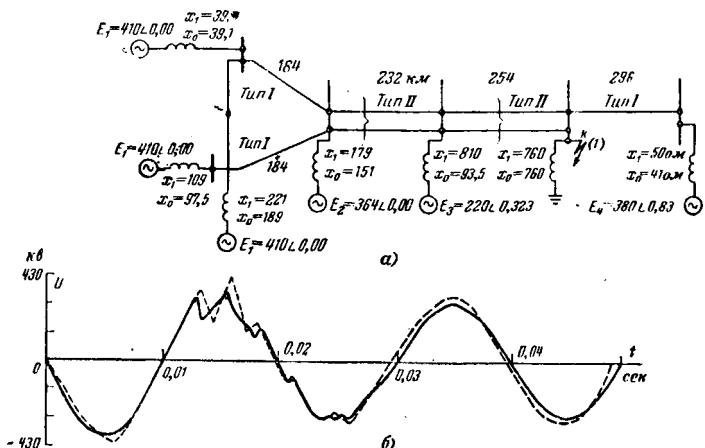


Рис. 5. Расчетная схема электропередачи 800 кв (а) и кривые напряжения на фазе a в переходном режиме (б).
— расчетная; —— экспериментальная.
Тип I — одноцепная линия; тип II — двухцепная.

намической устойчивости, а именно: для расчета энергии, отдаваемой генераторами системы за время короткого замыкания, когда можно пренебречь изменением взаимных углов, характеризующих положение роторов в пространстве.

Примеры. 1) *Расчет переходного процесса при коротком замыкании в действующей электропередаче 500 кв.* Расчетная схема электропередачи приведена на рис. 5, а. В точке k произошло однофазное короткое замыкание. Параметры элементов в омах указаны на схеме. Все элементы линейные. По конфигурации сети и значениям параметров была подготовлена вся необходимая информация, вводимая в ЭЦВМ. Установившийся режим в сети до возникновения короткого замыкания был просчитан методом «подъема с нуля». На рис. 5, б приведена кривая напряжения на фазе a в переходном режиме. Время расчета составляло 10 мин на период рабочего напряжения. На этом же рисунке нанесена осциллограмма напряжения, снятая в сети на катодном осциллографе.

Некоторое расхождение в начале процесса объясняется неточным учетом параметров электропередачи. В частности, возможно, что на опытных кривых отражаются также колебания во вторичных цепях. Этот вопрос подлежит дополнительному исследованию.

2) *Расчет переходного процесса при отключении короткого замыкания в электропередаче 750 кв.* Расчетная схема и параметры схемы приведены на рис. 6, а. В данном расчете учитывался нелинейный шунт намагничивания трансформатора. Трехфазное короткое замыкание происходит в конце линии. Установившийся режим в сети при коротком замыкании был просчитан методом «подъема с нуля». Переходный процесс рассчитывался с момента работы выключателя B_1 на фазах b и затем a (фаза c оставалась включенной). На рис. 6, б приведены рассчитанные кривые напряжения в конце линии. Время расчета составляло 15 мин на период. На том же рисунке даны осциллограммы напряжения, снятые на физической модели электропередачи¹.

¹ Осциллограммы получены Л. Ф. Дмоховской.

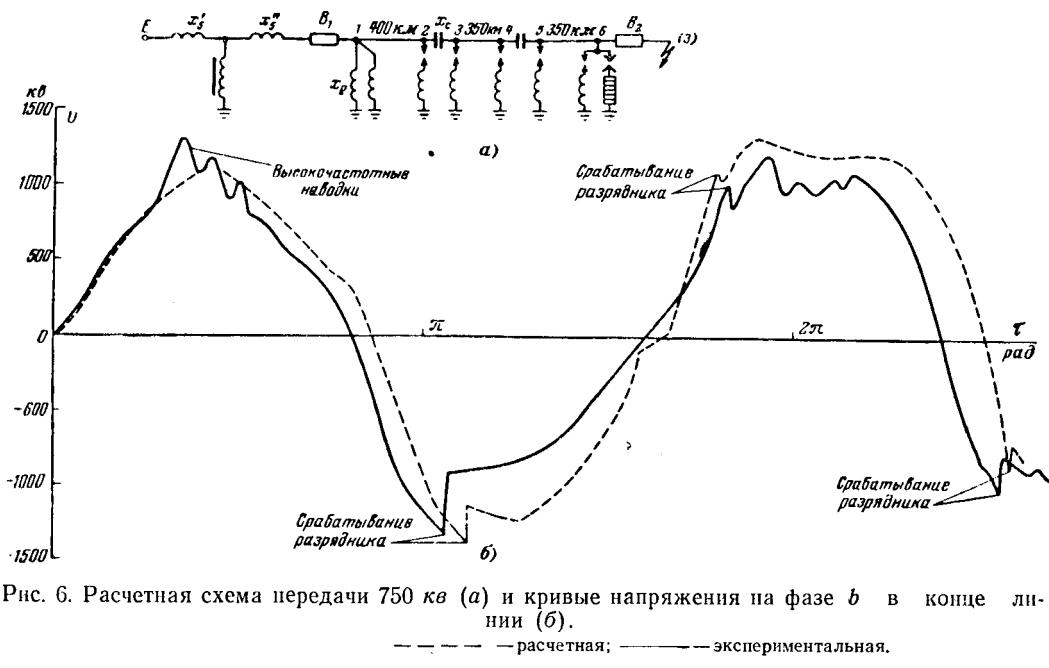


Рис. 6. Расчетная схема передачи 750 кв (а) и кривые напряжения на фазе *b* в конце линии (б).

— расчетная; — экспериментальная.

Вследствие повышенных затуханий по каналам прямой последовательности кривые, снятые на модели, располагаются несколько ниже рассчитанных на ЭЦВМ.

Вывод. Разработанные алгоритм и программа позволяют вести расчеты внутренних перенапряжений, переходных токов короткого замыкания, восстанавливающихся напряжений на контактах выключателей в сетях сложной конфигурации при произвольных видах несимметрии и при учете основных параметров элементов сети.

Приложение I. Введем для схемы с последовательно включенным реактивным элементом $Z_{(p)}$ (рис. 3,а) разностные волны

$$\left. \begin{array}{l} U_1^+ - U_2^+ = U^+; \\ U_1^- - U_2^- = U^-; \\ U_1 - U_2 = U_x. \end{array} \right\} \quad (\text{III-1})$$

Введем основные уравнения для разностных волн. Записываем напряжения преломления в узлах 1 и 2:

$$\left. \begin{array}{l} U_1^+ - U_1^- = U_1; \\ U_2^+ + U_2^- = U_2; \\ U_1^+ - U_1^- = IZ_1; \\ U_2^+ - U_2^- = -IZ_2; \\ U_1 - U_2 = IZ_{(p)}. \end{array} \right\} \quad (\text{III-2})$$

Составляем разности уравнений (1) — (2) и (3) — (4):

$$\left. \begin{array}{l} (U_1^+ - U_2^+) + (U_1^- - U_2^-) = U_1 - U_2; \\ (U_1^+ - U_2^+) - (U_1^- - U_2^-) = I(Z_1 + Z_2) \end{array} \right\} \quad (\text{III-3})$$

или

$$\left. \begin{array}{l} U^+ + U^- = U_x; \\ U^+ - U^- = I(Z_1 + Z_2); \\ U_x = Z_{(p)}I. \end{array} \right\} \quad (\text{III-4})$$

Системе уравнений (1) — (4) соответствует расчетная схема, приведенная на рис. 3,б. В этой схеме реактивный элемент

Вологодская областная универсальная научная библиотека

$Z_{(p)}$ включен между узлом и землей, и, следовательно, к нему применим метод замещения L , C -линиями.

Вычислив U_x , можно легко найти U_1 и U_2 . Соответствующие формулы приведены в основном тексте.

Приложение II. Рассмотрим схему магнитной системы трехфазного трехстержневого трансформатора, приведенную на рис. 7,а. Предположим, что известны характеристики холостого хода стержней

$$\tilde{i}_{v\mu} = f(\psi_v); \quad v = a, b, c, \quad (\text{III-1})$$

снятые так, что вся и. с. $\tilde{w}i_{v\mu}$ затрачивалась только на проведение потока Φ_v по данному стержню v . Тогда магнитное состояние стержня можно характеризовать магнитным сопротивлением

$$R_{v\mu} = \frac{w^2 i_{v\mu}}{\psi_v} = R_{v\mu}(\psi_v). \quad (\text{III-2})$$

Предположим также, что известна характеристика холостого хода трансформатора $i_{0\mu} = f(\Phi_0)$, снятая при одинаковых токах намагничивания во всех трех фазах:

$$i_{a\mu} = i_{b\mu} = i_{c\mu} = i_{0\mu}.$$

Магнитное сопротивление пути, по которому замыкается поток Φ_0 ,

$$R_{0\mu} = \frac{w^2 i_{0\mu}}{\Phi_0} \quad (\text{III-3})$$

можно считать не зависящим от потока Φ_0 , так как этот поток замыкается через большие воздушные зазоры.

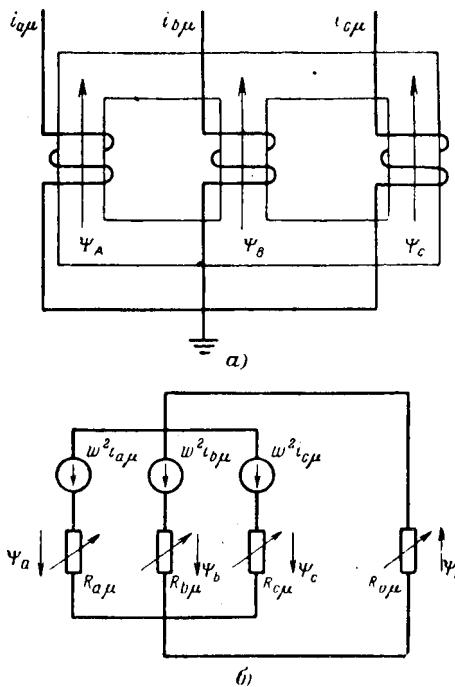


Рис. 7. Схема магнитной системы трехфазного трансформатора (а) и ее электрическая схема замещения (б).

На основании законов Кирхгофа для магнитных цепей можно составить теперь электрическую схему замещения магнитной системы, приведенную на рис. 7.6. Эта схема описывается следующими уравнениями:

$$\left. \begin{aligned} w^2 i_{a\mu} &= R_{a\mu} (\psi_a) \psi_a + (\psi_a + \psi_b + \psi_c) R_{0\mu}; \\ w^2 i_{b\mu} &= R_{b\mu} (\psi_b) \psi_b + (\psi_a + \psi_b + \psi_c) R_{0\mu}; \\ w^2 i_{c\mu} &= R_{c\mu} (\psi_c) \psi_c + (\psi_a + \psi_b + \psi_c) R_{0\mu}. \end{aligned} \right\} \quad (\text{III-4})$$

Продифференцируем систему уравнений (III-4) по времени t . С учетом того, что

$$\frac{d}{dt} \psi_v S_{v\mu} (\psi_v) = \frac{d\psi_v}{dt} \left[R_{v\mu} (\psi_v) + \psi_v \frac{\partial R_{v\mu}}{\partial \psi_v} \right]$$

и

$$\psi_v \frac{\partial R_{v\mu}}{\partial \psi_v} = \psi_v \frac{\partial}{\partial \psi_v} w^2 \frac{\tilde{i}_{v\mu}}{\psi_v} = \psi_0 w^2 \frac{\tilde{i}_{v\mu} \psi_0 - \tilde{i}_{v\mu}}{\psi_v^2} = w^2 \frac{\partial i_{v\mu}}{\partial \psi_0} - R_{v\mu},$$

получим:

$$\frac{d}{dt} \psi_v R_{v\mu} (\psi_v) = R_{v\mu}^d \frac{d\psi_v}{dt},$$

где

$$R_{v\mu}^d = w^2 \frac{\partial \tilde{i}_{v\mu}}{\partial \psi_0} = R_{v\mu}^d (\psi_v). \quad (\text{III-5})$$

Выразив из уравнений (III-4) и (III-5) магнитные сопротивления через индуктивности

$$R_{v\mu}^d = w^2 \frac{1}{L_{0\mu}^d}; \quad R_{0\mu} = w^2 \frac{1}{L_{0\mu}},$$

получим в результате дифференцирования следующую систему уравнений:

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{a\mu} \\ i_{b\mu} \\ i_{c\mu} \end{bmatrix} =$$

$$= \begin{bmatrix} (1/L_{a\mu}^d + 1/L_0) & 1/L_0 & 1/L_0 \\ 1/L_0 & (1/L_{b\mu}^d + 1/L_0) & 1/L_0 \\ 1/L_0 & 1/L_0 & (1/L_{c\mu}^d + 1/L_0) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} U_{a\mu} \\ U_{b\mu} \\ U_{c\mu} \end{bmatrix}.$$

Переходя к дифференцированию по $\tau = \omega t$ и обозначив

$$\frac{1}{\omega L_0} = y_0; \quad \frac{1}{\omega L_{v\mu}^d} = y_{v\mu}^d,$$

получим:

$$\frac{d}{d\tau} \begin{bmatrix} i_{a\mu} \\ i_{b\mu} \\ i_{c\mu} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} y_{a\mu}^d + y_0 & y_0 & y_0 \\ y_0 & y_{b\mu}^d + y_0 & y_0 \\ y_0 & y_0 & y_{c\mu}^d + y_0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} U_{a\mu} \\ U_{b\mu} \\ U_{c\mu} \end{bmatrix}. \quad (\text{III-6})$$

Таким образом, матрица проводимостей шунта намагничивания трехфазного трехстержневого трансформатора будет иметь следующий вид:

$$Y_{\mu}^d = \begin{bmatrix} y_{a\mu}^d + y_0 & y_0 & y_0 \\ y_0 & y_{b\mu}^d + y_0 & y_0 \\ y_0 & y_0 & y_{c\mu}^d + y_0 \end{bmatrix}. \quad (\text{III-7})$$

Л и т е р а т у р а

1. Долгинов А. И., Шатин В. С. и Мотуско Ф. Я., Волновой метод расчета переходных процессов в электрических системах, «Электричество», 1964, № 4.
2. Шатин В. С., Применение электронной цифровой вычислительной машины «Урал-2» в качестве анализатора грозозащиты подстанций, Известия высших учебных заведений, Энергетика, 1965, № 1.

[31.1.1966]



УДК 621.3.016.35

Инженерная методика выполнения упрощающих преобразований электрических систем

Канд. техн. наук Н. Д. АНИСИМОВА, канд. техн. наук Л. А. ЖУКОВ

и инж. А. М. ГУСЕИНОВ

Московский энергетический институт

Исходные положения методики. Для упрощения практических расчетов устойчивости сложных систем в настоящее время широко используются приемы преобразования схем замещения систем, в результате которых уменьшается число генераторных станций в расчетных схемах. Сокращение числа станций достигается путем объединения ветвей части генераторных станций исходной схемы замещения.

Так появляются упрощенные схемы, представляющие собой расчетные модели реальных систем. В упрощенных схемах одна станция определяет влияние на режим системы группы станций, объединенных при преобразовании. Эта станция считается эквивалентной группе, если характеры вы-

нужденного движения остальных станций системы в исходной и преобразованной схемах идентичны.

Строгая идентичность условий устойчивости этих схем возможна лишь тогда, когда объединению подлежат станции, у которых относительные углы сдвига между роторами остаются неизменными в течение рассматриваемого переходного процесса. Такая идеальная синфазность движения практически маловероятна, следовательно, объединение станций, как правило, вносит в результаты расчета устойчивости определенную погрешность. Эта погрешность тем меньше, чем ближе реальное движение объединяемых станций к идеальному (синфазному), и, таким образом, находится в прямой свя-

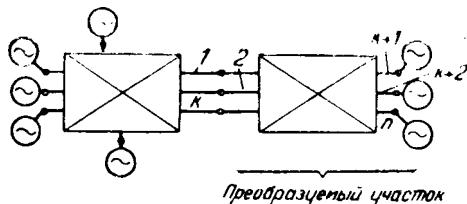


Рис. 1. Условная схема сложной электрической системы.

зи с тем, насколько удачно выбрана группа станций для объединения.

Известно [Л. 1], что в симметричных системах возможно объединение генераторов без изменения условий статической устойчивости. В этом случае оценка устойчивости выполняется применительно к двум схемам замещения. При таком подходе влияние несинфазности свободных качаний объединяемых машин на устойчивость системы учитывается строго линеаризованными уравнениями движения роторов. Однако условия симметрии в электрических системах, достаточно близкие к идеальным, обычно характеризуют лишь ограниченные участки системы, а именно: электрические станции с идентичными одинаково загруженными машинами. Поэтому при преобразованиях, включающих районы с несколькими электрическими станциями, объединенными электрическими сетями произвольной конфигурации, не удается обеспечить строгую идентичность оценок условий статической устойчивости исходной и преобразованной схем.

В основу практической методики упрощающих преобразований сложных систем положены следующие предпосылки.

1. В одну эквивалентную станцию может быть объединена группа станций, внутри которой маловероятно нарушение устойчивости. В сомнительных случаях устойчивость этих станций должна проверяться с помощью практических критериев.

2. При расчетах предельных мощностей отдельных электропередач сложной системы эквивалентная станция по возможности не должна включать генераторы, участвующие в регулировании мощности.

3. Объединению могут подлежать станции, генераторы которых снабжены регуляторами возбуждения пропорционального типа. Генераторные станции с регуляторами сильного действия должны представляться в расчетной схеме системы как самостоятельные элементы.

4. Эквивалентные станции характеризуются при расчетах установившихся и переходных режимов системы неизменными э. д. с. E' и при составлении уравнений переходных процессов рассматриваются в качестве инерционных звеньев.

5. Для расчетов динамической устойчивости сложной системы в одну эквивалентную должны объединяться станции, для которых в рассматриваемом переходном процессе можно предполагать незначительное изменение положения роторов друг относительно друга.

В сомнительных случаях целесообразно отказаться от объединения, оставляя в расчетной схеме большее число станций в качестве самостоятельных элементов.

На рис. 1 изображена условная схема сложной системы. На этой схеме выделены узловые точки, с которыми связаны генераторные станции системы, причем схемы замещения отдельных участков системы — непреобразуемого и подлежащего преобразованию — полностью не приведены, а представлены условно в виде прямоугольников с диагоналями.

При принятых предпосылках преобразование системы (рис. 1) приведет к упрощенной схеме, эквивалентной в смысле устойчивости, если соблюдаются следующие условия:

при одних и тех же напряжениях узлов 1, 2, ..., k в исходной и преобразованной схемах мощности, протекающие в ветвях примыкания¹, в обоих случаях равны друг другу:

$$\dot{S}_i = \dot{S}_i^{(e)} \quad (i = 1, 2, \dots, k); \quad (1)$$

мощность эквивалентной станции равна сумме мощностей объединяемых станций:

$$\dot{S}_e = \sum_{j=k+1}^n \dot{S}_j; \quad (2)$$

постоянная инерции эквивалентной станции равна сумме постоянных инерций объединяемых станций.

Определение параметров преобразованной схемы с соблюдением этих условий является целью расчетов. Рекомендуемая методика предусматривает решение задачи при двух подходах к заданию исходных параметров режима преобразуемого участка системы:

заданы активные и реактивные мощности всех ветвей примыкания и напряжения узлов 1, 2, ..., k по величине и фазе, известны также схема и параметры электрической сети и нагрузки ее преобразуемого участка;

известны э. д. с. генераторных станций преобразуемого района по величине и фазе, мощности нагрузок, напряжения в узлах их включения, схема и параметры сети преобразуемого района.

Метод преобразования системы, базирующийся на первом подходе, в силу некоторой неопределенности исходных данных позволяет приближенно найти параметры эквивалентной схемы и поэтому может быть назван приближенным. Метод, использующий более полную характеристику режима преобразуемого участка, отвечающую второму подходу, условно может быть назван методом «точного» эквивалентирования. Параметры эквивалентной схемы, определенные любым из этих методов, соответствуют не только условиям (1) и (2), но также и требованиям:

$$\frac{d\dot{S}_i}{d\dot{U}_i} = \frac{d\dot{S}_i^{(e)}}{d\dot{U}_i};$$

$$\frac{d\dot{S}_e}{d\dot{U}_i} = \frac{d \left(\sum_{j=k+1}^n \dot{S}_j \right)}{d\dot{U}_i} \quad (i = 1, 2, \dots, k).$$

¹ Ветвями примыкания называются ветви схемы, связывающие друг с другом преобразуемый и непреобразуемый участки.

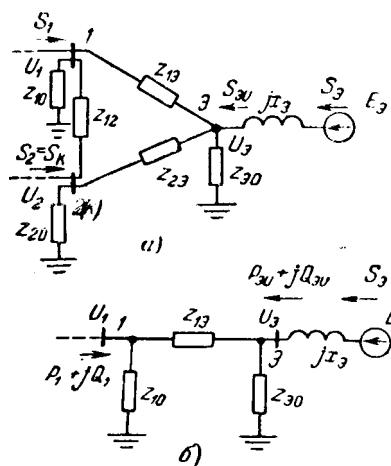


Рис. 2. Схемы замещения преобразованных участков системы, полученные методом приближенного эквивалентирования.
а — при двух ветвях примыкания; б — при одной ветви примыкания.

Метод приближенного эквивалентирования [Л. 2 и 3]. Полная эквивалентная схема при нескольких ветвях примыкания (для частного случая $k=2$) показана на рис. 2,а; на рис. 2,б приведена схема, справедливая при одной ветви примыкания преобразуемого участка к остальной системе.

Первым этапом расчетов по рассматриваемому методу является определение напряжения U_3 на шинах эквивалентной станции по величине и фазе, а также вычисление параметров схемы, связывающей эти шины с узловыми точками 1, 2, ..., k .

Расчеты выполняются в следующей последовательности.

1. Составляется схема замещения преобразуемого участка исходной схемы, в которой нагрузки представляются неизменными сопротивлениями. Значения этих сопротивлений определяются по номинальному напряжению сети, приведенному к базисному данной ступени напряжения.

2. Определяются (на расчетном столе, вручную или с помощью ЦВМ): собственная проводимость ветви эквивалентной станции

$$Y_{33} = y_{33} \angle -\Psi_{33} = y_{33} \angle - (90^\circ - \alpha_{33})$$

и ветвей примыкания

$$Y_{ii} = y_{ii} \angle -\Psi_{ii} = y_{ii} \angle - (90^\circ - \alpha_{ii}),$$

а также взаимные проводимости между ветвями примыкания

$$Y_{il} = y_{il} \angle -\Psi_{il} = y_{il} \angle - (90^\circ - \alpha_{il}), \quad (i=1, 2, \dots, k; l=1, 2, \dots, k; l \neq i).$$

Определение проводимости Y_{ii} выполняется применительно к схеме, показанной на рис. 3,а. По аналогичной схеме вычисляются проводимости Y_{il} .

Определение проводимости Y_{33} выполняется применительно к схеме замещения, которая показана на рис. 3,б.

Во всех этих случаях считается, что узловые точки схемы $k+1, k+2, \dots, n$ связаны друг с другом.

3. Составляется баланс активной мощности преобразуемого участка системы и приближенно опре-

деляется суммарная активная мощность объединяемых станций. При этом суммируются активные мощности нагрузок преобразуемого участка и всех ветвей примыкания. Активная мощность объединяемых станций в рассматриваемом режиме равна:

$$P_\Sigma = k \left(P_{\text{нагр}\Sigma} - \sum_{i=1}^k P_i \right), \quad (3)$$

где $\sum_{i=1}^k P_i$ — сумма активных мощностей в ветвях примыкания (считается положительной при протекании активной мощности из не преобразуемой части схемы в ее преобразуемый участок);
 $k = 1,05 \dots 1,07$ — коэффициент, учитывающий потери активной мощности.

Реактивная мощность эквивалентной станции находится следующим образом:

$$Q_\Sigma = P_\Sigma \operatorname{tg} \varphi_{\text{ср.}}$$

Величина среднего коэффициента мощности $\cos \varphi_{\text{ср.}}$ устанавливается по данным эксплуатации, а в проектной практике вычисляется с учетом числа трансформаций, основного напряжения сети, среднего коэффициента мощности нагрузки и мероприятий по улучшению коэффициента мощности.

4. Вычисляется аргумент δ_{U_3} вектора напряжения U_3 на шинах эквивалентной станции, для чего графоаналитическим методом решается уравнение:

$$\frac{1}{\sin \alpha_{33}} \left\{ P_\Sigma - \sum_{i=1}^k [P_{i\Sigma} \cos 2(\delta_{U_3} - \delta_i) + Q_{i\Sigma} \sin 2 \times \right. \\ \left. \times (\delta_{U_3} - \delta_i)] \right\} = \frac{1}{\cos \alpha_{33}} \left\{ Q_\Sigma - \sum_{i=1}^k [P_{i\Sigma} \sin 2 \times \right. \\ \left. \times (\delta_{U_3} - \delta_i) - Q_{i\Sigma} \cos 2(\delta_{U_3} - \delta_i)] \right\}, \quad (4)$$

где для всех ветвей примыкания

$$P_{i\Sigma} = P_i - U_i^2 y_{ii} \sin \alpha_{ii} - U_i \sum_{j=1, j \neq i}^k U_j y_{ij} \sin \times \\ \times (\delta_i - \delta_j - \alpha_{ij}); \quad (5)$$

$$Q_{i\Sigma} = -Q_i + U_i^2 y_{ii} \cos \alpha_{ii} - U_i \sum_{j=1, j \neq i}^k U_j y_{ij} \cos \times \\ \times (\delta_i - \delta_j - \alpha_{ij}); \quad (6)$$

δ_i — аргумент вектора напряжения в узле i ;

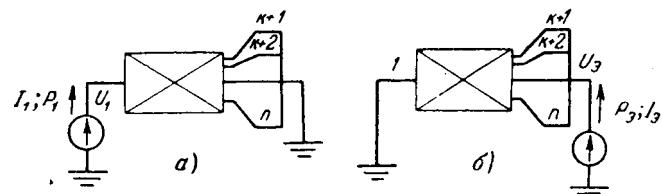


Рис. 3. Условные схемы преобразуемого участка системы.
а — при определении собственной проводимости ветвей примыкания;
б — при определении собственной проводимости ветви эквивалентной станции.

P_i и Q_i — активная и реактивная мощности, заданные в i -й ветви примыкания; $U_i^2 y_{ii} \sin \alpha_{ii}$ и $U_i^2 y_{ii} \cos \alpha_{ii}$ — собственные активная и реактивная мощности в i -й ветви примыкания.

Последние члены в формулах (5) и (6) характеризуют сумму взаимных мощностей в i -й ветви примыкания. Углы δ_i могут быть найдены в результате расчета режима непреобразуемого участка схемы при замене ветвей примыкания нагрузками, мощности которых равны заданным мощностям, протекающим в этих ветвях.

В частном случае при $\delta_1 = \delta_2 = \dots = \delta_k = \delta_i$ уравнение (4) приводится к канонической форме квадратного уравнения и, следовательно, решается в общем виде. При этом

$$\sin 2(\delta_{U_0} - \delta_i) = \frac{-ab - c\sqrt{a^2 - b^2 + c^2}}{a^2 + c^2}, \quad (7)$$

где

$$\begin{aligned} a &= \frac{\sum_{i=1}^k P_{i\Sigma}}{\cos \alpha_{00}} - \frac{\sum_{i=1}^k Q_{i\Sigma}}{\sin \alpha_{00}}; \\ b &= \frac{P_\Sigma}{\sin \alpha_{00}} - \frac{Q_\Sigma}{\cos \alpha_{00}}; \\ c &= \frac{\sum_{i=1}^k P_{i\Sigma}}{\sin \alpha_{00}} + \frac{\sum_{i=1}^k Q_{i\Sigma}}{\cos \alpha_{00}}. \end{aligned}$$

5. Вычисляется модуль напряжения на шинах эквивалентной станции:

$$U_0 = \sqrt{\frac{1}{y_{00} \cos \alpha_{00}} \left\{ P_\Sigma - \sum_{i=1}^k [P_{i\Sigma} \cos 2(\delta_{U_0} - \delta_i) + Q_{i\Sigma} \sin 2(\delta_{U_0} - \delta_i)] \right\}}. \quad (8)$$

6. Определяются модули и аргументы взаимных проводимостей между ветвью эквивалентной станции и ветвями примыкания:

$$y_{i0} = \frac{P_i}{U_i U_0 \sin(\delta_i - \delta_{U_0} - \alpha_{i0})}; \quad (9)$$

$$\psi_{i0} = 90^\circ - \operatorname{arctg} \left(-\frac{P_{i\Sigma}}{Q_{i\Sigma}} \right) + \delta_{U_0} - \delta_i. \quad (10)$$

На основании последних расчетов находятся комплексные значения взаимных проводимостей:

$$Y_{i0} = y_{i0} \angle -\Psi_{i0}.$$

7. Определяются параметры схемы замещения, связывающей шину эквивалентной станции с узлами 1, 2, ..., k :

$$Z_{i0} = \frac{1}{Y_{i0}} = \frac{1}{y_{i0}} \angle \psi_{i0}; \quad (11)$$

$$Z_{00} = \frac{1}{Y_{i0}} = \frac{1}{Y_{ii} - \sum_{l=1}^k Y_{il} - Y_{i0}}; \quad (12)$$

$$Z_{00} = \frac{1}{Y_{00}} = \frac{1}{Y_{00} - \sum_{i=1}^k Y_{0i}}. \quad (13)$$

8. Вычисляется э. д. с. эквивалентной станции E'_0 и угол $\delta_{0, \text{вн}}$ сдвига ее относительно вектора напряжения на шинах эквивалентной станции:

$$E'_0 = U_0 + \frac{Q_\Sigma x'_{d0}}{U_0} + j \frac{P_\Sigma x'_{d0}}{U_0} = E'_0 \angle \delta_{0, \text{вн}}.$$

Переходное реактивное сопротивление x'_{d0} находится как результат параллельного соединения сопротивлений x'_d объединяемых станций; угол сдвига э. д. с. E'_0 относительно оси отчета, принятой в расчете, равен:

$$\delta_0 = \delta_{U_0} + \delta_{0, \text{вн}}.$$

Для частного случая одной ветви примыкания расчеты по пп. 4 и 5 могут выполняться по более простым формулам, указанным в [Л. 2].

9. Вычисляется постоянная инерции эквивалентной станции

$$T_{J0} = \sum_{j=k+1}^n T_{jj}.$$

Для проверки правильности произведенных вычислений рекомендуется найти мощности ветвей примыкания и ветви эквивалентной станции, используя известные формулы, в которые входят собственные и взаимные проводимости ветвей схемы и заданные напряжения (э. д. с.).

Метод «точного» эквивалентирования [Л. 2 и 4]. В рассматриваемом случае результатом преобразования исходной схемы является схема замещения в виде многоугольника с диагоналями и на

груженными ветвями в узлах 1, 2, ..., k и в точке включения э. д. с. эквивалентной станции. Отличительная особенность этой схемы заключается в том, что входящие в нее сопротивления должны принимать различные значения [Л. 5] в зависимости от того, определяется ли режим ветвей примыкания и непреобразуемой части системы или режим эквивалентной генераторной станции (рис. 4, а и б). Значения этих сопротивлений выбираются при следующей последовательности расчетных операций:

1. Составляется схема замещения системы и определяются собственные проводимости ветвей объединяемых станций и ветвей примыкания, а также взаимные проводимости между этими ветвями. Нагрузки в схеме замещения представляются неизменными сопротивлениями.

2. Произвольно выбирается модуль и аргумент э. д. с. эквивалентной станции $E_0 = E_0 \angle \delta_0$ (целесообразно принимать эти величины того же порядка, который характерен для э. д. с. объединяемых станций), после чего вычисляются взаимные проводимости между ветвью эквивалентной станции и ветвями примыкания. Эти проводимости в схеме, предназна-

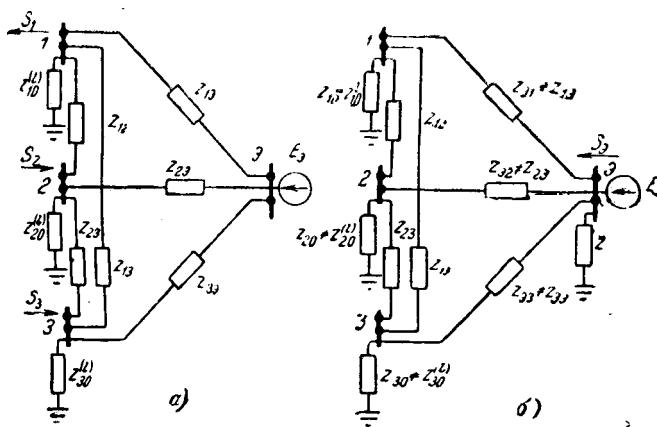


Рис. 4. Схемы замещения преобразованного участка системы с тремя ветвями примыкания, полученные методом «точного эквивалентирования».

а — ветви примыкания и непреобразованная часть системы; б — ветвь эквивалентной генераторной станции.

ченной для определения режима непреобразуемого участка системы и ветвей примыкания, вычисляются по формулам:

$$Y_{19} = \frac{\sum_{i=k+1}^n \dot{E}_j Y_{ij}}{\dot{E}_9} \quad (i = 1, 2, \dots, k), \quad (14)$$

а в схеме, которая используется для расчетов режима эквивалентной станции,

$$\hat{Y}_{9i} = \frac{\sum_{j=k+1}^n \dot{E}_j \hat{Y}_{ij}}{\dot{E}_9}. \quad (15)$$

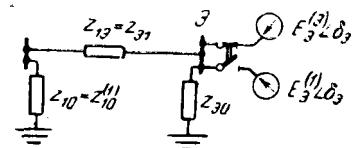
3. Вычисляется собственная проводимость эквивалентной станции:

$$\hat{Y}_{99} = \frac{1}{|\dot{E}_9|^2} \left(\sum_{j=k+1}^n E_j^2 \hat{Y}_{jj} - \dot{E}_{k+1} \sum_{j=k+2}^n \dot{E}_j \hat{Y}_{k+1, j} - \dot{E}_{k+2} \sum_{\substack{j=k+1 \\ j \neq k+2}}^n \dot{E}_j \hat{Y}_{k+2, j} - \dots - \dot{E}_n \sum_{j=k+1}^{n-1} \dot{E}_j \hat{Y}_{nj} \right). \quad (16)$$

4. Приняв взаимные проводимости между ветвями примыкания в обоих случаях равными соответствующим величинам в исходной схеме преобразуемого участка системы, по формулам (11) — (13) определяются нагрузочные сопротивления эквивалентной схемы.

В частном случае одной ветви примыкания удобнее пользоваться эквивалентной схемой замещения, показанной на рис. 5. Условия эквивалентности режима в этой схеме удовлетворяются при одних и тех же ее сопротивлениях как при определении характеристик ветви примыкания, так и при вычислении мощностей и токов в ветви эквивалентной станции. Однако э. д. с. эквивалентной станции при этом должны быть приняты разными в зависимости от того, режим какой из этих ветвей рассчитывается.

Рис. 5. Схема замещения преобразованного участка с одной ветвью примыкания.



При расчете мощности (тока) в ветви примыкания при произвольно принятой проводимости y_{19} .

$$E_9^{(1)} = \frac{\left| \sum_{j=2}^n \dot{E}_j Y_{1j} \right|}{y_{19}}.$$

В расчете ветви эквивалентной станции

$$E_9^{(2)} = \frac{\left| \sum_{j=2}^n \dot{E}_j \hat{Y}_{1j} \right|}{y_{19}}.$$

5. Определяется постоянная инерции эквивалентной станции T_{99} суммированием постоянных инерции объединяемых станций, приведенных к базисной мощности, и вычисляются δ_9 и φ_{19} .

Результаты практического применения предлагаемой методики. Изложенная методика приближенного и «точного» эквивалентирования была опробирована на примере сложной электрической системы, условная схема которой показана на рис. 6. Система содержит семь электрических станций, группу синхронных компенсаторов и 21 нагрузку. Приемная система содержит шесть станций, работающих на нагрузку через сложную сеть со множеством замкнутых контуров. Суммарная установленная мощность генераторов приемной системы примерно в 1,5 раза меньше мощности удаленной станции.

Непреобразуемая часть системы содержит ГЭС, работающую через протяженную двухцепную линию электропередачи и группу синхронных компенсаторов.

Проверка допустимости представления рассматриваемой системы упрощенной (рис. 6, б) осуществлялась сравнением пределов мощности по статической устойчивости и динамическому переходу в сложной и эквивалентной системах; параметры последней вычислялись по методам «точного» и приближенного эквивалентирования. Кроме того,

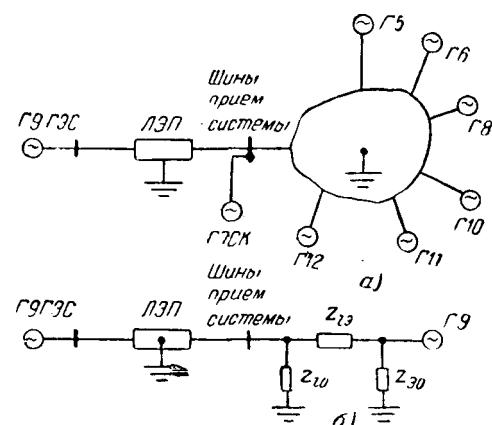


Рис. 6. Условная схема анализируемой системы.

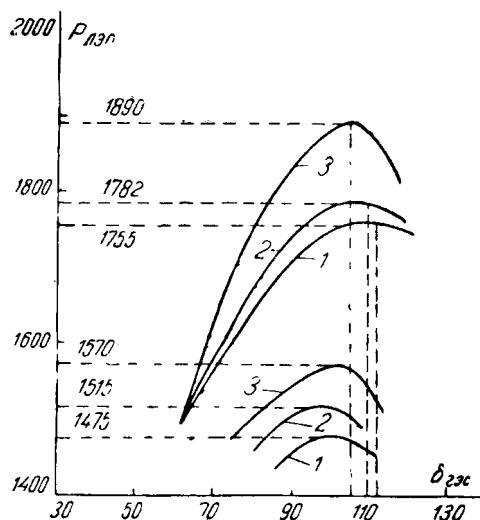


Рис. 7. Угловые характеристики мощности.

было осуществлено упрощение схемы приемной системы путем последовательно выполняемых операций по разнесению нагрузки и объединению ветвей схемы.

На рис. 7 показаны угловые характеристики мощности удаленной станции для нормального и послеаварийного режимов. Кривая 1 на этом рисунке получена на расчетном столе переменного тока применительно к непреобразованной схеме системы при постепенном увеличении угла δ удаленной станции и неизменных углах генераторных станций приемной системы. Кривая 2 найдена расчетным путем для двухмашинной схемы замещения, полученной методом точного эквивалентирования, тогда как кривая 3 вычислена также для двухмашинной схемы, но параметры ее найдены при осуществлении

ряда последовательных преобразований с переносом нагрузок.

Из рис. 7 видно, что пределы мощности по условиям статической устойчивости, отвечающие кривым 1 и 2, отличаются в нормальном режиме на 1,5%, а в послеаварийном режиме на 2,6% при практически одинаковых углах δ , т. е. почти совпадают. Кривая 3 определяет большее значение предела мощности, отличающееся на 7,2 и 6,2% в нормальном и аварийном режимах по отношению к пределу мощности в непреобразованной схеме. Совпадение углов, отвечающих предельным мощностям, в этом случае не имеет места.

На рис. 8 приведены графики изменения абсолютных углов генераторных станций в переходном процессе, вызванном однофазным коротким замыканием в непреобразованной (сплошные линии) и эквивалентной системе (штриховые линии), полученной методом «точного» эквивалентирования. Нетрудно видеть, что поведение удаленной ГЭС и синхронного компенсатора в переходном процессе в случаях сложной и упрощенной систем одинаково, а изменение угла во времени эквивалентной станции практически совпадает с изменением углов каждой из объединяемых станций в течение всего переходного процесса.

Результаты расчетов, выполненных для оценки возможностей приближенного метода эквивалентирования, иллюстрируются рис. 9, где графики изменения абсолютных углов отвечают случаю однофазного короткого замыкания в исходной и преобразованной системах. Приведенные графики показывают, что и в этом случае изменение угла передающей станции в переходном процессе практически одинаково независимо от того, представлена ли приемная система непреобразованной или одним эквивалентным генератором. Кривая изменения угла

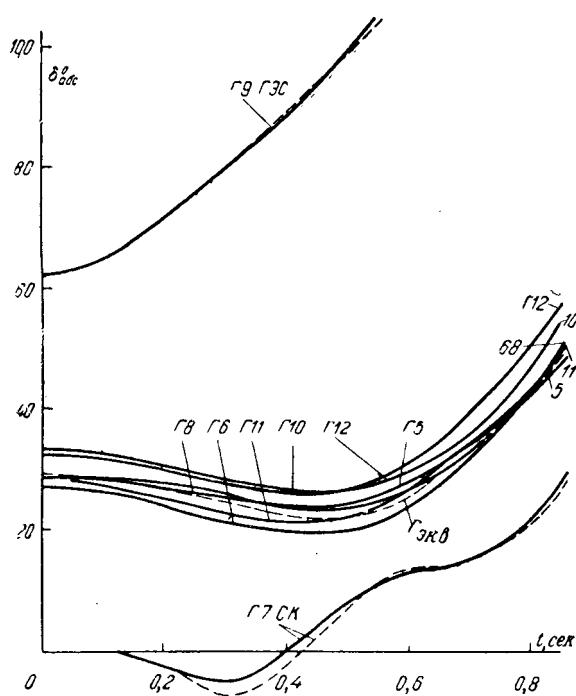


Рис. 8.

Вологодская областная универсальная научная библиотека

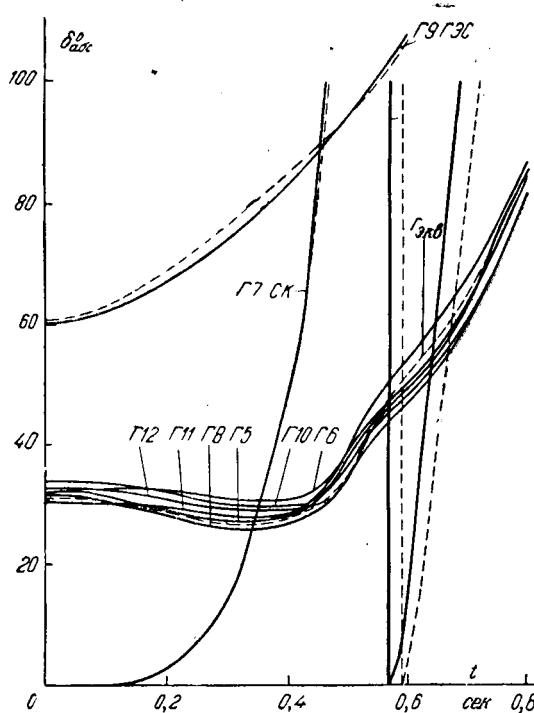


Рис. 9.

эквивалентной станции незначительно отличается от кривой изменения среднего значения углов эквивалентируемых станций.

Выводы. 1. Принятые критерии эквивалентности преобразованных схем и разработанные на их основе общие алгоритмы расчета позволяют оценивать пределы мощности по условиям статической устойчивости и характер переходного электромеханического процесса при динамических переходах с вполне приемлемой степенью точности.

2. Опыт использования рекомендуемой методики на ряде примеров реальных электрических систем показывает, что применение ее существенно облегчает выполнение расчетов и резко сокращает затрачиваемое на них время, особенно при применении метода приближенного эквивалентирования.

3. Выводы пп. 1 и 2 позволяют рекомендовать методику «точного» и приближенного эквиваленти-

рования для широкого использования при выполнении проектных и эксплуатационных расчетов устойчивости.

Л и т е р а т у р а

1. Михневич Г. В., Об электромеханическом эквивалентировании в автоматически регулируемой системе, Известия АН СССР, Энергетика и транспорт, 1964, № 2.

2. Жуков Л. А., О преобразованиях сложных электрических систем при расчетах устойчивости, Известия АН СССР, Энергетика и транспорт, 1964, № 2.

3. Жуков Л. А., Упрощающие преобразования схем замещения сложных электрических систем, Известия АН СССР, Энергетика и транспорт, 1965, № 2.

4. Жуков Л. А., Об эквивалентных преобразованиях расчетных схем сложных электрических систем, «Электричество», 1962, № 4.

5. Лебедев С. А., Определение импедансов сложных электрических систем, «Электричество», 1938, № 12.

[22.6.1965]



УДК 621.317.346

Помехозащищенность быстродействующих электроизмерительных систем автоматического контроля и регулирования

Инженеры Д. М. АГРАНОВ, Л. П. ДМИТРАКОВ, В. И. ПРОКОПЕНКО
и В. А. ЦАРЬКОВ

Москва

С развитием современных быстродействующих измерительных систем и систем управления с применением вычислительных управляющих машин вопросы помехозащищенности этих систем и помехоустойчивости отдельных ее элементов приобретают первостепенное значение.

Схема наиболее распространенной измерительной системы изображена на рис. 1.

Измерительные нормирующие преобразователи 4 преобразуют сигналы датчиков 2, измеряющих параметры объекта 1, в унифицированный сигнал (например, в сигнал постоянного тока 0—5 мА) для ввода информации в управляющую вычислительную машину (УВМ) 5.

Это могут быть преобразователи, преобразующие сигналы от термометров сопротивления, термопар и т. д.

Иногда датчики непосредственно вырабатывают унифицированный сигнал. В этих случаях преобразователи встроены в датчики.

При управлении крупными технологическими установками (в цехах, производствах и т. п.) объекты измерения с датчиками могут находиться на значительном удалении от измерительных нормирующих преобразователей (ИНП) и тем более от УВМ, расположенных в специальных помещениях, а иногда в отдельных зданиях — вычислительных центрах предприятия. Датчики 2 соединяются с ИНП линией связи 3.

По соображениям техники безопасности и для защиты от помех, как правило, технологические установки и корпуса элементов измерительных си-

стем заземляются путем подсоединения к заземляющему контуру здания, цеха, производственной площадки и т. д. Подсоединение к заземляющему контуру обычно производится в ближайшем от заземляющего устройства месте оголенным проводом или шиной. Заземляющий контур также выполняется неизолированными проводами или шинами необходимого сечения.

При таком способе исполнения заземлений из-за существенной удаленности друг от друга элементов измерительных систем и наличия вблизи как потребителей, так и источников электрической энергии в измерительных системах могут возникать значительные электромагнитные помехи различного происхождения.

Помехи могут вызывать существенные погрешности измерения, а в некоторых случаях вообще не позволяют произвести отсчет и делают невозможным применение чувствительных быстродействующих ИНП.

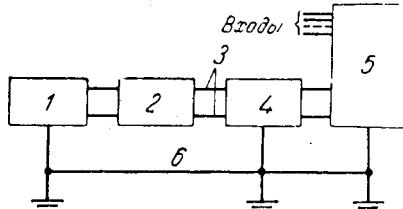


Рис. 1. Блок-схема измерительной системы.

1 — объект, параметр которого измеряется; 2 — датчик; 3 — линия связи; 4 — измерительный нормирующий преобразователь (ИНП); 5 — управляющая вычислительная машина (УВМ); 6 — заземляющий контур.

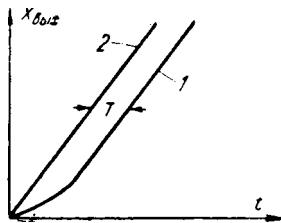


Рис. 2. Сигнал на выходе ИНП.

1 — инерционного с постоянной времени T ; 2 — безынерционного.

с простейшим коммутатором на несколько каналов измерения.

Как правило, входная и выходная величины ИНП связаны между собой дифференциальным уравнением первого порядка (с достаточной для практических целей точностью):

$$TX_{\text{вых}}P + X_{\text{вых}} = KX_{\text{вх}}, \quad (1)$$

где T — постоянная времени ИНП;

P — оператор;

$X_{\text{вых}}$ — выходная величина ИНП;

$X_{\text{вх}}$ — входная величина ИНП.

Задавшись допустимой дополнительной динамической погрешностью измерения в переходном процессе за счет инерционности ИНП, легко получить зависимость между максимальным темпом изменения измеряемого параметра и постоянной времени ИНП- T , либо, наоборот, зная T , определить максимальный темп изменения измеряемого параметра.

На рис. 2 представлены значения $X_{\text{вых}}(t)$ для двух случаев: инерционного звена 1 с постоянной времени T и безынерционного звена 2 при изменении $X_{\text{вх}}$ по линейному закону, где t — время.

Из этого рисунка видно, что по истечении некоторого промежутка времени сигнал на выходе инерционного ИНП становится возрастающим по линейному закону с тем же темпом, что и сигнал на выходе безынерционного ИНП, но с запаздыванием во времени на величину T , что приводит к ошибке при измерении.

Если обозначить допустимую установившуюся дополнительную погрешность измерения инерционного преобразователя через ϵ , а время 100%-ного изменения параметра — через t_0 , то для случая $t > 3T$ с точностью до 5% можно написать:

$$\epsilon \approx \frac{T}{t_0}, \quad (2)$$

отсюда

$$T = \epsilon t_0. \quad (3)$$

Величина ϵ обычно задается при разработке ИНП, а t_0 известно из условий работы объекта, параметры которого измеряются.

Например, при 100%-ном изменении параметра за 1 сек постоянная времени ИНП не должна превышать 20 мсек для заданной установившейся погрешности $\epsilon = 2\%$.

Получение столь малых значений постоянной времени ограничивается наличием входных фильтров, обеспечивающих помехозащищенность ИНП.

Так, постоянная времени LC -фильтра может быть записана в следующем виде:

$$T = \frac{\sqrt{k_{\text{осл}}}}{\omega}, \quad (4)$$

где $k_{\text{осл}}$ — коэффициент ослабления фильтра; ω — частота помехи.

Из приведенной формулы видно, что помехозащищенность быстродействующих измерительных систем нецелесообразно обеспечивать только путем подавления помехи во входных цепях ИНП без ущерба для быстродействия системы.

Поэтому представляет интерес подробное рассмотрение природы электромагнитных помех и некоторые способы исполнения измерительных систем для предотвращения проникновения помех в систему.

Следует различать три основных вида электромагнитных помех:

1. Электромагнитные помехи первого рода, возникающие в измерительной линии за счет связанных переменных магнитных полей, пронизывающих площадь витка, образованного выходной целью датчика, проводами измерительной линии и входными цепями ИНП.

Напряжение электромагнитной помехи \dot{U}_1 , приложенное к входным клеммам ИНП, определяется из следующего выражения (рис. 3):

$$\dot{U}_1 = \frac{\dot{E}_{n1}}{z_d + 2z_l + z_{ix}} \dot{z}_{ix}, \quad (5)$$

где \dot{E}_{n1} — э. д. с. электромагнитной наводки в витке;

\dot{z}_{ix} — импеданс выходных цепей датчика;

z_l — импеданс одного провода измерительной линии;

z_{ix} — импеданс входных цепей ИНП.

Переменные магнитные поля, пронизывающие площадь указанного витка, — это результат того, что в относительной близости от измерительной системы находятся потребители или источники электрической энергии, силовые электрические кабели, соседние измерительные системы и т. п.

Величину э. д. с. электромагнитной наводки в витке можно определить, зная величину тока — источника электромагнитной наводки и геометрические параметры петли.

Так, для контура в форме прямоугольной рамки¹, расположенного на некотором расстоянии от оси токонесущей шины (рис. 4), E_{n1} может быть определена из формулы

$$E_{n1} = \frac{d}{dt} \left[\frac{\mu_0 I}{2\pi} \ln \frac{l_2}{l_1} \right]. \quad (6)$$

¹ Нет ушил А. В. и Поливанов К. М., Основы электротехники, ч. III, Госэнергоиздат, 1956.

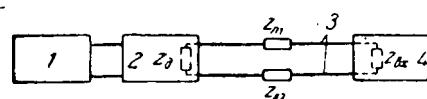


Рис. 3. Блок-схема цепи: объект — датчик — ИНП.

1 — объект, параметр которого измеряется; 2 — датчик; 3 — линия связи; 4 — измерительный преобразователь (ИНП).

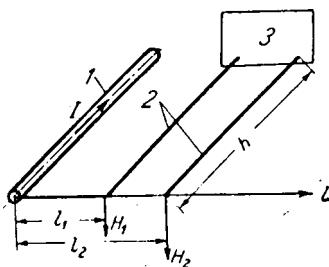


Рис. 4. Схема контура для определения помех первого рода.

1 — токонесущий кабель; 2 — линия связи; 3 — объект, параметр которого измеряется.

При синусоидальном наводящем токе (основная гармоническая составляющая сложного тока) имеем:

$$I = I_m \cos n\omega_0 t$$

и выражение (6) принимает следующий вид:

$$E_{n_1} = -\frac{Imh\mu_0}{2\pi} n\omega_0 \ln \frac{l_2}{l_1} \sin n\omega_0 t. \quad (7)$$

Подставив в (7) $\omega_0 = 2\pi f_0$, получим:

$$E_{n_1} = -Imn f_0 h \mu_0 \ln \frac{l_2}{l_1} \sin n\omega_0 t. \quad (8)$$

Рассчитаем, например, численное значение э. д. с. помехи, наведенной в измерительной линии, проходящей на расстоянии 1 м от оси токонесущей шины. При расстоянии между центрами проводов измерительной линии в 1 мм, токе шины $I = 500 \text{ а}$, частоте $f = 50 \text{ Гц}$ и $h = 150 \text{ м}$, что может иметь место в реальных условиях, получаем $E_m \approx 0,5 \text{ в}$. Иными словами, уровень помехи может во много раз превышать уровень полезного сигнала.

2. Электромагнитные наводки (помехи) второго рода, которые возникают в измерительной линии за счет связанных переменных магнитных полей, пронизывающих площадь витков, образуемых каждым из проводов измерительной линии и заземляющей шиной (рис. 5).

Напряжение помехи без учета влияния разности потенциалов точек заземления E_{n_3} , приложенное к входным клеммам измерительного преобразователя, определяется из следующих выражений:

$$\left. \begin{aligned} \dot{E}'_{n_2} &= (I_1 + I_2) \dot{z}_1 + (I_1 + I_0) \dot{z}_{l_1} + I_1 \dot{z}_3 + \\ &+ z_0 (I_1 + I_2); \\ \dot{E}''_{n_2} &= (I_1 + I_2) \dot{z}_1 + (I_1 - I_0) \dot{z}_{l_2} + I_2 \dot{z}_2 + \\ &+ z_0 (I_1 + I_2); \\ \dot{U}_2 &= \dot{E}'_{n_2} - \dot{E}''_{n_2} (I_1 + I_0) \dot{z}_{l_1} - (I_2 - I_0) \dot{z}_{l_2} = I_0 \dot{z}_{\text{вх}}, \end{aligned} \right\} \quad (9)$$

где \dot{E}'_{n_2} и \dot{E}''_{n_2} — э. д. с. помехи, наведенная в первом и втором контурах, образованных соответственно первым и вторым проводами измерительной линии и землей (рис. 5);

\dot{U}_2 — напряжение помехи, приложенное к входным клеммам преобразователя;

\dot{z}_{l_1} и \dot{z}_{l_2} — импедансы проводов измерительной линии;

\dot{z}_1 , \dot{z}_2 , \dot{z}_3 — импедансы утечек входных клемм ИНП и датчика по отношению к земле;

Вологодская областная научная библиотека

$\dot{z}_{\text{вх}}$ — импеданс входных цепей ИНП;

\dot{z}_0 — импеданс заземляющего провода.

Поскольку оба провода измерительной линии всегда находятся рядом, а чаще всего вообще в одном кабеле, то площади обоих витков практически одинаковы и пронизываются одним потоком Φ , следовательно:

$$\dot{E}'_{n_2} = \dot{E}''_{n_2} = \frac{d\Phi}{dt} = S \frac{dB}{dt}, \quad (10)$$

где S — площадь сечения витка, пересекаемая перпендикулярным магнитным полем с индукцией B . Величина индукции в помещениях, имеющих сильноточные устройства, может быть весьма существенной.

Площадь витка S также может достигать больших значений при протяженных линиях связи и их удалении от заземляющих шин, что практически имеет место во многих случаях.

Измерения показали, что величина э. д. с. $\dot{E}'_{n_2} \approx \dot{E}''_{n_2}$ может достигать нескольких вольт и более. Это иллюстрируется следующим примером.

Пусть имеется шина с током, основная гармоническая составляющая которого $I = 500 \sin \omega t$. При $l_1 = 5 \text{ см}$; $l_2 = 500 \text{ см}$; $h = 150 \text{ м}$ (l_1 — расстояние заземляющей шины от кабеля с током; l_2 — расстояние измерительной линии от кабеля с током) получим по формуле (8) $\dot{E}'_{n_2} \approx \dot{E}''_{n_2} \approx 22 \text{ в}$.

При точной симметрии обоих витков, т. е. при $\dot{z}_{l_1} = \dot{z}_{l_2}$ и $\dot{z}_1 = \dot{z}_3$, имеет место равенство $I_1 = I_2$ и $\dot{U}_2 = 0$, т. е. напряжение помехи, приложенное к клеммам ИНП, равно нулю, однако практически это не выполняется.

Наиболее неблагоприятным режимом при всех прочих равных условиях является режим, при котором датчик (например, термопара) заземлен ($\dot{z}_1 = 0$). Этот случай часто встречается на практике: например, измерение температуры термопарами, закрепленными в металлические заземленные конструкции.

При этом, как правило,

$$\dot{z}_{l_1} \ll \dot{z}_3 \gg \dot{z}_0, \text{ а } \dot{z}_{l_2} \ll \dot{z}_2 \gg \dot{z}_0.$$

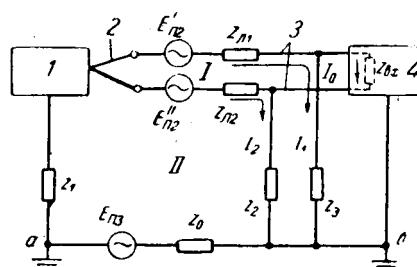


Рис. 5. Эквивалентная схема входных цепей ИНП, учитывающая паразитные утечки.

1 — объект, параметр которого измеряется; 2 — измерительный датчик (термопара); 3 — линия связи; 4 — измерительный преобразователь ИНП.

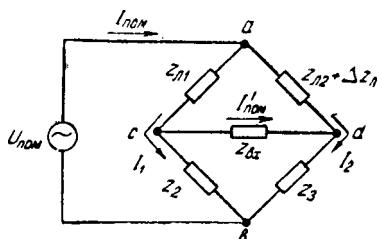


Рис. 6. Эквивалентная схема входных цепей ИНП с учетом паразитных утечек и сопротивления линии связи.

При этих условиях

$$\dot{E}'_{n_2} \approx \dot{E}''_{n_2} \approx \dot{I}_1 \dot{z}_3 \approx \dot{I}_2 \dot{z}_2.$$

При напряжении \dot{E}'_{n_2} в несколько вольт, импедансах \dot{z}_3 и \dot{z}_2 в несколько мегом токи \dot{I}_1 и \dot{I}_2 достигают величины нескольких микроампер, а \dot{U}_2 при практически имеющих место разностях между \dot{z}_2 и \dot{z}_3 и $\dot{z}_{л1}$ и $\dot{z}_{л2}$ будет измеряться милливольтами.

При малых уровнях сигнала датчиков будет иметь место недопустимая погрешность.

3. Электрические помехи третьего рода, возникающие в измерительной системе за счет разности потенциалов между различными заземляющими точками схемы (рис. 5).

Напряжение \dot{E}_{n_3} , возникающее между точками a и b , определяется токами утечки (несовершенством изоляции соседних силовых электрических установок), блюжающими токами, особенно большими в системах, где «земля» используется как обратный провод, а также в системах с заземленной нейтралью при несимметрии нагрузок, практически всегда имеющей место. Напряжение \dot{E}_{n_3} может достигать величины порядка нескольких десятков вольт. Напряжение помехи \dot{U}_3 , приложенное к входным клеммам ИНП, за счет влияния \dot{E}_{n_3} может достигать величин одного порядка с полезным сигналом датчика и может быть определено из схемы, изображенной на рис. 5.

Таким образом, полный сигнал помехи, приложенный к входным клеммам ИНП,

$$\Delta \dot{U} = \dot{U}_1 + \dot{U}_2 + \dot{U}_3 \quad (11)$$

и зависит как от наличия источников помех, так и от исполнения измерительной системы и ее параметров.

Формула напряжения помехи, если учесть соотношения

$$\dot{z}_2 = \dot{z}_3 = \dot{z}_{yt}; \dot{z}_{yt} \gg \dot{z}_{л1}; \dot{z}_{yt} \gg \dot{z}_{л2}; \dot{z}_1 \approx 0; \\ \dot{z}_{bx} \gg \dot{z}_{л1}; \dot{z}_{bx} \gg \dot{z}_{л2},$$

может быть записана в следующем виде:

$$\Delta \dot{U} = \dot{E}_{n_1} + \frac{\dot{E}'_{n_2} \dot{z}_{л1} - \dot{E}'_{n_2} \dot{z}_{л2}}{\dot{z}_{yt}} + \frac{\dot{z}_{л2} - \dot{z}_{л1}}{\dot{z}_{yt}} \dot{E}_{n_3}. \quad (12)$$

Измерительный преобразователь, как правило, строится по схеме МДМ (модуляция — усиление — демодуляция). Для получения необходимых метрологических характеристик ИНП охватывается глубокой отрицательной связью.

При этом основным требованием, предъявляемым к ИНП, является наличие гальванического разделения входных и выходных цепей.

Рассмотрим требования, предъявляемые к величинам импедансов утечек ИНП \dot{z}_2 и \dot{z}_3 , от которых зависит качество гальванической развязки. Для этого изобразим входную часть ИНП эквивалентной схемой, представленной на рис. 6 и являющейся по сути дела схемой электрического моста.

При симметрии линии связи ($\Delta z_{л} = 0$) мост будет сбалансирован, если

$$\dot{z}_{л1} \dot{z}_3 = \dot{z}_{л2} \dot{z}_2. \quad (13)$$

При выполнении условия (13) в диагонали cd ток помехи $\dot{I}'_{ном}$ отсутствует, т. е. влияние помехи сведено к минимуму.

Для нормальной работы ИНП необходимо знать максимальную допустимую величину напряжения помехи, действующего на входе ИНП. Это максимальное допустимое напряжение $U_{ном, доп}$ следующим образом связано с классом точности ИНП, диапазоном входного сигнала и допустимой погрешностью от действия помехи:

$$U_{ном, доп} \leq \frac{U_{вх} \delta_{ном} \%}{100\%}, \quad (14)$$

где $U_{вх}$ — номинальное значение входного сигнала; $\delta_{ном} \%$ — допустимая погрешность от действия помехи.

При разбалансе моста на диагонали появится разность потенциалов

$$\dot{U}_{пом,cd} = \frac{\dot{U}_{пом} \dot{z}_{yt} \Delta z_{л}}{(\dot{z}_{л} + \dot{z}_{yt})(\dot{z}_{л} + \Delta z_{л} + \dot{z}_{yt})}, \quad (15)$$

где

$$\dot{z}_{yt} = \dot{z}_{yt1} = \dot{z}_{yt2}.$$

После ряда преобразований окончательно получим минимальную допустимую величину импеданса утечки

$$\dot{z}_{yt} \geq \frac{U_{ном} \Delta z_{л}}{U_{вх} \delta_{ном} \%} \cdot 100\%. \quad (16)$$

Величина активной составляющей импеданса утечки определяется из выражения

$$R_{yt} \geq \frac{\dot{z}}{1 - 2\pi f_{ном} C_{yt}}, \quad (17)$$

а емкостная составляющая

$$C_{yt} \leq \frac{R_{yt} - \dot{z}_{yt}}{2\pi f_{ном} R_{yt} \dot{z}_{yt}}. \quad (18)$$

Расчеты, проведенные с использованием выражений (16) — (18), показывают, что для получения высоких метрологических характеристик ИНП при малых уровнях входного сигнала необходимо обеспечивать импеданс утечки \dot{z}_{yt} порядка нескольких сотен мегом и даже более. Например, при входном сигнале $U_{вх} = 5 \text{ мв}$ погрешности от действия помехи $\delta_{ном} \% = 0,5\%$, разности сопротивления линии $\Delta z_{л} = 100 \text{ ом}$ и амплитуде напряжения помехи $U_{пом} = 50 \text{ в}$ следует обеспечить $\dot{z}_{yt} = 200 \text{ Мом}$.

Чтобы реализовать столь высокие значения сопротивления утечки, приходится решать сложные

задачи по конструктивному выполнению входной цепи измерительного преобразователя.

В заключение рассмотрим возможные способы снижения уровня помех.

Для уменьшения напряжения помех первого рода U_1 измерительную линию 3 необходимо выполнять витой (рис. 7).

Для уменьшения напряжения помех второго рода U_2 необходимо изолированный заземляющий провод 5 прокладывать в одной трассе с измерительной линией 3, как можно ближе к ней. Кроме того, заземляющий провод можно рекомендовать транспортировать по трассе с измерительными линиями, так как экранирование проводов в многоканальных системах во многих случаях экономически нецелесообразно.

Это позволяет довести напряжение E_{n2} до весьма малых величин, а U_2 до долей милливольта, так как резко уменьшается величина площади сечения витка, а транспортирование изолированного заземляющего провода с измерительными линиями равносильно свиванию проводов.

Для уменьшения напряжения помех третьего рода U_3 целесообразно корпус ИНП, стойку с измерительными преобразователями и УВМ устанавливать на изоляционной подставке. Корпуса датчиков, ИНП и УВМ должны быть соединены заземляющим изолированным проводом, который только в одном месте подсоединяется к заземляющему кон-

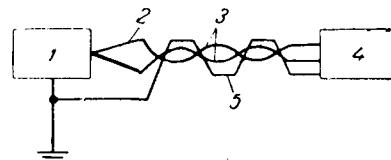


Рис. 7. Схема, позволяющая уменьшить напряжение помех.

1 — объект, параметр которого измеряется; 2 — измерительный датчик (термопары); 3 — линия связи; 4 — ИНП; 5 — изолированный заземляющий провод.

туру. В измерительной системе с заземлением, выполненным описанным выше способом, напряжения E_{n3} и, следовательно, U_3 могут быть уменьшены до незначительных величин.

Выводы. 1. Получено выражение, которое позволяет рассчитать напряжение помехи на входе ИНП (если известны амплитуды и частотный спектр э. д. с. помехи).

2. Проблема помехозащищенности быстродействующих многоканальных измерительных систем может быть решена только комплексом мероприятий. Наряду с применением фильтрующих устройств на входе ИНП следует скручивать измерительные пары (например, применять телефонный провод), заземлять всю систему в одной точке, а заземляющий изолированный провод транспортировать с измерительными линиями.

{29.1.1966}

◆ ◆ ◆

УДК 62-503.53

К вопросу улучшения качества силовой следящей системы сигналом по ошибке специальной корректирующей системы

Канд. техн. наук Б. В. НОВОСЕЛОВ
Ковров

Практика автоматического регулирования в настоящее время предъявляет высокие требования к следящим системам по точности, качеству переходных процессов, быстродействию и т. д.

Одним из важных и эффективных направлений улучшения качества работы силовых следящих систем (ССС) является применение для этих целей специально проектируемых маломощных следящих систем, которые будем называть корректирующими следящими системами (КСС).

В работах [Л. 1 и 2] рассмотрено применение КСС в качестве «чистого» интегрирующего звена, включаемого в сигнал ошибки ССС. Использование КСС в качестве фильтров помех основного сигнала рассмотрено в [Л. 3]. Автором [Л. 4] исследуется КСС для стабилизации первой и второй производных сигнала ошибки ССС переменного тока. В работах [Л. 5—8] показано применение КСС для осуществления ССС комбинированного регулирования. Для этого используется параллельное действие КСС, работающей по разомкнутому циклу, и ССС,

работающей по замкнутому циклу, через дифференциал на общую нагрузку. Использование КСС в качестве контуров самонастройки параметров ССС рассмотрено в [Л. 9 и 10].

В настоящей статье исследуется новый принцип улучшения качества ССС сигналом по ошибке проектируемой определенным способом КСС. Рассмотрение вопроса проводится при линейном описании ССС и КСС.

Структурная схема комплекса из ССС и КСС представлена на рис. 1, где
 $K_d(p)$, $K(p)$ — передаточные функции разомкнутых соответственно КСС и ССС;
 f — коэффициент настройки связи по ошибке КСС.

КСС — дифференциатор переменного тока. Пусть имеем маломощную следящую систему КСС с передаточной функцией для разомкнутого состояния

$$K_d(p) = \frac{\theta'_2}{\theta'} = \frac{K_d}{Ap^2 + Bp}, \quad (1)$$

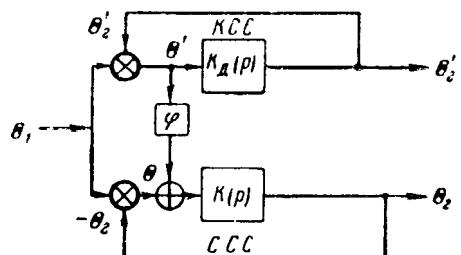


Рис. 1. Структурная схема CCC с введением связи по ошибке КСС.

где θ_2' — выходной сигнал следящей системы;

θ' — ошибка следящей системы;

K_d — коэффициент усиления разомкнутой следящей системы, 1/сек;

A, B — коэффициенты, определяемые параметрами элементов системы.

Выражение ошибки для замкнутой системы:

$$\begin{aligned} \theta' = \theta_1 - \theta_2' &= \theta_1 \Phi_{\theta'}(p) = \frac{R(p)}{L(p)} \theta_1 = \\ &= \frac{p(Ap + B)}{Ap^2 + Bp + K_d} \theta_1 = \frac{1}{K_d} \frac{Ap^2 + Bp}{\frac{A}{K_d} p^2 + \frac{B}{K_d} p + 1} \theta_2. \quad (2) \end{aligned}$$

Из анализа выражения (2) следует, что при реальных значениях K_d сигнал ошибки КСС в режимах слежения содержит сумму сигналов, пропорциональных первой и второй производным от входной величины θ_1 . Если характеристическое уравнение замкнутой КСС имеет степень v , то сигнал ошибки будет содержать сумму v производных от входной величины.

Если в КСС обеспечено $B \ll A$, то сигнал ошибки КСС в этом случае практически будет содержать лишь вторую производную от входной величины

$$\theta' = \frac{Ap^2}{Ap^2 + Bp}. \quad (2')$$

Если параметр $A \ll B$, то сигнал ошибки КСС практически будет содержать лишь первую производную от входной величины

$$\theta' = \frac{Bp}{Bp + K_d} \theta_1. \quad (2'')$$

Для низкочастотных, медленно изменяющихся входных сигналов передаточную функцию ошибки КСС $\Phi_{\theta'}(p) = \frac{R(p)}{L(p)}$ в общем случае можно представить в виде [Л. 11 и 12]

$$\begin{aligned} \Phi_{\theta'}(p) = \frac{\theta'(p)}{\theta_2(p)} &= K_0 + K_1 p + K_2 p^2 + \dots + \\ &+ K_n p^n + \dots, \quad (3) \end{aligned}$$

а выражение ошибки КСС записать так:

$$\begin{aligned} \theta'(t) &= K_0 \theta_1(t) + K_1 \frac{d\theta_1(t)}{dt} + K_2 \frac{d^2\theta_1(t)}{dt^2} + \\ &+ \dots + K_n \frac{d^n\theta_1(t)}{dt^n} + \dots, \quad (4) \end{aligned}$$

где $K_0, K_1, K_2, \dots, K_n, \dots$ — коэффициенты ошибок;

Вологодская областная универсальная научная библиотека

$$K_0 = \lim_{p \rightarrow 0} [\Phi_{\theta'}(p)];$$

$$K_1 = \lim_{p \rightarrow 0} \frac{1}{p} [\Phi_{\theta'}(p) - K_0];$$

$$K_2 = \lim_{p \rightarrow 0} \frac{1}{p^2} [\Phi_{\theta'}(p) - K_0 - K_1 p];$$

$$K_n = \lim_{p \rightarrow 0} \frac{1}{p^n} \left[\Phi_{\theta'}(p) - \sum_{l=0}^{n-1} K_l p^l \right].$$

Из анализа выражений (2) — (4) следует, что сигнал ошибки КСС содержит сумму сигналов, пропорциональных v производным, где v — степень характеристического уравнения замкнутой КСС.

Пользуясь выражениями (3) и (4), можно определять значения каждой из составляющих ошибки $\theta'(t)$ КСС и полное значение ошибки в любой момент времени, а также выбирать так параметры КСС, чтобы обеспечивать необходимое значение каждой из составляющих.

Анализ выражений (2) — (4) свидетельствует о том, что КСС при определенной настройке ее является дифференциатором переменного тока входного сигнала, если за выходную величину принимать сигнал ошибки.

Справедливость вышеизложенного подтверждает осциллограмма рис. 2, на которой обозначено: $\Omega_1(t)$ — скорость изменения входной величины; $\Omega_2(t)$ — скорость изменения выходной величины; $\theta'(t)$ — ошибка системы. Осциллограмма снималась при синусной заводке системы, в которой определяющей является кинетическая ошибка $\theta'_{\text{кин}}$. В этом случае ошибка системы прямо пропорциональна скорости изменения входной величины, т. е. производной от входной величины. Сдвига по фазе между скоростью изменения входной величины и сигналом ошибки практически нет.

Компенсация ошибок CCC сигналом ошибки КСС. Часто в практике автоматического регулирования требуется проектировать CCC высокой точности, не зная сигналов по производным от входной величины, причем иногда при этом необходимо иметь целый ряд производных от входной величины. В этом случае одним из рациональных путей компенсации ошибок CCC является использование сигнала специально спроектированной по изложенно-

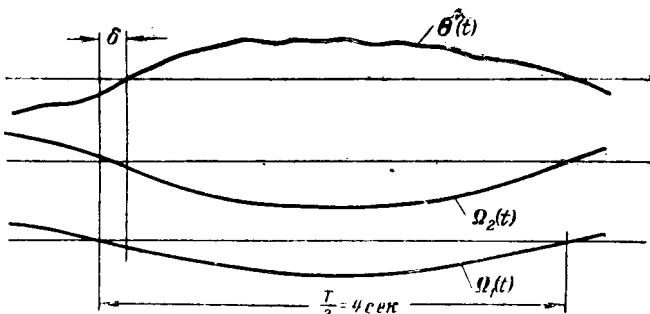


Рис. 2. Осциллограммы работы КСС.

му способу КСС, работающей от того же входного сигнала, что и ССС.

Установим условия компенсации кинетической $\theta_{\text{кин}}$ и динамической $\theta_{\text{дин}}$ ошибок ССС сигналом ошибки КСС. При этом отметим, что ССС и КСС имеют передаточные функции в разомкнутом состоянии, которые соответственно равны:

$$K(p) = \frac{K}{p(A_0 p^2 + A_1 p + A_2)}; \quad (6)$$

$$K_D(p) = \frac{K_D}{p(Ap + B)}.$$

Передаточная функция замкнутой ССС с учетом связи по ошибке КСС имеет вид [Л. 13 и 14]:

$$\Phi(p) = \frac{\theta_2}{\theta_1} = \frac{K[(1 + \varphi)p(Ap + B) + K_D]}{[p(A_0 p^2 + A_1 p + A_2) + K][Ap^2 + Bp + K_D]}, \quad (7)$$

а выражение для ошибки ССС запишется так:

$$\theta = \theta_1 \frac{p^2(B + Ap)(A_0 p^2 + A_1 p + A_2) + K_D p(A_0 p^2 + A_1 p + A_2) + K_D p(A_0 p^2 + A_1 p + A_2) - K - \varphi p(Ap + B)}{[p(A_0 p^2 + A_1 p + A_2) + K][Ap^2 + Bp + K_D]}. \quad (8)$$

Выразим значение $\theta_{\text{кин}}$ из уравнения (8) для ССС:

$$\theta_{\text{кин}} = \theta_1 p \frac{K_D A_2 - K \varphi B}{K K_D}. \quad (9)$$

При выполнении условия

$$\varphi = \frac{K_D A_2}{K B} \quad (10)$$

ошибка $\theta_{\text{кин}}$ линейной ССС полностью компенсируется. При $\theta_{\text{кин}} = 0$ запишем из уравнения (8) выражение для $\theta_{\text{дин}}$:

$$\theta_{\text{дин}} = \theta_1 p^2 \frac{A_2 B + K_D A_1 - K \varphi A}{K K_D}. \quad (11)$$

Если совместно с условием (10) выполнить и условие

$$\varphi = \frac{A_2 B + K_D A_1}{K A}, \quad (12)$$

то в линейной ССС $\theta_{\text{дин}} = \theta_{\text{кин}} = 0$.

Совместное выполнение условий (10) и (12) возможно при обеспечении соотношения

$$K_D = \frac{A_2 B^2}{A A_2 - A_1 B}. \quad (13)$$

Получение реального значения K_D требует удовлетворения другого условия:

$$A A_2 > A_1 B, \text{ т. е. } \frac{A}{B} > \frac{A_1}{A_2}. \quad (14)$$

Это условие определяет соотношение между параметрами КСС и ССС.

Из выражений (7) и (8) следует, что наличие полинома $L(p)$ в знаменателе выражения $\Phi'(p)$ может нарушить устойчивость ССС при отработке

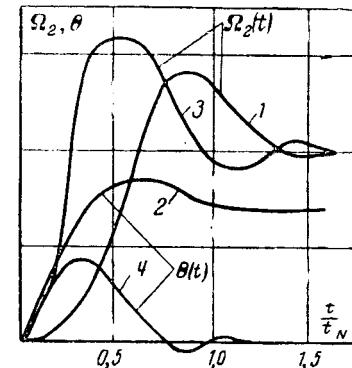


Рис. 3. Осциллограммы работы ССС и КСС.

входного сигнала. Для того чтобы порядок характеристического уравнения ССС не изменялся, желательно, чтобы числитель выражения (9) являлся сомножителем характеристического уравнения ССС.

Например, если в уравнении (7)

$$[p(A_0 p^2 + A_1 p + A_2) + K] = (1 + T_0 p)[(Ap + B)p(1 + \varphi) + K_D],$$

то оно принимает вид:

$$\Phi(p) = \frac{K}{(1 + T_0 p)(Ap^2 + Bp + K_D)}.$$

На рис. 3 представлены осциллограммы выхода на сложение с постоянной скоростью без ввода сигнала по ошибке КСС (графики 1, 2) и с вводом сигнала по ошибке КСС, выполненной по условию (2'') (графики 3, 4). Из рис. 3 видно, что с введением сигнала по ошибке с КСС кинетическая ошибка $\theta_{\text{кин}}$ в ССС компенсируется до минимума.

Улучшение качества переходных процессов ССС сигналом по ошибке КСС. Пусть передаточная функция замкнутой ССС до введения связи по ошибке КСС имеет вид: .

$$\Phi(p) = \frac{\theta_2}{\theta_1} = \frac{K}{p(A_0 p^2 + A_1 p + A_2) + K}, \quad (15)$$

а передаточная функция замкнутой КСС

$$\Phi_D(p) = \frac{\theta'_2}{\theta_1} = \frac{K_D}{p(Ap^2 + Bp + C) + K_D}. \quad (16)$$

Передаточная функция замкнутой ССС с учетом ввода связи по ошибке КСС [Л. 13 и 14]

$$\Phi'(p) = \frac{\theta_2}{\theta_1} = \frac{K[(1 + \varphi)p(Ap^2 + Bp + C) + K_D][p(A_0 p^2 + A_1 p + A_2) + K]}{[p(Ap^2 + Bp + C) + K_D][p(A_0 p^2 + A_1 p + A_2) + K]}. \quad (17)$$

Выражение (17) можно представить в несколько ином виде:

$$\Phi'(p) = \frac{\theta_2}{\theta_1} = \Phi(p) \left[1 + \frac{\varphi \cdot p(Ap^2 + Bp + C)}{p(Ap^2 + Bp + C) + K_D} \right] = \Phi(p) \left[1 + \frac{\varphi}{1 + K_D(p)} \right] = \Phi(p) \Phi_A(p). \quad (18)$$

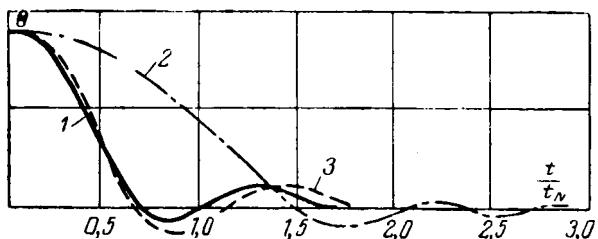


Рис. 4. Осциллограммы работы CCC и КСС.

Амплитудно-фазовая частотная характеристика CCC определяется из выражения

$$|\Phi'(j\omega)|e^{j\varphi(\omega)} = |\Phi(j\omega)| |\Phi_A(j\omega)| e^{j[\varphi(\omega) + \varphi_A(\omega)]}. \quad (19)$$

Из уравнений (18) и (19) следует, что значения амплитудно-частотной характеристики CCC равны произведению значений: амплитудно-частотной характеристики CCC без ввода сигнала по ошибке КСС и амплитудно-частотной характеристики, соответствующей передаточной функции $\Phi_A(p)$, которая определяется параметрами КСС. Значения фазово-частотной характеристики CCC равны сумме значений: фазово-частотной характеристики CCC без ввода сигнала по ошибке КСС и фазово-частотной характеристики, соответствующей передаточной функции $\Phi_A(p)$. Это свидетельствует о том, что динамические показатели CCC определяются параметрами CCC и КСС.

Если обеспечить выполнение соотношений

$$K_D = K; \quad (1 + \varphi)A = A_0; \quad (1 + \varphi)B = A_1; \quad (1 + \varphi)C = A_2, \quad (20)$$

то, как следует из уравнения (17), передаточная функция замкнутой CCC при вводе связи по ошибке КСС принимает вид:

$$\Phi'(p) = \Phi_D(p) = \frac{\theta_2}{\theta_1} = \frac{K_D}{p(Ap^2 + Bp + C) + K_D}, \quad (21)$$

т. е. качество CCC становится идентичным качеству КСС.

Из анализа уравнений (17), (20) и (21) следует, что для обеспечения качества CCC, идентичного качеству КСС, необходимо, чтобы:

а) степени астатизма КСС и CCC были идентичными;

б) между коэффициентами A_0 и A , A_1 и B , A_2 и C , определяемыми параметрами элементов КСС и CCC, было обеспечено одно и то же соотношение (20).

На рис. 4 представлены осциллограммы отработки рассогласования КСС и CCC без связи φ (графики 1, 2) и со связью φ (график 3). При вводе связи по ошибке КСС качество CCC становится близким к качеству КСС.

Следует заметить, что при выполнении условий (20) невозможно одновременно обеспечить и компенсацию ошибок в CCC сигналом по ошибке КСС, так как выполнение условий (9), (12), (13) и (20) эквивалентно выполнению условий:

$$K_D = K = \frac{A_2 C^2}{A A_2 - A_1 C}; \quad (a)$$

$$A(1 + \varphi) = A \left(1 + \frac{A_2}{C}\right) = A_0; \quad (b)$$

$$B(1 + \varphi) = B \left(1 + \frac{A_2}{C}\right) = A_1; \quad (b)$$

$$C(1 + \varphi) = C \left(1 + \frac{A_2}{C}\right) = A_2. \quad (g)$$

(22)

Выполнить все условия (22) невозможно, так как условие (22,г) может быть выполнено лишь при $C=0$, но в этом случае невыполнимы остальные условия.

В данном разделе автор не останавливается на оптимальности выбора параметров КСС и CCC, обеспечивающих оптимальность переходных процессов и компенсацию $\theta_{\text{кин}}$ и $\theta_{\text{дин}}$ CCC с точностью до ε .

Однако материал раздела наглядно свидетельствует о широких возможностях улучшения динамических показателей CCC сигналом по ошибке КСС.

К вопросу о практическом расчете схем, содержащих CCC и КСС. Согласно уравнению (18) передаточная функция замкнутой CCC с учетом ввода сигнала по ошибке КСС имеет вид:

$$\Phi'(p) = \Phi(p) \left[1 + \frac{\varphi}{1 + K_D(p)} \right] = \\ = \Phi(p) [1 + \varphi(p)] = \frac{K(p)}{1 + K(p)} [1 + \varphi(p)], \quad (18')$$

где $K(p)$ — передаточная функция разомкнутой CCC до ввода сигнала по ошибке КСС;

$$\varphi(p) = \varphi \theta'(p).$$

По выражению (18') можно определить эквивалентную передаточную функцию [Л. 15] разомкнутой CCC с учетом связи по ошибке КСС:

$$K'(p) = \frac{\Phi'(p)}{1 - \Phi'(p)} = \frac{K(p)[1 + \varphi(p)]}{1 - K(p)\varphi(p)}, \quad (23)$$

по которой можно проводить дальнейшие исследования.

Из анализа уравнения (23) следует [Л. 15] условие инвариантности CCC относительно входного воздействия

$$\varphi(p) = \frac{1}{K(p)}. \quad (24)$$

Пользуясь условием (24), можно определить условия компенсации того или иного вида ошибок CCC и по (23) анализировать качество CCC с учетом ввода сигнала по ошибке КСС.

Если известна желаемая передаточная функция $K'_{\text{ж}}(p)$ CCC с учетом ввода сигнала по ошибке КСС, то, пользуясь уравнением (23), можно до ввода этого сигнала определить параметры CCC, обеспечивающие при вводе сигнала $\varphi(p)$ наперед известное качество, определяемое желаемой передаточной функцией $K'_{\text{ж}}(p)$:

$$K(p) = \frac{K'_{\text{ж}}(p)}{1 + \varphi(p) + \varphi(p)K'_{\text{ж}}(p)}. \quad (25)$$

Если известны $K(p)$ и $K'_{\text{ж}}(p)$, то можно определить $\varphi(p)$:

$$\varphi(p) = \frac{K'_{\text{ж}}(p) - K(p)}{K(p)[1 + K'_{\text{ж}}(p)]}. \quad (26)$$

Пример. Дано

$$\left. \begin{aligned} K(p) &= \frac{K}{p(A_0p^2 + A_1p + A_2)} = \\ &= \frac{500}{0,669p^3 + 42,1p^2 + 421p}; \\ \varphi(p) &= \frac{\varphi}{1 + K_{\text{д}}(p)} = \frac{\varphi p(Ap + B)}{p(Ap + B) + K_{\text{д}}}. \end{aligned} \right\} \quad (27)$$

Определить условия компенсации $\theta_{\text{кин}}$, $\theta_{\text{дин}}$ ССС вводом $\varphi(p)$ и проверить выполнение условий устойчивости ССС.

В этом случае передаточная функция разомкнутой ССС с учетом введенного сигнала $\varphi(p)$ согласно уравнению (23) имеет вид:

$$\begin{aligned} K'(p) &= \frac{K(p)[1 + \varphi(p)]}{1 - K(p)\varphi(p)} = \\ &= \frac{K[A(1 + \varphi)p^2 + B(1 + \varphi)p + K_{\text{д}}]}{p(A_0p^2 + A_1p + A_2)(Ap^2 + Bp + K_{\text{д}} - K\varphi p(Ap + B))}. \end{aligned} \quad (23')$$

Условие полной инвариантности ССС относительно управляющего воздействия по (24)

$$\varphi(p) = \frac{1}{K(p)}.$$

Для компенсации только $\theta_{\text{кин}}$ и $\theta_{\text{дин}}$ необходимо выполнить условие

$$\frac{\varphi p(Ap + B)}{K_{\text{д}}} = \frac{A_1p^2 + A_2Bp^2 + A_2p}{K},$$

т. е. условия (10) и (12)

$$\varphi = \frac{K_{\text{д}}A_2}{KB} = \frac{A_2B + K_{\text{д}}A_1}{A^2K} = 0,84 \frac{K_{\text{д}}}{B}. \quad (10')$$

Для выполнения равенства (12) при заданных значениях параметров A_2 , B , A , K необходимо согласно (13) выполнить условие

$$K_{\text{д}} = \frac{A_2B^2}{AA_2 - A_1B} = \frac{421B^2}{421A - 42,1B} = \frac{10B^2}{10A - B}. \quad (13')$$

Если $B = 10$, $A = 1,5$, то $K_{\text{д}} = 200$, т. е. $\varphi = 0,84 \times \frac{200}{10} = 16,8$ и

$$\varphi(p) = \frac{16,8p(1,5p + 10)}{p(1,5p + 10) + 200} = \frac{0,084(1,5p^2 + 10p)}{0,0075p^2 + 0,05p + 1}. \quad (28)$$

С учетом указанных численных значений параметров и выполнения условий (10'), (13') передаточная функция $K'(p)$ запишется так:

$$\begin{aligned} K'(p) &= \frac{K \left[A \left(1 + \frac{K_{\text{д}}A_2}{KB} \right) p^2 + B \left(1 + \frac{K_{\text{д}}A_2}{KB} \right) p + K_{\text{д}} \right]}{p^3[AA_0p^2 + (A_1A + BA_0)p + AA_2 + BA_1 + K_{\text{д}}A_0]} = \\ &= \frac{500(26,1p^2 + 174,2p + 200)}{p^3(p^2 + 69,79p + 1196,5)} = \\ &= \frac{83,6(1 + 0,78p)(1 + 0,19p)}{p^3(1 + 0,0249p)(1 + 0,0336p)}, \end{aligned} \quad (23'')$$

а передаточная функция замкнутой ССС с учетом ввода связи по ошибке КСС

$$\begin{aligned} \Phi'(p) &= \frac{K'(p)}{1 + K'(p)} = \\ &= \frac{0,13p^2 + 0,871p + 1}{10^{-5}p^5 + 6,97 \cdot 10^{-4}p^4 + 1,196 \cdot 10^{-2}p^3 + 0,13p^2 + 0,871p + 1}. \end{aligned} \quad (29)$$

Определим ошибку ССС с учетом ввода связи по ошибке КСС:

$$\theta(p) = \theta_1(p) \frac{10^{-5}p^5 + 6,979 \cdot 10^{-4}p^4 +}{10^{-5}p^5 + 6,97 \cdot 10^{-4}p^4 + 1,196 \cdot 10^{-2}p^3 + 0,13p^2 +} + \frac{1,196 \cdot 10^{-2}p^3}{0,871p + 1}. \quad (30)$$

Передаточная функция замкнутой ССС без ввода сигнала по ошибке КСС

$$\begin{aligned} \Phi(p) &= \frac{500}{0,669p^3 + 42,1p^2 + 421p + 500} = \\ &= \frac{1}{1,34 \cdot 10^{-3}p^3 + 0,0843p^2 + 0,843p + 1}. \end{aligned}$$

ССС без ввода сигнала по ошибке КСС устойчива, так как выполняются условия критерия Раяса—Гурвица:

$$\begin{aligned} a_0 &= 1,34 \cdot 10^{-3} > 0; \quad a_1 = 0,0843 > 0; \\ a_2 &= 0,843 > 0; \quad a_3 = 1 > 0; \\ \Delta_2 &= a_1a_2 - a_0a_3 = 0,0843 \cdot 0,843 - 1,34 \cdot 10^{-3} = \\ &= 6,966 \cdot 10^{-2} > 0. \end{aligned}$$

Эти условия выполняются и при введении сигнала по ошибке КСС:

$$\begin{aligned} a'_0 &= 10^{-5} > 0; \quad a'_1 = 6,979 \cdot 10^{-4} > 0; \\ a'_2 &= 1,196 \cdot 10^{-2} > 0; \\ a'_3 &= 1,305 \cdot 10^{-1} > 0; \quad a'_4 = 0,871 > 0; \quad a'_5 = 1 > 0; \\ \Delta'_2 &= a'_1a'_2 - a'_0a'_3 = 7,045 \cdot 10^{-6} > 0; \\ \Delta'_4 &= \Delta'_2(a'_3a'_4 - a'_2a'_5) - (a'_1a'_4 - a'_0a'_5)^2 = \\ &= 35,4 \cdot 10^{-8} > 0. \end{aligned}$$

Следовательно, введением связи по ошибке КСС компенсируются кинетическая и динамическая ошибки, кроме того, обеспечивается устойчивая работа ССС.

Выводы. 1. Введением связи по ошибке КСС и ССС можно улучшать качество ССС в установившихся и переходных режимах.

2. При выполнении условий (10), (12) и (13) полностью компенсируются $\theta_{\text{кин}}$ и $\theta_{\text{дин}}$ в линейных ССС.

3. При выполнении условия (20) и идентичности степеней астатизма КСС и ССС качество ССС становится идентичным качеству КСС.

4. Силовые следящие системы, корректируемые сигналом по ошибке КСС, целесообразно применять в случае предъявления повышенных требований по точности к ССС при отсутствии сигналов по производным от входных величин.

5. Статья не претендует на полноту излагаемого вопроса. Основные положения статьи требуют дальнейших исследований, которые позволяют дать рекомендации по выбору оптимальных значений параметров ССС и КСС и выявлять возможности других областей применения рассмотренного способа коррекции ССС.

Л и т е р а т у р а

1. Левинсон Е., Два типа сервомеханизмов с пудевой скоростной ошибкой, Сб. переводов, Машиностроение, № 6 (7), 1957.

2. Gosgriff R. L., Trans AIEE 1379—1383, 1950, № 69.

3. Leck D. E., Schwartz B., Proc. Nat. Electronics conference, 152—153, 1956, № 12.

4. Кавун Е. С., Корректирующие устройства следящих систем переменного тока, Сб. трудов МВТУ, Системы автоматического регулирования и управления, Машгиз, 1959, № 97.

5. Mooge J. R., Combination open-cycle closed-cycle systems, Proc. of the IRE, 1951, № 11.

6. Клубинкин П. Ф., Объединенные следящие системы с двумя приводами, «Автоматика и телемеханика», 1959, № 2, т. XX.

7. Дунаев В. И., К вопросу о принципе инвариантности в комбинированных системах автоматического регулирования, «Автоматика и телемеханика», 1959, № 5.

8. Клубинкин П. Ф., Быстродействующие индукционные муфты в системах автоматического регулирования, Машгиз, 1962.

9. Чинаев П. И., Самонастраивающиеся системы, Машгиз, 1963.

10. Уланов Г. М., Развитие идей инвариантности и теории комбинированных систем автоматического регулирования и управления, Сб. трудов МВТУ, Системы автоматического регулирования и управления, Машгиз, 1959, № 97.

11. Кинг Л. Г., Снижение установившейся динамической ошибки в замкнутых следящих системах, «Прикладная механика и машиностроение», 1954, № 2.

12. Терсков В. Г., Основы теории расчета систем с комбинированным управлением, Сб. статей, Элементы и приводы силовых следящих систем, Труды МАИ, Оборонгиз, 1961, вып. 134.

13. Новоселов Б. В. и Сафроненко В. А., Улучшение качества двухканальных следящих систем перекрестными связями, Сб. трудов ЛМИ, Автоматическое управление, 1964, № 37.

14. Новоселов Б. В. и Сафроненко В. А., Об улучшении качества двухканальных следящих систем перекрестными связями, Производственно-технический бюллетень, М., 1962, № 4.

15. Бесекерский В. А. и Федоров С. М., Расчет следящих систем комбинированного управления методом логарифмических частотных характеристик, Теория инвариантности и ее применение в автоматических устройствах, М., 1959.

[24.1.1966]



УДК 621.316.1

О выборе сечений линий в городской сети напряжением до 1 000 в с коммунально-бытовой нагрузкой

Инж. Ю. А. ФОКИН и инж. Е. А. КОНЮХОВА

Московский энергетический институт

В настоящее время сечения проводов и жил кабелей в городских электрических сетях напряжением до 1 000 в выбираются исходя из заданной допустимой величины потери напряжения от шин ТП до наиболее удаленного приемника [Л. 1], поскольку в этом случае обеспечиваются требуемые пределы отклонений напряжения у потребителей при встречном регулировании [Л. 2]. Расчет сечений таких сетей по экономической плотности тока не является определяющим [Л. 1 и 3], к тому же этот способ, обеспечивая хорошие экономические показатели самой сети, не учитывает влияния отклонения напряжения на работу приемников. В этой статье сделана попытка оценить, насколько экономический учет качества напряжения у потребителей повлияет на выбор сечений линий до 1 000 в.

Расчетная располагаемая потеря напряжения при различных критериях его качества. Для четкого представления о величинах расчетной потери напряжения следует подробно рассмотреть условия, по которым она определяется. Одним из исходных условий является характер изменения напряжения на шинах ТП. Рассмотрим три основных вида изменения напряжения вдоль сети (рис. 1), которые записываются следующим образом:

$$\left. \begin{array}{l} U_{1\max} \geq U_1; \quad U_{1\max} \leq U_1; \quad U_{1\max} \geq U_1; \\ U_{n\max} \leq U_n; \quad U_{n\max} \leq U_n; \quad U_{n\max} \geq U_n, \end{array} \right\} \quad (1)$$

где $U_{1\max}$ и $U_{n\max}$ — напряжения у первого и последнего приемников во время максимума нагрузки;

U_1 и U_n — значения напряжения у первого и последнего приемников, определяющие характер изменения его вдоль сети, в частном случае эти значения могут быть во время минимума нагрузки.

Величина потери напряжения от первого до последнего приемника $\Delta U_{1\max}$ для периода максимума нагрузки определяется в указанных случаях по выражениям:

$$\left. \begin{array}{l} \Delta U_{1\max} = U_{n\max} - U_{1\max}; \\ \Delta U_{1\max} = (U_{n\max} - U_{1\max}) - (U_1 - U_{1\max}); \\ \Delta U_{1\max} = (U_{n\max} - U_{1\max}) - (U_{n\max} - U_n), \end{array} \right\} \quad (2)$$

где $U_{n\max}$ и $U_{1\max}$ — наибольший и наименьший уровни напряжения в линии до 1 000 в.

При $U_1 = U_{1\max}$ и $U_n = U_{n\max}$ потеря напряжения определяется по выражению

$$\Delta U_{1n\max} = U_{n\max} - U_{1\max} \quad (3)$$

для всех видов изменения напряжения.

Предельные значения $U_{n\max}$ и $U_{1\max}$ могут быть установлены по следующим рекомендациям, имеющимся в литературе:

1. По ПУЭ отклонения напряжения при нормальном режиме работы не должны превышать $\pm 5\%$ для ламп накаливания и $+10\% - 5\%$ для электродвигателей [Л. 2].

2. По критерию [Л. 6], согласно которому 95% всей потребляемой энергии должно отпускаться при отклонениях напряжения, не превышающих $\pm 5\%$.

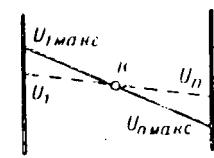
3. По критерию Айэрэ [Л. 5 и 6] значение неодинаковости напряжения не должно быть больше $10[\%]^2$ согласно рекомендациям [Л. 3] и $25[\%]^2$ по [Л. 5].

Представляет интерес сравнение величин располагаемой потери напряжения, определенной по критериям (1) — (3). В таблице приведены ее значения,

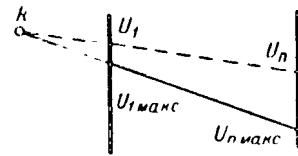
Среднее отклонение напряжения у приемников, %	Среднеквадратическое отклонение напряжения	Наибольшее и наименьшее значения возможных отклонений напряжения, %	Располагаемая потеря напряжения между первым и последним приемником, %	Критерий качества напряжения
$\pm 4,5$	0,166	$\pm 5; \pm 4$	1	ПУЭ
± 4	0,333	$\pm 5; \pm 3$	2	
± 3	0,667	$\pm 5; \pm 1$	4	
± 2	1	$\pm 5; \pm 1$	6	
± 1	1,33	$\pm 5; \pm 3$	8	
0	1,66	$\pm 5; \pm 5$	10	
$\pm 4,5$	0,3	$\pm 5,4; \pm 3,6$	1,8	95% энергии отпускается при отклонениях напряжения $\pm 5\%$
± 4	0,61	$\pm 5,63; \pm 2,17$	3,46	
± 3	1,21	$\pm 6,63; \pm 0,63$	7,26	
± 2	2,04	$\pm 8,12; \pm 4,12$	12,24	
± 1	2,42	$\pm 8,36; \pm 6,36$	14,72	
0	2,56	$\pm 7,67; \pm 7,67$	15,34	
$\pm 3,0$	1	$\pm 6; 0$	6	Неодинаковость напряжения $10[\%]^2$
± 2	2,45	$\pm 9,35; \pm 5,35$	14,7	
± 1	3	$\pm 10; \pm 8$	18	
0	3,17	$\pm 9,5; \pm 9,5$	19	

Примечание. Верхние и нижние знаки при значениях наибольшего и наименьшего отклонений напряжения относятся соответственно к верхним и нижним знакам при значениях среднего отклонения напряжения.

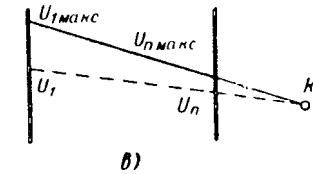
а также наибольшие и наименьшие отклонения напряжения при различных средних отклонениях у приемников по линии, соответствующие указанным выше критериям. Значение среднего отклонения напряжения рассматривается как среднее по линии и за определенный промежуток времени. Средние квадратические отклонения по критерию (2) были получены при помощи интеграла вероятностей [Л. 4] и при условии получения потребителями 95% электроэнергии с отклонениями не больше $\pm 5\%$. По интегралу вероятностей определяется отношение количества значений отклонений напряжения, находящихся в заданных пределах, к числу всех возможных отклонений. Это отношение равно



a)



б)



в)

Рис. 1. Условия изменения напряжения вдоль сети за некоторый промежуток времени.

доле энергии, если случайная величина отклонений взвешена по энергии. Как показали экспериментальные исследования [Л. 7], ряд распределения случайной величины отклонения напряжения, взвешенной по энергии, достаточно близок ряду распределения, взвешенному по времени. Поэтому представляется возможным определение доли энергии, если известны параметры ряда распределения отклонений напряжения, взвешенных по времени.

Предполагаем нормальным закон распределения отклонений напряжения [Л. 4] и определяем вероятность попадания этой случайной величины на участок от α до β :

$$P[\alpha < \delta U < \beta] = \frac{1}{2} \left[\Phi\left(\frac{\beta - \bar{\delta}U}{\sigma}\right) - \Phi\left(\frac{\alpha - \bar{\delta}U}{\sigma}\right) \right],$$

где $\bar{\delta}U$ — среднее значение случайной величины; σ — среднеквадратическое отклонение;

$$\Phi(\delta U) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_0^{\delta U} e^{-\frac{u^2}{2\sigma^2}} du$$

— интеграл вероятностей.

Значения неодинаковости при вычислении σ (табл. 1) по критерию Айэрэ с использованием известной формулы $\sigma = \sqrt{I - \bar{\delta}U^2}$ принимались равными $I = 10[\%]^2$. Здесь $\bar{\delta}U$ — среднее отклонение напряжения у приемников линии. Предельно возможные значения отклонений $\delta U_{n\max}$ и $\delta U_{1\max}$ определялись по известному правилу «три сигма».

Все значения располагаемой потери напряжения, приведенные в таблице, соответствуют условиям распределения напряжения вдоль сети, изображенной на рис. 1, а, так как они наиболее характерны для реальных сетей. Наиболее приемлемыми с точки зрения возможности уменьшения сечения при одних и тех же показателях качества являются

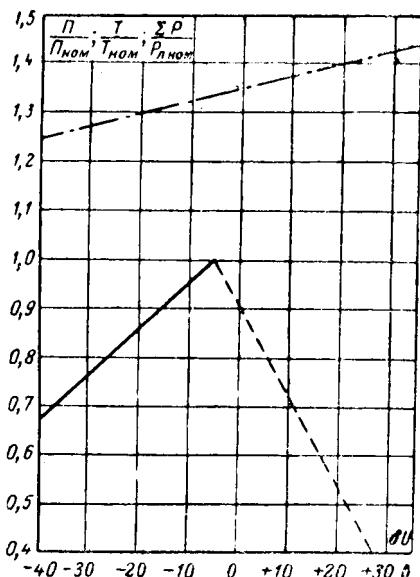


Рис. 2. Зависимости освещенности помещений, срока службы ламп и суммарной статической характеристики ламп, двигателей бытовых приборов, отнесенные к номинальной мощности ламп от напряжения.

— $\Pi/\Pi_{\text{ном}}$; — $T/T_{\text{ном}}$; — $\frac{\Sigma P}{P_{\text{л.ном}}}$

условия распределения напряжения вдоль сети, при котором наибольшее и наименьшее значения напряжения бывают в период максимальных нагрузок (рис. 1, а). При других условиях (рис. 1, б и в) эти значения будут удовлетворять предъявляемым требованиям лишь в частных случаях. Из выражений (2) следует, что значения $\Delta U_{1\text{номакс}}$ уменьшаются с увеличением разностей $U_1 - U_{1\text{номакс}}$ и $U_{n\text{номакс}} - U_n$.

Экономическая оценка качества напряжения у приемников. Для экономичной работы сети и приемников электроэнергии, для правильного распределения капиталовложений в сеть и в источники активной мощности, а также для количественной оценки роли регулирования необходимо в расчетных народнохозяйственных затратах учитывать, кроме затрат на сеть, что сделано при определении экономической плотности тока, еще и затраты, обусловленные качеством напряжения у приемников. Поэтому возникает вопрос об экономической оценке влияния подводимого напряжения на основную массу приемников городской электрической сети напряжением до 1 000 в: лампы накаливания и двигатели бытовых приборов (холодильников и стиральных машин). Получение экономически объективных показателей, строго говоря, возможно только при учете затрат на технические средства, обеспечивающие необходимое качество напряжения. Однако в первом приближении, чтобы задачу оценки влияния учета приемников на способ выбора сечений сделать более определенной, можно задаваться отклонением напряжения на шинах ТП, предполагая одинаковые экономические затраты для достижения заданного напряжения.

Технически допустимые пределы отклонений напряжения у приемников обусловлены исключительно экономическими соображениями. С технической точки зрения эти предельные отклонения следовало

бы допускать возможно меньшими, сведя их в идеале к нулю. Однако подобное решение является абсолютно неприемлемым экономически, так как сеть потребует больших капиталовложений, а это увеличит стоимость самой энергии у потребителей [Л. 8]. Очевидно, что величины этих пределов зависят от вида приемников электроэнергии, параметров сети, местоположения и величины нагрузок. В нашей статье сделана попытка оценить экономическое влияние величины подводимого напряжения на основные приемники городской электрической сети напряжением до 1 000 в. Для всех расчетов применялся единый экономический критерий — расчетные затраты [Л. 9]. Отклонения напряжения от номинального у приемников электроэнергии учитывались изменением затрат на освещенность, срок службы ламп, изменение потребления активной мощности лампами и электродвигателями бытовых приборов. Влияние напряжения на износ электродвигателей бытовых приборов не учитывалось ввиду незначительного изменения тока для этого вида электродвигателей.

Поясним более подробно принцип рассмотрения каждого из перечисленных факторов. При напряжении меньше номинального происходит уменьшение светового потока ламп накаливания [Л. 10] и, следовательно, уменьшение освещенности помещений (рис. 2). Достижение нормированного уровня освещенности требует установки или большей мощности ламп, или большего их количества при неизменном расположении светильников. Это приводит к необходимости увеличения генерации активной мощности электростанций и расширения сетей 220—500 кв, а также топливной базы. Увеличение светового потока при повышенном напряжении можно не учитывать, так как этот фактор не является нежелательным для потребителей и не может повлечь за собой изменение установленной мощности ламп.

При повышенном напряжении уменьшается срок службы ламп, и это особенно существенно для периода максимальных нагрузок, когда работает наибольшее количество ламп (рис. 2). Экономическую оценку изменения срока службы ламп с изменением напряжения целесообразно производить при следующих условиях: учитывается только влияние напряжения выше номинального; затраты на лампы возрастают пропорционально снижению срока службы.

Мощность, потребляемая приемниками, изменяется с изменением подводимого напряжения в соответствии со статическими характеристиками. На рис. 2 представлены статические характеристики ламп накаливания [Л. 10] и двигателей бытовых приборов [Л. 11]. Суммарная статическая характеристика в целях простоты расчетов линеаризована в пределах $\pm 20\%$ $U_{\text{ном}}$, возможность чего показана в [Л. 12].

Дополнительные исследования показали возможность линеаризации также зависимостей дополнительной установленной мощности ламп, обусловленной снижением освещенности и уменьшением срока службы от изменения напряжения. Получающиеся при этом погрешности не превышают 0,3—1 %. Экономически изменение мощности, потребляе-

мой при их работе с неноминальным напряжением, оценивается изменением затрат на генерацию активной мощности и потерь энергии.

Годовой народнохозяйственный ущерб от работы приемников при неноминальном напряжении, получающих питание от линии напряжением до 1000 в, определяется из следующего выражения:

$$\begin{aligned} Z_{\text{пп}} &= Z_{\text{осв}} + Z_{\text{с.с}} + Z_{\text{с.х}} = \\ &= (\lambda_{\text{осв}} - \lambda_{\text{с.х}}) \sum_{i=k}^n P_{i, \text{ном}} \Delta U_{k-i} + \\ &+ (\lambda_{\text{с.с}} + \lambda_{\text{с.х}}) \sum_{i=1}^k P_{i, \text{ном}} \Delta U_{k-i}, \quad (4) \end{aligned}$$

где $Z_{\text{осв}}$ — затраты на средства, обеспечивающие нормированную освещенность при пониженном напряжении;

$Z_{\text{с.с}}$ — затраты, обусловленные снижением срока службы ламп накаливания при повышенном напряжении;

$Z_{\text{с.х}}$ — затраты, связанные с изменением потребления активной мощности приемниками при изменении напряжения;

ΔU_{k-i} — величина потери напряжения при максимальной нагрузке между точкой с номинальным напряжением k и вводом i ;

$P_{i, \text{ном}}$ — мощность, потребляемая лампами на i -м вводе в дом при номинальном напряжении, подсчитанная по площади квартиры с удельной нормированной освещенностью;

k — точка линии с номинальным напряжением;

$$\begin{aligned} Z_{\text{осв}} &= 0,01 [\xi (c_{\text{э.с}} + c_{\text{э.н}} \tau) + T_{\text{с.с}} c_{\text{л}}]; \quad \lambda_{\text{с.с}} = 0,057 c_{\text{л}}; \\ \lambda_{\text{с.х}} &= 0,00263 \xi (c_{\text{э.с}} + c_{\text{э.н}} \tau); \end{aligned}$$

0,01 — коэффициент в формуле зависимости светового потока от напряжения (рис. 2);

0,057 — коэффициент в зависимости срока службы от напряжения (рис. 2);

0,00263 — коэффициент, учитывающий изменение потребления мощности в соответствии со статическими характеристиками;

$c_{\text{э.с}}$ — удельные расчетные затраты, обусловленные расширением электростанций и сетей 220—500 кв [Л. 13];

$c_{\text{э.н}}$ — удельные расчетные затраты на расширение топливной базы;

τ — число часов максимальных потерь мощности;

ξ — коэффициент, учитывающий звено сети, для которого производится расчет [Л. 13];

$c_{\text{л}}$ — удельная стоимость 1 квт ламп;

$T_{\text{с.с}}$ — нормированный срок службы ламп.

Вологодская областная универсальная научная библиотека

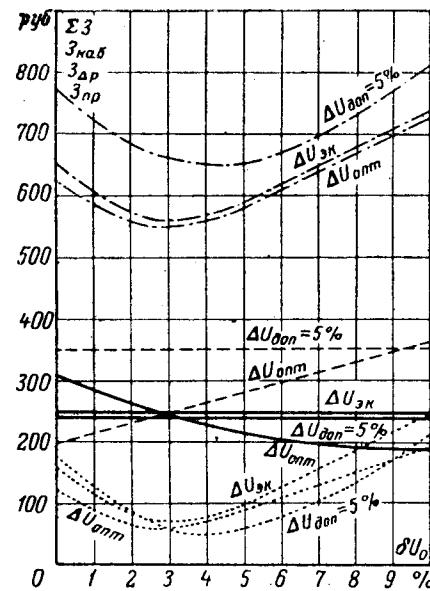


Рис. 3. Зависимости суммарных затрат, затрат на сооружение и эксплуатацию линий $Z_{\text{каб}}$, затрат на покрытие потерь мощности $Z_{\Delta P}$ и ущерба $Z_{\text{пр}}$ для схемы сети, изображенной на рис. 4 при различных методах выбора сечений от отклонения напряжения на шинах ТП.

— Z_{Σ} ; — $Z_{\text{каб}}$; — $Z_{\Delta P}$;
..... $Z_{\text{пр}}$.

Буквы на кривых означают условие расчета сечений.

В формуле (4) значения отклонений напряжения у приемников представлены через потери напряжения, так как при этом формула (4) алгебраически значительно проще, чем при других возможных в подобном случае аргументах: сечении, плотности тока и др.

На рис. 3 показаны зависимости ущерба от отклонений напряжения на шинах ТП при условии выбора сечений отходящих линий по рекомендуемой потере напряжения ($\Delta U_{\text{доп}} = 5\%$) и по минимуму расчетных затрат на сооружение и эксплуатацию линий и компенсацию потерь мощности ($\Delta U_{\text{эк}}$). Как видно из этих зависимостей (то же подтверждают расчеты для других ТП), годовой ущерб у приемников примерно одинаков при выборе сечений по этим критериям, но затраты на сеть больше при выборе сечений по допустимой потере напряжения $\Delta U_{\text{доп}} = 5\%$. Следовательно, сумма расчетных затрат и ущерба также больше при выборе сечений по допустимой потере напряжения. Таким образом, определение сечений линий по рекомендуемой допустимой потере напряжения нецелесообразно.

Оптимальная величина потери напряжения. Представляет интерес выяснение такого способа выбора сечений линий, когда сумма расчетных затрат и ущерба будет минимальной:

$$Z = Z_{\text{каб}} + Z_{\Delta P} + Z_{\text{осв}} + Z_{\text{с.с}} + Z_{\text{с.х}}. \quad (5)$$

Потери напряжения, соответствующие минимуму суммарных затрат и ущерба:

а) при постоянстве сечения вдоль линии

$$\Delta U_{\text{опт}} = \sum_{i=1}^n P_i l_i \sqrt{\frac{\lambda_{\text{каб}} \sum_{i=1}^n l_i}{\lambda_{\Delta P} \sum_{i=1}^n P_i^2 l_i + (\lambda_{\text{о.в.}} - \lambda_{\text{с.х.}}) \sum_{i=k}^n P_{i,\text{л.н}} \sum_{i=k}^n l_i - (\lambda_{\text{с.х.}} + \lambda_{\text{о.в.}}) \sum_{i=1}^k P_{i,\text{л.н}} \sum_{i=1}^k l_i}}; \quad (6)$$

б) при постоянстве плотности тока

$$\Delta U_{\text{опт}} = \sum_{i=1}^n l_i \sqrt{\frac{\lambda_{\text{каб}} \sum_{i=1}^n P_i l_i}{\lambda_{\Delta P} \sum_{i=1}^n P_i l_i + (\lambda_{\text{о.в.}} - \lambda_{\text{с.х.}}) \sum_{i=k}^n P_{i,\text{л.н}} \sum_{i=k}^n l_i - (\lambda_{\text{с.х.}} + \lambda_{\text{о.в.}}) \sum_{i=1}^k P_{i,\text{л.н}} \sum_{i=1}^k l_i}}. \quad (6a)$$

Формулы (6) и (6а) справедливы, если точка с номинальным напряжением k находится в пределах линии (рис. 1, а). Если точка k расположена вне линии (рис. 1, в и б), то

$$\sum_{i=1}^k P_{i,\text{л.н}} \Delta U_{k-i} = 0$$

при отрицательных отклонениях напряжения (рис. 1, б) и

$$\sum_{i=k}^n P_{i,\text{л.н}} \Delta U_{k-i} = 0$$

при положительных отклонениях напряжения (рис. 1, в). Кроме того, при изменении напряжения на ТП изменяется положение точки k в линии (рис. 1, а), что влияет на число слагаемых. Поэтому оптимальная потеря напряжения изменяется при изменении как эпюры напряжения по линии, так и его отклонений на ТП.

Расчеты, проведенные по определению $\Delta U_{\text{опт}}$, $\Delta U_{\text{опт}}$, значений ущерба для большого числа линий с разной мощностью вводов и расстояний между ними, позволили выявить следующее:

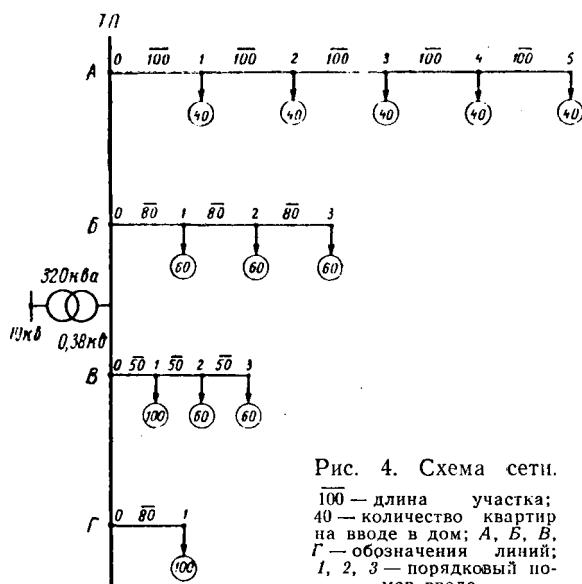


Рис. 4. Схема сети.

1. Оптимальная потеря напряжения от шин ТП до последнего ввода в период максимальной нагрузки $\Delta U_{\text{опт}}$ прямо пропорциональна отклонению напряжения в начале линии и зависит от ее длины. Приближенно эта зависимость в аналитической форме выглядит следующим образом (рис. 5):

$$\Delta U_{\text{опт}} = \Delta U_{\text{эк}} \left\{ 1 + \left[a + c \frac{b - \sum_{i=1}^n l_i}{b + \sum_{i=1}^n l_i} \right] [\delta U_0 - \delta U_0^{\text{опт}}] \right\}. \quad (7)$$

Значения a и c в выражении (7) зависят от принятой величины b (базисной длины) и значений $c_{\text{э.с.}}$, $c_{\text{э.н.}}$, τ , ξ . Например, при $b=500$ м, $c_{\text{э.с.}}=15$ руб/квт, $c_{\text{э.н.}}=8 \cdot 10^{-3}$ руб/квт·ч, $\tau=650$ ч, $a=0,053$, $c=0,063$.

2. Отношение $\Delta U_{\text{опт}}/\Delta U_{\text{эк}}$ не зависит от условий изменения сечения вдоль линии и материала жил кабелей.

3. Степень возрастания $\Delta U_{\text{опт}}$ при увеличении δU_0 зависит в основном от длины линии: чем короче линия, тем круче эта зависимость (рис. 5). Это объясняется относительно большой долей ущерба в сумме затрат. Для длинных линий, когда сетевые за-

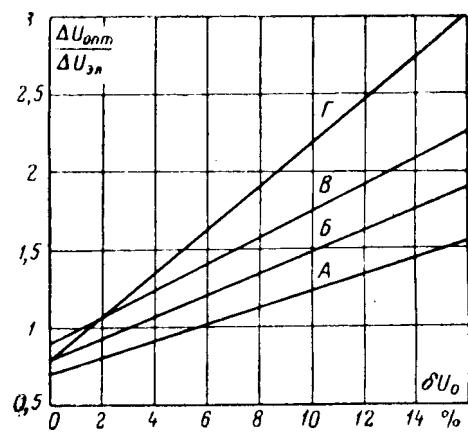


Рис. 5. Зависимости $\Delta U_{\text{опт}}/\Delta U_{\text{эк}}$ для схемы сети, изображенной на рис. 4, от отклонения напряжения на шинах ТП δU_0 .

траты больше ущерба, оптимальная потеря напряжения близка к экономической.

4. Суммарные затраты при расчете по $\Delta U_{\text{опт}}$ меньше, чем при расчете по экономической плотности тока, в среднем на 2—5%, а по $\Delta U_{\text{доп}} = 5\%$ — на 20—25% при $\delta U_0 < \delta U_{\text{опт}}$ и на 15—50% при $\delta U_0 > \delta U_{\text{опт}}$.

5. Если отклонение напряжения на шинах ТП δU_0 больше $\delta U_{\text{опт}}$, то возможно уменьшение сечения линии, причем суммарные затраты остаются примерно те же.

Пример. Определить оптимальное сечение линии *Б* (рис. 4), если напряжение на шинах ТП $\delta U_0 = +5\%$. Потеря напряжения $\Delta U_{\text{эк}} = 3,75\%$, $\delta U_{\text{опт}} = +2,81\%$. Подставив эти значения в (7), получаем, что $\Delta U_{\text{опт}} = 4,60\%$. Следовательно, сечение линии $S_{\text{опт}}$ должно быть примерно на 18,7% меньше $F_{\text{эк}}$.

Выводы 1. Поскольку суммарные расчетные затраты практически одинаковы как при выборе сечения по $\Delta U_{\text{опт}}$, так и по $\Delta U_{\text{эк}}$ и значительно меньше суммарных затрат при расчете сечения $\Delta U_{\text{доп}} = 5\%$, то можно рекомендовать выбор сечений при $\delta U_0 < \delta U_{\text{опт}}$ по экономической плотности тока.

Если $\delta U_0 > \delta U_{\text{опт}}$, то с целью уменьшения затрат на сооружение линий и улучшения качества напряжения (экономического ущерба) следует выбирать сечение по $\Delta U_{\text{опт}}$.

2. Неодинаковость напряжения не может служить критерием выбора сечений линий. Она является лишь отражением влияния напряжения на приемники, так же как величина экономического ущерба, значение которого не позволяет выбрать то или иное сечение, а только устанавливает наивыгоднейшее значение $\delta U_{\text{опт}}$ при определенном сечении.

3. Результаты проведенных технико-экономических расчетов показывают, что высокое качество напряжения у приемников в основном обеспечивается регулированием напряжения, а не выбором сечения линии по тому или иному критерию.

Л и т е р а т у р а

1. Указания по проектированию электрических сетей напряжением до 1 000 в, СН 167-61.
2. Правила устройства электроустановок, Госэнергоиздат, 1957.
3. Бессмертный И. С., Схемы городских электрических сетей, Госэнергоиздат, 1963.
4. Вентцель Е. С., Теория вероятностей, Физматгиз, 1962.
5. Солдаткина Л. А., Вопросы качества напряжения в электрических распределительных сетях, Лекции МЭИ, 1963.
6. Доклады на Всесоюзной конференции по качеству напряжения, Энергетический институт им. Г. М. Кржижановского при Госэкономсовете СССР, 1961.
7. Солдаткина Л. А. и Конюхова Е. А., Экспериментальные исследования качества напряжения в городской распределительной сети, Известия высших учебных заведений, Энергетика, 1964, № 8.
8. Глазунов А. А., Теория и расчет электрических распределительных сетей, ГОНТИ, 1931.
9. Государственный научно-технический комитет Совета Министров СССР, Основные методические положения технико-экономических расчетов в энергетике, Металлургиздат, 1959.
10. Кироринг Г. М., Проектирование осветительных установок, Госэнергоиздат, 1958.
11. Сыромятников И. А., Режимы работы асинхронных и синхронных электродвигателей, Госэнергоиздат, 1963.
12. Глазунов А. А. и Фокин Ю. А., Схемы замещения нагрузок городских электрических сетей, «Электрические станции», 1965, № 1.
13. Карпов Ф. Ф. и Козлов В. Н., Справочник по расчету проводов и кабелей, изд-во «Энергия», 1964.

[24.7.1965]



УДК 338.40:621.3

Об экономичности глубокого охлаждения токонесущих устройств

Инж. В. С. ОКОЛОТИН

Московский энергетический институт

Введение. В электроэнергетике успешно применяется принудительное охлаждение воздухом, водородом, водой, трансформаторным маслом и другими хладоагентами обмоток электрических машин, трансформаторов, кабелей и токопроводов, рассчитанных на большие токи.

Эффективность охлаждения проводников в зоне комнатных температур можно оценить примерно в 10% снижения электрического сопротивления при понижении температуры на каждые 27° С. Проанализируем эффективность охлаждения токонесущих устройств во всем диапазоне возможных температур. Общее условие целесообразности создания устройств с охлаждаемыми проводниками выражается следующим неравенством:

$$K_o - K_n < \tau (I_n - I_o); \quad (1)$$

где K — капитальные затраты;

τ — срок окупаемости;

I — издержки эксплуатации. (Индексы «*о*» и «*н*» относятся соответственно к охлаждаемым и неохлаждаемым проводникам.)

Капитальные вложения для охлаждаемых токонесущих устройств включают стоимость рефрижеративного и вспомогательного оборудования, низкотемпературной тепловой изоляции, хладоагента и т. д. Поэтому применение искусственного охлаждения целесообразно лишь в том случае, если сумма мощности на валу привода рефрижератора и потерь в охлаждаемом проводнике будет значительно ниже потерь мощности в неохлаждаемом проводнике.

Целесообразность глубокого охлаждения проводников. Если для сравниваемых вариантов величина

рабочего тока и его плотности одинаковы, то джоулевы потери на единицу длины проводника пропорциональны удельному электрическому сопротивлению проводникового материала. В этом случае условие рентабельности охлаждаемого токонесущего устройства по потерям мощности можно записать в виде следующего неравенства:

$$\rho_T (1 + G) < \rho_{T_0}, \quad (2)$$

где ρ_T и ρ_{T_0} — удельные электрические сопротивления проводника при температуре T и T_0 ;

$G(T) = \frac{AL}{Q_2} = \frac{1}{\eta \kappa}$ — отношение мощности рефрижератора к его холодопроизводительности;

η — термодинамический к. п. д. рефрижератора (отношение мощностей идеального и реального рефрижераторов);

$\eta \kappa = \frac{T}{T_0 - T}$ — к. п. д. идеального цикла (Карно);

T и T_0 — температуры охлажденного и неохлаждаемого проводника.

В общем случае мощность на валу привода рефрижератора зависит от совершенства примененного холодильного цикла, конструкции и производительности машины, уровня температуры на выходе. Для существующих охлаждителей зависимость $G(T)$ (в ваттах мощности рефрижератора на ватт тепла, отводимого из охлаждаемой зоны) приведена на рис. 1 [Л. 1 и 2]. Для рефрижераторов большой мощности, работающих в комплексе с охлаждаемым устройством, в будущем можно повысить значения термодинамического к. п. д. в зоне 4—20° К в 1,5—2,5 раза, что соответственно снизит значения G в этой области.

Зависимость удельного электрического сопротивления от температуры выражается по правилу Матиссена:

$$\rho(T) = \rho_i(T) + \rho_0, \quad (3)$$

где ρ_i — идеальное сопротивление (обусловлено рассеянием электронов на тепловых колебаниях решетки);

ρ_0 — остаточное сопротивление (обусловлено рассеянием электронов на примесях и дефектах решетки).

При снижении температуры идеальное сопротивление любого металла неограниченно стремится к нулю и для ряда температурных интервалов соблюдаются следующие зависимости:

$$\rho_i \sim T \text{ при } T > 0,3\theta_d;$$

$$\rho_i \sim T^n (3 < n < 5) \text{ при } 0,1\theta_d < T < 0,2\theta_d,$$

$$\rho_i \ll \rho_0 \text{ при } T < 0,01\theta_d \text{ даже для металлов}$$

наивысшей достижимой чистоты. Здесь θ_d — характеристическая дебаевская температура (медь — 310, алюминий — 380, цинк — 240, никель — 390, железо — 400° К). Зависимости $\rho_i(T)$ для меди, алюминия и никеля приведены в табл. 1.

Таблица 1

Удельное идеальное электрическое сопротивление, $\text{мкм}\cdot\text{см}$

Металл	Температура T , °К								
	295	200	100	75	50	30	20	15	10
Медь	1,69	1,05	0,35	0,18	0,049	0,0061	0,0010	0,0002	—
Алюминий	2,76	1,64	0,48	0,21	—	0,0036	0,0036	—	—
Никель	7,04	3,75	1,02	0,46	0,140	0,031	0,0090	0,0044	0,002

Поскольку значения ρ_i уже при 20—30° К не превышают долей процента от $\rho_{300\text{°K}}$, правильное нахождение величины ρ_0 однозначно определит точность последующего анализа.

Даже для очень чистых металлов ρ_0 в десятки и сотни раз превышает значения ρ_i при температурах 10—20° К. Так, для алюминия чистотой 99,993% $\rho_{300\text{°K}} = 382\rho_{4\text{°K}}$, для алюминия с примесями до десятимиллионной процента $\rho_{300\text{°K}} = 35\ 600 \rho_{4\text{°K}}$ [Л. 3].

По правилу Норбери прирост ρ_0 за счет примесей пропорционален квадрату разностей валентностей Z между компонентами. Добавление к меди 1 атомного процента цинка ($Z=1$), галлия ($Z=2$), германия ($Z=3$) или мышьяка ($Z=4$) увеличивает ρ_0 на 0,3; 1,4; 3,8 и 6,8 $\text{мкм}\cdot\text{см}$ соответственно. Для меди и алюминия добавление атомного процента одновалентной примеси увеличивает ρ_0 в среднем на 0,1—0,5 $\text{мкм}\cdot\text{см}$, а при $Z=3$ этот прирост может достигнуть 5 $\text{мкм}\cdot\text{см}$ и более [Л. 4].

Значения ρ_0 , полученные по предложенной методике, сравниваются с имеющимися в литературе экспериментальными данными для меди и алюминия в табл. 2.

Влияние примесей в технических сортах обычно применяемых проводников таково, что кривая $\rho(T)$, аддитивная $\rho_i(T)$ по правилу Матиссена, может потерять монотонность [Л. 5]. Если причина наличия остаточного сопротивления заключается в микродефектах решетки типа примесных атомов, то в зоне 30—80° К на кривой $\rho(T)$ может появиться плато. Если остаточное сопротивление свя-

Таблица 2

Марка проводникового материала и его чистота, %	Удельное электрическое сопротивление ρ , $\text{мкм}\cdot\text{см}$ при температурах, °К						Остаточное сопротивление ρ_0 , $\text{мкм}\cdot\text{см}$	
	295	200	150	78	20	5	экспериментальное	теоретическое
М0-99,95	1,724	1,08	0,74	0,21	0,035	0,034	0,034	0,090
М1-99,90	1,754	1,11	0,77	0,24	0,065	0,064	0,064	0,090
А999-99,999	2,761	1,641	1,061	0,211	0,004	$4 \cdot 10^{-4}$	$4 \cdot 10^{-4}$	
А995-99,995	2,764	1,644	1,064	0,214	0,0076	$4 \cdot 10^{-3}$	$4 \cdot 10^{-3}$	
АЕ-99,85	2,80	1,68	1,10	0,25	0,044	0,04	0,04	$4,5 \cdot 10^{-3}$
								$0,2 - 0,3$

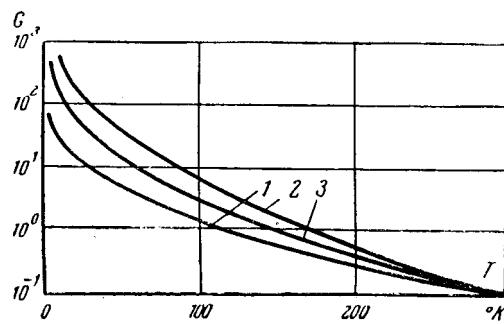


Рис. 1. Зависимость мощности привода рефрижератора на единицу холодопроизводительности от температуры на выходе рефрижератора.

1 — для идеального цикла; 2 — для существующих охладителей; 3 — ожидаемая для мощных трубодинамиков.

зано с рассеянием электронов на микрообъектах (дислокации, границы), то имеет место температурный минимум сопротивления. Так, присутствие железа, олова, германия, галлия, мышьяка в концентрации порядка 10^{-6} по весу может вызвать у меди минимум остаточного сопротивления при $15-25^\circ\text{K}$ (до $0,6 \rho_0$). Точное значение ρ в минимуме зависит от того, какой именно элемент и в какой концентрации присутствует в виде примеси. Возможно, что в будущем удастся регулировать величину минимума сопротивления и место его расположения на температурной оси при изготовлении проводника или выплавке проводникового материала.

При достаточно низких температурах (от 9°K и ниже) некоторые примеси могут стать сверхпроводящими, что заметно влияет на зависимость $\rho(T)$ в этой зоне.

Известно более 600 сплавов, химических соединений и металлов, обладающих сверхпроводящими свойствами. Из обычно применяемых проводниковых материалов только алюминий является сверхпроводником, но его критическая температура (температура перехода из нормального в сверхпроводящее состояние) низка — $1,2^\circ\text{K}$. Для свинца $T_{\text{к}}=7,2^\circ\text{K}$. При некоторых условиях электрическое сопротивление сверхпроводников постоянному току, а для части сверхпроводников и переменному току математически равно нулю.

Электрическое сопротивление нормальных проводников зависит от величины и ориентации магнитного поля относительно образца. Если поперечные линейные размеры проводников порядка 5 см и выше, а значения токов не превосходят 50 а, то напряженность магнитного поля тока на поверхности проводника не превысит 4 кэ. В этом случае для алюминия и меди при температурах $4-20^\circ\text{K}$ значения магнитосопротивления не превышают 10—15% от удельного электрического сопротивления проводникового материала [Л. 6 и 7]. Используя данные, приведенные в табл. 2 и на рис. 1, получаем итоговые зависимости по неравенству (2) для нормальных охлаждаемых проводников, представленные на рис. 2. Для удобства результата выражены в процентах от значения $\rho_{300^\circ\text{K}}$ для конкретного материала.

Полученные результаты позволяют сделать ряд принципиальных выводов:

1. В зоне комнатных температур мощность охлаждающей установки выше экономии в джоулевых потерях за счет охлаждения проводника. Принудительное охлаждение токоведущих элементов воздухом, водой и т. д. применяется обычно для увеличения рабочей плотности тока и снижения габаритов установки, что приводит к еще большему увеличению общих потерь и затрат мощности.

2. Оптимальные температуры охлаждения проводников из условия минимума эксплуатационных потерь зависят от чистоты проводникового материала и к. п. д. рефрижератора и лежат в интервале $10-40^\circ\text{K}$, смещаясь в зону более низких температур по мере роста чистоты проводника. При этом одновременно растет экономичность охлаждения.

3. В зоне оптимального охлаждения ($10-40^\circ\text{K}$) сумма потерь мощности в охлаждаемом проводнике и мощности на валу привода рефрижератора в 10—15 раз меньше потерь в неохлаждаемом проводнике (при условии $\rho_{4^\circ\text{K}} \leq 0,001 \rho_{300^\circ\text{K}}$).

В некоторой степени эти выводы подтверждаются работой Карбонеля [Л. 8]. К аналогичным выводам в отношении мощных криогенных соленоидов пришли Пост и Тэйлор [Л. 9]. Эксплуатационные издержки для соленоидов с обмотками из меди, алюминия или натрия, охлаждаемых жидким азотом, водородом или гелием, гораздо ниже, чем для соленоидов тех же параметров с воздушным или водяным охлаждением [Л. 10].

Зона рентабельности криогенных электропередач. В криогенных электроустановках мощность охлаждающих устройств определяется не только величиной джоулевых потерь в проводниках, но и теплопритоками извне в охлаждаемую зону (через изоляцию, конструктивные элементы, электрические вводы в охлаждаемый участок и т. д.).

Неучет теплопритока через изоляцию величиной $0,01 \text{ вт/пог. м}$ при рабочем токе 10 ka , плотности тока 1 а/мм^2 для шины из алюминия марки А999 ($\rho_{200^\circ\text{K}} = 4 \cdot 10^{-9} \text{ ом} \cdot \text{см}$) дает погрешность про-

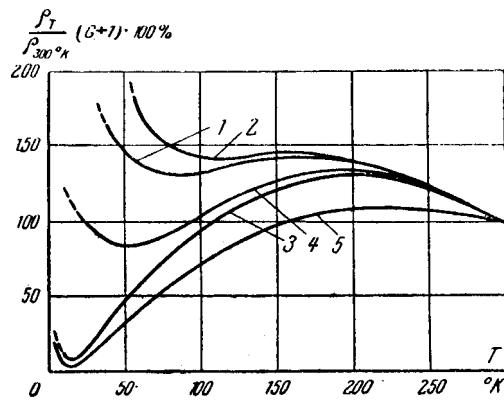


Рис. 2. Зависимость $\frac{\rho_T}{\rho_{300^\circ\text{K}}} (1+G)100\%$ от температуры для меди и алюминия различной чистоты. При значениях G по кривой 2 рис. 1: 1 — МО; 2 — М1; 3 — А999; 4 — АЕ. При значениях G по кривой 3 рис. 1: 5 — А999.

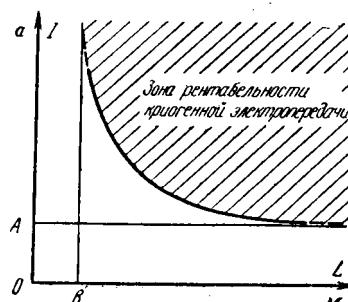


Рис. 3. Зоны рентабельности нормальных и криогенных токонесущих устройств.

водников в установках переменного тока, когда необходимо принимать во внимание наличие «частотных» потерь в толще сверхпроводника. В общем случае для установок переменного тока потери в диэлектриках, используемых для тепловой и электрической изоляции, могут оказаться существенными.

Потери в электрических вводах рациональной конструкции можно рассчитать по формуле Мак-Фи [Л. 11]:

$$q_B = I [2(\lambda\rho)_T^{T_0}(T_0 - T)]^{0.5}, \quad (4)$$

где I — рабочий ток;

$\lambda_T^{T_0}$, $\rho_T^{T_0}$ — средние значения теплопроводности и удельного электрического сопротивления материала ввода;

$(T_0 - T)$ — перепад температур по длине ввода.

Автор полагает, что минимум тепловыделения во вводах обеспечивается применением очень чистой меди, однако несложные расчеты показывают, что для алюминия марки АО (чистота 99,00%) в диапазоне 4,2—304° К произведение $(\lambda\rho)_4^{304}$ в 3,1 раза ниже, чем для чистой меди. Это можно было предвидеть, поскольку для сплавов и примесных металлов закон Видемана—Франца неприменим.

Общие затраты мощности для охлаждаемой шины с учетом уравнения (4) можно определить по уравнению

$$Q_0 = (I j_p \rho_T L + 2 \frac{q_B}{k_B}) (G + 1) + G q_{iz} L, \quad (5)$$

где $j_p = \frac{I}{S}$ — рабочая плотность тока, a/cm^2 ;

L и S — длина и сечение шины, cm и cm^2 ;

k_B — коэффициент экономии хладоагента за счет предварительного охлаждения ввода;

q_{iz} — теплоприток извне в охлаждаемую зону на единицу длины шины, $vt/пог\cdot см$.

Если пренебречь потерями в шине и электрическом вводе ($G \gg 1$), то

$$Q_0 \approx N_p = G \left(qL + 2 \frac{q_B}{k_B} \right), \quad (5a)$$

где N_p — мощность на валу привода рефрижератора, vt ; $q = I j_p \rho_T + q_{iz}$ — суммарный теплоприток на единицу длины шины, $vt/пог\cdot см$.

Для неохлаждаемой шины

$$Q_h = I j_p \rho_{T_0} L, \quad (6)$$

и условие рентабельности криогенных токонесущих устройств по потерям мощности можно записать в виде следующего неравенства:

$$Q_0 < Q_h \quad (7)$$

или с учетом уравнений (5a) и (6)

$$\frac{A}{I} + \frac{B}{L} < 1, \quad (7a)$$

где

$$A = \frac{qG}{j_p \rho_{T_0}},$$

$$B = \frac{2G [2(\lambda\rho)_T^{T_0}(T_0 - T)]^{0.5}}{k_B j_p \rho_{T_0}}.$$

Решение неравенства (7a) показано графически на рис. 3. Границей зон рентабельности обычных или криогенных токонесущих устройств является действительная ветвь гиперболы, асимптоты которой совпадают с коэффициентами A и B неравенства (7a). Значения этих коэффициентов для различных сравниваемых вариантов нормальных и криогенных электропередач приведены в табл. 3.

Таблица 3

№ п/п.	Показатели сравниваемых вариантов				Коэффициенты	
	$j_p, a/cm^2$	G	$q, vt/пог\cdot см$	k_B	A, a	B, m
1	1 000	750	0,01	1	43	416
2	100	750	0,01	1	269	2 600
3	100	750	0,05	1	1 350	2 600
4	100	750	0,20	1	5 400	2 600
5	100	750	0,20	20	5 400	130
6	100	40	0,01	1	15	140
7	100	40	0,20	1	286	140

Приложения: 1. В варианте 1 нормальная электропередача выполнена на медных шинах ($\rho_{T_0} = 1,75 \text{ мкм}\cdot\text{см}$), в вариантах 2—7 — на алюминиевых шинах ($\rho_{T_0} = 2,8 \text{ мкм}\cdot\text{см}$).

2. В вариантах 1—5 охлаждение с помощью жидкого гелия (4,2° К), в вариантах 6 и 7 — жидким водородом (20° К) или бинарной смесью «гелий—водород» (до 16,3° К).

3. В варианте 5 электрический ввод предварительно охлаждается жидким азотом и парами гелия [Л. 12].

4. Во всех вариантах электрический ввод выполнен из алюминиевой шины марки АО ($(\lambda\rho)_4^{300} K = 3,9 \cdot 10^{-6} \text{ вт}\cdot\text{ом}/\text{град}$, $(\lambda\rho)_4^{20} K = 6 \cdot 10^{-6} \text{ вт}\cdot\text{ом}/\text{град}$).

5. В вариантах 1, 2 и 6 использован сверхпроводник при теплопротоке извне 0,01 $vt/пог\cdot см$, в вариантах 3, 4, 5 и 7 может быть использован сверхпроводник, и тогда $q = q_{iz}$, или охлаждаемый нормальный проводник, и тогда сумма джоулевых потерь и теплопротока извне равна соответственно 0,05 или 0,20 $vt/пог\cdot см$.

Потери в электрических вводах можно снизить до единиц или десятков ватт, если механический контакт холодных и горячих проводников на концах охлаждаемого участка заменить электромагнитными связями. Комплексное охлаждение обмотки статора синхронного генератора, токопровода и обмотки низкого напряжения силового трансформатора позволит в десятки раз снизить потери мощности в охлаждаемом контуре при относительно малых затратах на охлаждение.

Удлинение охлаждаемого участка позволит снизить долю потерь во вводах от суммарных потерь криогенной ЛЭП, поэтому протяженные линии должны обладать более высокими экономическими показателями, чем короткие токопроводы [Л. 13].

О выборе высоковольтных нейтрализаторов электростатических зарядов

Канд. техн. наук В. Н. ШИХОВ, инж. В. В. ТКАЧЕВ
 Уральский политехнический институт
 и инж. В. П. СИТНИКОВ
 Челябинский политехнический институт

При переработке твердых и жидкых диэлектриков возникают заряды статического электричества [Л. 1 и 2], затрудняющие технологические процессы и способствующие браку продукции. Особенно опасны заряды статического электричества как причина взрывов и пожаров при переработке горючих и легковоспламеняющихся веществ. По мнению некоторых авторов, до 70% взрывов и пожаров в промышленности вызваны статическим электричеством.

Для снижения и нейтрализации электростатических зарядов применяются радиоактивные, индукционные и высоковольтные нейтрализаторы постоянного и переменного напряжения (промышленной и высокой частоты). Исследование эффективности различных типов нейтрализаторов в одинаковых условиях [Л. 2 и 3] показало высокую эффективность высоковольтных нейтрализаторов, особенно постоянного и переменного напряжения промышленной частоты.

Следует отметить, что, обладая высокой эффективностью, высоковольтные нейтрализаторы сложнее по конструкции, например по сравнению с индукционными, и требуют более квалифицированного обслуживания. Однако в ряде случаев (особенно при необходимости получения высоких ионизационных токов) применение их весьма целесообразно.

Высоковольтные нейтрализаторы серийно практически не выпускаются. На предприятиях используют свои конструкции, зачастую не дающие необходимого эффекта. В связи с этим было выполнено исследование зависимости эффективности работы высоковольтных нейтрализаторов постоянного и переменного напряжений промышленной частоты от некоторых конструктивных факторов.

Оценка эффективности нейтрализаторов электростатических зарядов производилась эксперимен-

тально. Опыты проводились на установке, описанной в [Л. 3].

Необходимый ионизационный ток для нейтрализации электростатических зарядов (для твердых диэлектриков) может быть ориентировочно определен из соотношения:

$$I = \sigma b v,$$

где I — ионизационный ток, a ;
 σ — поверхностная плотность зарядов на диэлектрике, $к/см^2$;
 b — ширина диэлектрика, $см$;
 v — скорость движения диэлектрика, $см/сек$.

Для измерения поверхностной плотности зарядов статического электричества на обрабатываемых диэлектриках в производственных условиях разработан и используется ряд приборов [Л. 1, 2, 4—6]. Некоторые сведения по величинам необходимого ионизационного тока нейтрализаторов статического электричества по литературным и экспериментальным данным приведены в таблице.

Исследование эффективности работы разрядника высоковольтного нейтрализатора показало, что ионизационный ток зависит от длины иглы. Некоторые данные для нейтрализаторов постоянного напряжения приведены на рис. 1.

Анализ полученных экспериментальных данных с учетом удобства эксплуатации нейтрализаторов позволяет считать оптимальную длину иглы разрядника 10—12 мм, а отношение длины иглы к расстоянию между ними равным единице. Большие ионизационные токи могут быть достигнуты только при заземлении защитного кожуха нейтрализатора и размещении острия иглы в одной плоскости с краями щели кожуха.

Ионизационный ток зависит от ширины щели разрядника. При широкой щели эффективность нейтрализатора обычно невелика и увеличивается

Л и т е р а т у р а

1. Loveday P. E., Theoretical and typical $\frac{W}{Q}$ ratios for cryogenic refrigeration systems, Chem. processing, v. 26, № 7, 1963.
2. Малков М. П., Данилов М. Б., Зельдович А. Г. и Фрадков А. Б., Справочник по физико-техническим основам глубокого охлаждения, Госэнергоиздат, 1963.
3. Воптагин J., L'aluminium raffine dans les cryomachines électriques, Rev. alumin., v. 42, № 330, 1965.
4. Уайт Г. К., Экспериментальная техника в физике низких температур, Физматгиз, 1961.
5. Гуржи Р. Н., Особенности электропроводности металлов при низких температурах, ЖЭТФ, 1964, № 7, т. 47.
6. Физика низких температур, Сб. пер. под ред. И. А. Шальникова, Изд-во иностр. лит., 1959.
7. Никулин Е. И. и Киреев И. А., Измерение сопротивления алюминия в магнитном поле при низких температурах, ЖТФ, 1964, № 7, т. 34.
8. Carbonel E., La production, la conservation, et l'utilisation des basses températures dans les cryomachines électriques, Rev. générale de l'électricité, v. 74, № 7—8, 1965.
9. Post R. F., Taylor C. E., Air core cryogenic magnet coils for fusion research and high-energy nuclear physics applications. Advanced in cryog. engng., v. 5, paper A. 1.—N. Y. Plenum press, 1960.
10. Карасик В. Р., Физика и техника сильных магнитных полей, изд-во «Наука», 1964.
11. McFee R., Optimum input leads for cryogenic apparatus, RSI, v. 30, № 2, 1959.
12. Казовский Е. Я. и Карцев В. П., Проблема токоподводов в сверхпроводящих устройствах, ИФЖ, 1965, № 1, т. 9.
13. Окологин В. С., Расчет протяженных трубопроводов сжиженных газов для сверхпроводящих ЛЭП, Изв. вузов, Энергетика, 1935, № 10.

Поверхностная плотность зарядов статического электричества и необходимый ионизационный ток (ориентировочно)

Рабочее место	Источник	Поверхностная плотность зарядов $\text{к/см}^2 \cdot 10^{-11}$		Необходимый ионизационный ток, а/см
		максимальная	допустимая	
Загрузка малаксеров (производство фотопленки)	—	150	—	$1,5 \cdot 10^{-9}$
Нанесение светочувствительного слоя на пленку	[Л. 5]	230	—	$3,4 \cdot 10^{-9}$
Сновальная машина (сновка капрона)	[Л. 6]	27	1,7	$4,0 \cdot 10^{-9}$
Шредингование ткани (рыбачкой)	[Л. 7]	35	5	$9,0 \cdot 10^{-9}$
Приемные столы листорезальных машин	[Л. 8]	197	10	$5,5 \cdot 10^{-7}$
Приемные столы печатных машин высокой и глубокой печати	[Л. 9]	260	100	<div style="display: flex; align-items: center;"> <div style="margin-right: 10px;">Плоскопечатная машина $1,3 \cdot 10^{-7}$</div> <div style="margin-right: 10px;">Ротационная машина $6,4 \cdot 10^{-7}$</div> </div>
Стригально-чистильная машина	—	118	—	$6,0 \cdot 10^{-7}$
Бумагоделательная машина	—	260	—	$1,3 \cdot 10^{-6}$

при ее уменьшении. Однако при использовании нейтрализаторов в заводских условиях необходимо учитывать, что их надежность снижается с уменьшением ширины щели заземленного кожуха в связи с большей вероятностью искрового пробоя. Экспериментальные исследования подтвердили ранее полученные данные [Л. 9 и 10], что для разрядников переменного напряжения оптимальная ширина щели составляет 10 мм, а для разрядников постоянного — 23 мм.

Эффективность высоковольтного нейтрализатора электростатических зарядов зависит от величины и характера приложенного напряжения и расстояния до наэлектризованного тела.

На рис. 1 приведены некоторые экспериментальные данные изменения ионизационного тока в зависимости от поданного на разрядник постоян-

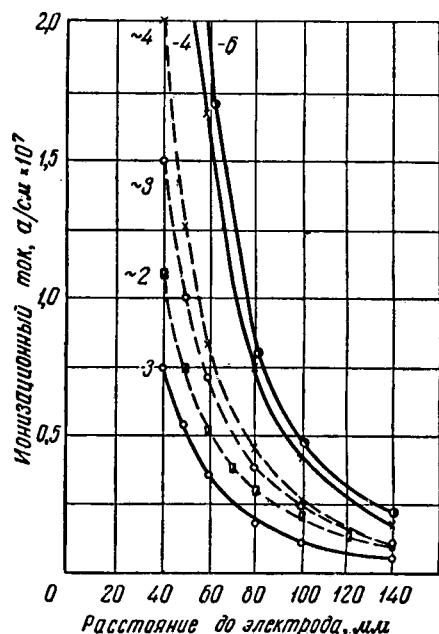


Рис. 2. Зависимость ионизационного тока от расстояния разрядника до электрода. Сплошные линии — постоянное напряжение, пунктирные — переменное; на электроде 3 кв. Цифры над кривыми — напряжение на разряднике, кв.

ного и переменного напряжения и удаленности разрядника от заряженного диэлектрика. Эти данные свидетельствуют о быстром уменьшении ионизационного тока с удалением разрядника от наэлектризованной поверхности. При значительном удалении (150—300 мм) эффективность нейтрализаторов как переменного, так и постоянного напряжения примерно одинакова, что может быть объяснено сильным влиянием процесса рекомбинации. Однако при близком расположении разрядника ионизационные токи резко отличаются в зависимости от величины и характера напряжения. Известно [Л. 11], что начальное напряжение короны переменного тока при одинаковых условиях меньше чем постоянного. По-видимому, этим и может быть объяснено то явление, что при низких напряжениях (в нашем случае до 3 кв) ионизационные токи разрядника с переменным напряжением значительно выше, чем с постоянным. Например, при подаче на разрядник переменного напряжения 2 кв ионизационные токи составляют $(2 \div 2,5) \cdot 10^{-6}$ а, а при подаче 2 кв постоянного — менее $1,7 \cdot 10^{-9}$ а. Однако при повышении напряжения питания разрядника (4 кв и выше) эффективность нейтрализаторов постоянного напряжения возрастает значительно быстрее, чем переменного. Это объясняется природой коронного разряда при постоянном и переменном напряжениях [Л. 12 и 13]. Таким образом, при использовании в высоковольтном нейтрализаторе напряжения 2—3 кв эффективность нейтрализаторов переменного напряжения выше, чем постоянного. При применении более высокого напряжения большей эффективностью (при равных условиях) обладают нейтрализаторы постоянного напряжения.

Во всех случаях наблюдалась большая ионизационные токи при подаче на разрядник отрица-

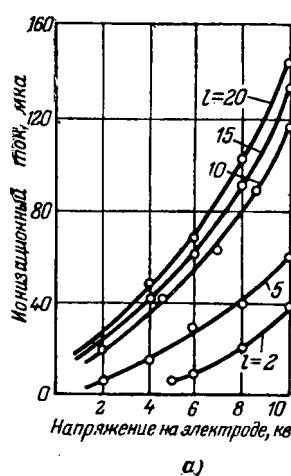


Рис. 1. Влияние на эффективность работы нейтрализатора длины иглы (а) и расстояния между иглами (б).
Длина разрядника 520 мм. а — длина иглы l , расстояние между иглами 10 мм, на разрядник подано напряжение +4 кв; б — длина игл 10 мм, на разрядник подано напряжение —6 кв.

тельной полярности. Из данных рис. 3 видно, что это имеет место при использовании как постоянного, так и переменного напряжения. Это может быть объяснено, по-видимому, ролью объемного отрицательного заряда, который усиливает напряженность поля возле коронирующей иглы и повышает интенсивность ионизационных процессов.

В заводской практике в некоторых случаях на диэлектрике могут образовываться заряды как положительной, так и отрицательной полярности или полярность диэлектрика может меняться в процессе работы. Например, чистые капрон, вискоза и шерсть при трении о направляющие, гарнитуру и иглы гребеного поля заряжаются положительно, а нитрон — отрицательно. В текстильной промышленности в пряже обычно используются смеси этих волокон и полярность возникающих зарядов зависит от состава смеси. На листорезальных машинах в полиграфии полярность заряда меняется в процессе работы.

Иногда в высоковольтных нейтрализаторах с постоянным напряжением используются два разрядника. На один из них подается отрицательный потенциал, а на другой — одновременно положительный. Их испытания в производственных условиях [Л. 10] показали, что в тех случаях, когда полярность зарядов на диэлектрике совпадает с полярностью ионов второго разрядника (по направлению движения заряженного материала), вместо снижения поверхностной плотности зарядов наблюдается дополнительная электризация диэлектриков. Аналогичная картина наблюдается при использования в высоковольтном нейтрализаторе постоянного напряжения одного разрядника и совпадении полярности этого напряжения и знака заряда на диэлектрике. Таким образом, для нейтрализации электростатических зарядов изменяющейся полярности целесообразно иногда использовать менее эффективные нейтрализаторы переменного напряжения. С другой стороны, при нейтрализации электростатических зарядов с постоянной полярностью целесообразней применение нейтрализаторов постоянного напряжения.

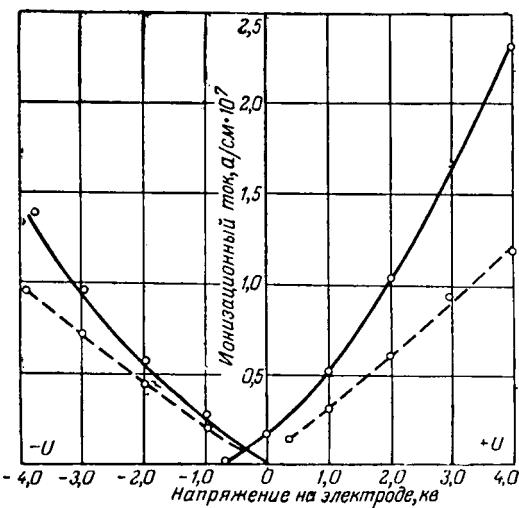


Рис. 3. Ионизационные токи при подаче на разрядник напряжения 4 кв (постоянного — сплошные линии, переменного — пунктирные). Расстояние от разрядника до электрода 50 м.м.

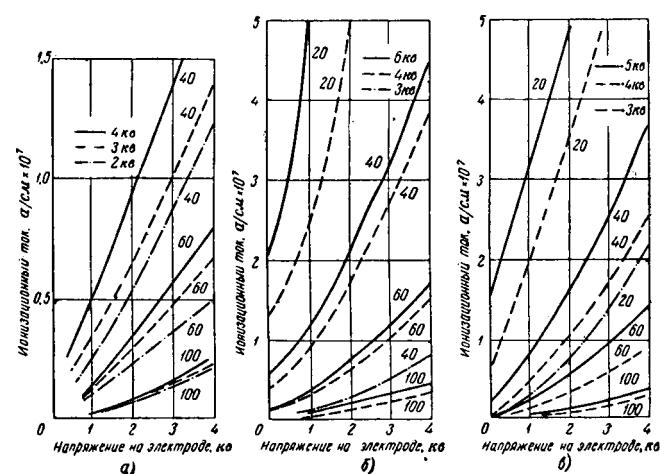


Рис. 4. Графики для выбора напряжения на разряднике в зависимости от расстояния до заряженного диэлектрика и необходимой эффективности нейтрализатора.

Цифры на кривых — расстояние до диэлектрика, м.м. а — на разряднике переменное напряжение; б — на разряднике постоянное напряжение (—); в — на разряднике постоянное напряжение (—).

Для использования более эффективных нейтрализаторов постоянного напряжения для нейтрализации зарядов, меняющихся на диэлектрике как по величине, так и по знаку, могут быть использованы нейтрализаторы постоянного напряжения с автоматическим изменением полярности [Л. 14].

По необходимому для нейтрализации зарядов ионизационному току и расстоянию разрядника от наэлектризованного диэлектрика необходимое напряжение нейтрализатора при указанных оптимальных параметрах разрядника для производственных условий может быть ориентировочно выбрано по приведенным на рис. 4 экспериментальным графикам.

Разрядники высоковольтных нейтрализаторов статического электричества на заводском оборудовании размещают обычно вблизи металлических заземленных натяжных, поворачивающих и т. п. роликов, барабанов и валов, например, вблизи шкивов ременной передачи, так как при большом удалении от шкивов разрядник может быть поврежден из-за прогиба ремня. В этих местах за счет увеличения емкости наэлектризованного диэлектрика относительно заземленных частей оборудования (при постоянном протекании процесса электризации) потенциал относительно земли резко снижается, например с десятков киловольт до 1—4 кв [Л. 1 и 15].

В связи с этим на экспериментальных графиках выбора напряжения нейтрализатора приведены потенциалы на электроде только до 4 кв. Если в практических условиях эти потенциалы выше, то будут большие и ионизационные токи, а следовательно, и эффективность высоковольтного нейтрализатора.

Л и т е р а т у р а

1. Дроздов Н. Г., Статическое электричество в промышленности, Госэнергоиздат, 1949.

2. Староба И. и Шиморда И., Статическое электричество в промышленности, Госэнергоиздат, 1960.

Метод определения максимальной температуры маломощных теплостойких трансформаторов

Канд. техн. наук Л. П. НАСЕДКИН

Ленинградский электротехнический институт им. В. И. Ульянова (Ленина)

В теплостойких маломощных трансформаторах, работающих при высоких электромагнитных нагрузках, существует значительная разница между максимальной и поверхностной температурами обмотки, доходящая, как показали расчет и опыт, до 100°С. Под теплостойким трансформатором здесь понимается трансформатор с максимальной температурой нагрева его до 300°С.

Срок службы трансформатора определяется в основном сроком службы изоляционного материала. Последний зависит не от ее средней, а от максимальной температуры, так как именно чрезмерное старение какой-либо части обмотки может привести к аварии трансформатора. Следовательно, проектирование трансформатора на основе средних величин температуры не обеспечивает его надлежащей надежности. Увеличение температуры теплостойкой изоляции примерно на каждые 12°С сокращает срок ее службы вдвое. Поэтому для повышения надежности работы трансформатора и улучшения использования изоляционных материалов в нем необходимо уметь рассчитывать температуру его наиболее нагретой точки. Для облегчения решения этого вопроса без большой погрешности можно принять следующие допущения: равномерность распределения источников тепла по объемам обмотки и сердечника; одномерность течения теплового потока в трансформаторе; однородность обмотки и сердечника.

Будем решать задачу по расчету внутреннего температурного поля трансформатора как плоскую. В действительности же обмотка обладает кривизной. Ее можно учесть, если ввести в рассмотрение среднюю плотность теплового потока по толщине обмотки, равную полусумме плотностей теплового потока на ее внутренней и наружной поверхности.

Тогда система уравнений стационарной теплопроводности трансформатора представится так:

$$\left. \begin{aligned} \lambda'_k \frac{d^2 \theta_k}{dx^2} + q_k &= 0; \\ \lambda'_c \frac{d^2 \theta_c}{dx^2} + q_c &= 0. \end{aligned} \right\} \quad (1)$$

Здесь λ'_k и λ'_c — приведенные коэффициенты теплопроводности обмотки и сердечника; q_k и q_c — удельные потери обмотки и сердечника на единицу объема; x — координата температурного поля трансформатора.

Согласно [Л. 1]

$$\lambda'_k = \lambda_{ki} \sqrt{\frac{d_{np}}{\Delta}}$$

и из [Л. 2]

$$\lambda'_c = \frac{\lambda_c \lambda_{ci} (\delta_c + \delta_{ii})}{\delta_c \lambda_{ci} + \delta_{ii} \lambda_c},$$

где λ_k и λ_{ci} — коэффициенты теплопроводности проводниковой изоляции обмотки и межлистовой изоляции сердечника; d_{np} — диаметр провода обмотки; δ_c — толщина листа стали; Δ — односторонняя толщина изоляции провода; λ_c — коэффициент поперечной теплопроводности стали; δ_{ii} — толщина изоляции между листами стали.

В качестве граничных условий при решении системы уравнений (1) используются поверхностные превышения температуры обмотки θ'_k и сердечника θ'_c , метод расчета которых изложен в [Л. 3]. В результате ее решения получаем уравнение для определения местоположения нейтральной плоскости трансформатора d'' (см. рисунок), т. е. плоскости, на которой температура тела достигает максимальной величины [Л. 4].

3. Шихов В. Н., Об эффективности нейтрализаторов статического электричества, «Электричество», 1964, № 3.
4. Шихов В. Н., Ситников В. П. и Петров О. А., Полупроводниковый измеритель величин зарядов статического электричества, Изв. вузов, Приборостроение, 1965, № 5.

5. Ройзен И. С., Труды кафедры техники безопасности МИХМ, М., 1956.

6. Полоник П. А., Электризуемость химических волокон и борьба с ней, Гизлэгпром, 1959.

7. Шихов В. Н. и Никулина Л. П., Исследование процесса электризации ткани при промазке ее резиновым kleem, «Каучук и резина», 1964, № 4.

8. Шихов В. Н. и Ситников В. П., Причины электризации бумаги на плоскопечатных и листорезальных машинах, «Полиграфия», 1965, № 6.

9. Леве В. Р., Нейтрализация статического электричества на бумаге, Сборник № 12 ВНИИПП, 1960.

10. Орлов В. М. и Комяк Н. И., Полупроводниковый нейтрализатор статического электричества, «Полиграфическое производство», 1962, № 11.

11. Леб Л., Основные процессы электрических разрядов в газах, ГТТИ, 1950.

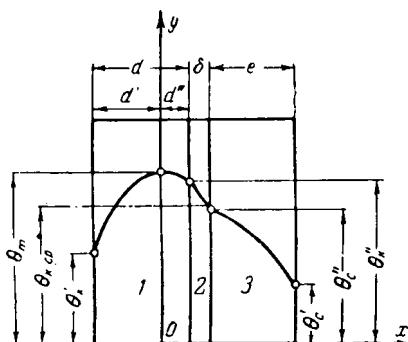
12. Попков В. И., К теории узкополярной короны постоянного тока, «Электричество», 1949, № 1.

13. Левитов В. И., Ляпин А. Г. и Попков В. И., Экспериментальное исследование движения объемного заряда в поле короны переменного тока, Изв. АН СССР, ОТН, 1957, № 1.

14. Шихов В. Н. и Ситников В. П., Нейтрализатор электростатических зарядов с автоматическим изменением полярности, ГОСИНИТИ, 1965, № 17-65-1040/56.

15. Егоров В. Н., Исследование электризации прорезиниваемых тканей в процессе их производства, «Каучук и резина», 1959, № 9.

[31.1.1966]



Температурное поле трансформатора.
1 — обмотка; 2 — корпусная изоляция;
3 — сердечник.

Первое интегрирование этой системы дает:

$$\left. \begin{aligned} \lambda'_k \frac{d\theta_k}{dx} + q_k x + C_1 &= 0; \\ \lambda'_c \frac{d\theta_c}{dx} + q_c x + C_3 &= 0. \end{aligned} \right\}$$

Второе интегрирование дает:

$$\left. \begin{aligned} \lambda'_k \theta_k + \frac{q_k x^2}{2} + C_1 x + C_2 &= 0; \\ \lambda'_c \theta_c + \frac{q_c x^2}{2} + C_3 x + C_4 &= 0. \end{aligned} \right\}$$

Постоянные интегрирования C_1 , C_2 , C_3 и C_4 определяются из начальных условий.

1. Постоянные C_1 и C_3 . Совместим ось y координатной системы с нейтральной плоскостью трансформатора (см. рисунок).

При $x=0$ $\frac{d\theta_k}{dx}=0$. Следовательно, $C_1=0$.

При $x=d''$ $\lambda'_c \frac{d\theta_c}{dx}=q_c d''$. Тогда

$$C_3 = d'' (q_k - q_c).$$

2. Постоянные C_2 и C_4 .

При $x=d'$, $\theta_k = \theta'_k$

$$\lambda'_k \theta'_k + \frac{q_k d'^2}{2} + C_2 = 0,$$

откуда

$$C_2 = -\left(\lambda'_k \theta'_k + \frac{q_k d'^2}{2}\right).$$

При

$$x=d'', \theta_k = \theta''_k$$

$$\lambda'_k \theta''_k + \frac{q_k d''^2}{2} + C_2 = 0,$$

откуда

$$C_2 = -\left(\lambda'_k \theta''_k + \frac{q_k d''^2}{2}\right).$$

Итак, имеем два значения для постоянной интегрирования C_2 . Приравняв их друг другу, получим уравнение с двумя неизвестными d'' и θ''_k :

$$\lambda'_k (\theta'_k - \theta''_k) + \frac{q_k d^2}{2} = q_k d d''.$$
 (2)

Определим θ''_k , проделав аналогичную операцию с постоянной интегрирования C_4 .

При $x=d''+\delta$, $\theta_c = \theta''_c$

$$\lambda'_c \theta''_c + \frac{q_c (d''+\delta)^2}{2} + d'' (q_k - q_c) (d''+\delta) + C_4 = 0,$$

откуда

$$C_4 = -\left[\lambda'_c \theta''_c + \frac{q_c (d''+\delta)^2}{2} + d'' (q_k - q_c) (d''+\delta)\right].$$

При $x=d''+\delta+e$, $\theta_c = \theta'_c$

$$\lambda'_c \theta'_c + \frac{q_c (d''+\delta+e)^2}{2} + d'' (q_k - q_c) (d''+e) + C_4 = 0,$$

откуда

$$C_4 = -\left[\lambda'_c \theta'_c + \frac{q_c (d''+\delta+e)^2}{2} + d'' (q_k - q_c) (d''+\delta+e)\right].$$

Приравниваем полученные значения постоянной интегрирования C_4 и определяем θ''_c :

$$\theta''_c = \theta'_c + \frac{q_c e^2}{2 \lambda'_c} + \frac{e (q_c \delta + q_k d'')}{\lambda'_c}.$$

Но

$$\theta''_k - \theta''_c = \frac{q_k d'' \delta}{\lambda'_k},$$

следовательно,

$$\theta''_k = \theta'_c + \frac{q_c e^2}{2 \lambda'_c} + \frac{e (q_c \delta + q_k d'')}{\lambda'_c} + \frac{q_k d'' \delta}{\lambda'_k}. \quad (3)$$

Подставив (3) в (2), получим уравнения для определения местоположения нейтральной плоскости трансформатора:

$$d'' = \frac{2 \lambda'_k \lambda'_c \lambda_{k,c} (\theta'_k - \theta'_c) + q_k \lambda'_c \lambda_{k,c} d^2 - q_k \lambda'_k \lambda_{k,c} e (e+2\delta)}{2 q_k (\lambda'_c \lambda_{k,c} d + \lambda'_k \lambda_{k,c} e + \lambda'_k \lambda'_c \delta)}.$$
 (4)

Здесь $\lambda_{k,c}$ — коэффициент теплопроводности корпусной изоляции;

d и e — толщина обмотки и приведенная толщина сердечника соответственно;

δ — толщина корпусной изоляции;

$$d = \frac{V_k}{S_{k,sp}}, \quad e = \frac{V_c}{S_{c,sp}},$$

где V_k и V_c — объемы обмотки и сердечника соответственно;

$S_{k,sp}$, $S_{c,sp}$ — средние поверхности обмотки и сердечника соответственно;

$$S_{k,sp} = \frac{S_{x_k} + S_{k,c}}{2}, \quad S_{c,sp} = \frac{S_{x_c} + S_{k,c}}{2},$$

где $S_{k,c}$ — поверхность соприкосновения обмотки и сердечника;

S_{x_k} и S_{x_c} — открытые поверхности обмотки и сердечника соответственно.

Зная местоположение нейтральной плоскости трансформатора и учитывая характер изменения температуры по толщине обмотки, близкий к па-

болюческому, можно определить максимальное превышение температуры трансформатора по следующему уравнению:

$$\theta_{km} = \theta'_{k} + \frac{q_k d'^2}{2\lambda'_{k}}, \quad (5)$$

где

$$d' = d - d''.$$

Приложение. Пример расчета максимального превышения температуры трансформатора и сравнение с экспериментом. Рассмотрим трансформатор броневого типа с ленточным сердечником из холоднокатаной стали толщиной 0,08 мм со следующими данными: ширина среднего стержня $a=2$ см; ширина окна $c=2$ см; высота окна $h=4,5$ см; толщина пакета $b=2,5$ см; провод марки ПЭТКСО диаметром 0,41/0,57 мм; число витков первичной обмотки 435, вторичной — 360; корпусная изоляция — стекломикант толщиной $\delta=1$ мм.

Электромагнитные нагрузки: $j=10$ а/мм²; $B=1$ тл. Частота $f=427$ гц; мощность $P=250$ вт; потери в стали $p_c=3$ вт, в меди $p_k=27$ вт.

Поверхностные превышения температуры обмотки и сердечника, рассчитанные по методу, изложенному в [Л. 3], оказались равными $\theta'_{k}=185^\circ\text{C}$, $\theta'_{c}=70^\circ\text{C}$.

Расчет максимального превышения температуры трансформатора ведется методом последовательных приближений. Расчет можно считать законченным только в том случае, когда будут мало отличаться между собой предварительно принятые и рассчитанное значения коэффициента β , причем

$$\beta = \frac{\theta_{k, \text{ср}}}{\theta'_{k}},$$

где $\theta_{k, \text{ср}}$ — среднеобъемное превышение температуры обмотки.

Определяем объемы обмотки и сердечника:

$$V_k = 2cha \left(1 + \frac{\pi c}{2a} + \frac{b}{a} \right) = 2 \cdot 2 \cdot 4,5 \cdot 2 \left(1 + \frac{\pi^2}{2 \cdot 2} + \frac{2,5}{2} \right) = 136 \text{ см}^3;$$

$$V_c = 2ba^2 \left(1 + \frac{c}{a} + \frac{h}{a} \right) = 2 \cdot 2,5 \cdot 2^2 \left(1 + \frac{2}{2} + \frac{4,5}{2} \right) = 85 \text{ см}^3.$$

Поверхности охлаждения обмотки и сердечника и поверхность соприкосновения между ними:

$$S_{xk} = 2h(a + b + 4c) = 2 \cdot 4,5(2 + 2,5 + 4 \cdot 2) = 113 \text{ см}^2;$$

$$S_{xc} = 4(b + a)(c + a) + 2h(2b + a) + 2ba =$$

$$= 4(2,5 + 2)(2 + 2) + 2 \cdot 4,5(2 \cdot 2,5 + 2) + 2 \cdot 2,5 \cdot 2 = 145 \text{ см}^2;$$

$$S_{k,c} = 2h(a + b) = 2 \cdot 4,5(2 + 2,5) = 40 \text{ см}^2.$$

Средние поверхности обмотки и сердечника:

$$S_{k, \text{ср}} = \frac{S_{xk} + S_{k,c}}{2} = \frac{113 + 40}{2} = 76,5 \text{ см}^2;$$

$$S_{c, \text{ср}} = \frac{S_{xc} + S_{k,c}}{2} = \frac{145 + 40}{2} = 92,5 \text{ см}^2.$$

Толщина обмотки и приведенная толщина сердечника:

$$d = \frac{V_k}{S_{k, \text{ср}}} = \frac{136}{76,5} = 1,77 \text{ см};$$

$$e = \frac{V_c}{S_{c, \text{ср}}} = \frac{85}{92,5} = 0,92 \text{ см}.$$

Коэффициенты теплопроводности:

$$\lambda'_{k} = \lambda_{k, \text{и}} \sqrt{\frac{d_{\text{пр}}}{\Delta}} = 0,2 \cdot 10^{-2} \sqrt{\frac{0,57}{0,08}} = 0,54 \cdot 10^{-2} \text{ вт/см·град},$$

$$\lambda_{k, \text{и}} = 2 \cdot 10^{-3} \text{ вт/см·град} \quad [\text{Л. 1, табл. 1-9}].$$

С учетом воздушной прослойки в корпусной изоляции

$$\lambda_{k,c} = 0,5 \cdot 10^{-3} \text{ вт/см·град}.$$

С учетом неплотной намотки сердечника

$$\lambda'_{c} = 0,15 \cdot 10^{-2} \text{ вт/см·град} \quad [\text{Л. 4, табл. 4}].$$

Принимаем предварительно $\beta = 1,2$, тогда потери в единице объема обмотки будут:

$$q_k = \frac{p_k(1 + \alpha_{\text{т}} \beta \theta'_{k})}{V_k} = \frac{27(1 + 0,004 \cdot 1,2 \cdot 185)}{136} = 0,37 \text{ вт/см}^3.$$

Потери в единице объема сердечника:

$$q_c = \frac{p_c}{V_c} = \frac{3}{85} = 0,035 \text{ вт/см}^3.$$

По уравнению (4) определяем местоположение нейтральной плоскости трансформатора:

$$\begin{aligned} d'' = & \frac{2\lambda'_{k}\lambda'_{c}\lambda_{k,c}(\theta'_{k} - \theta'_{c}) + q_k\lambda'_{c}\lambda_{k,c}d^2}{2q_k(\lambda'_{c}\lambda_{k,c}d + \lambda'_{k}\lambda_{k,c}e)} \dots \rightarrow \\ & \leftarrow \dots - \frac{q_c\lambda'_{k}\lambda_{k,c}(e + 2\delta)}{+\lambda'_{k}\lambda'_{c}\delta} = \\ = & \frac{2 \cdot 0,54 \cdot 10^{-2} \cdot 0,15 \cdot 10^{-2} \cdot 0,5 \cdot 10^{-3} (185 - 70)}{2 \cdot 0,37 (0,15 \cdot 10^{-2} \cdot 0,5 \cdot 10^{-3} \cdot 1,77)} \dots \rightarrow \\ & \leftarrow \dots + \frac{0,37 \cdot 0,15 \cdot 10^{-2} \cdot 0,5 \cdot 10^{-3} \cdot 1,77^2}{+ 0,54 \cdot 10^{-2} \cdot 0,5 \cdot 10^{-3} \cdot 0,92} \dots \rightarrow \\ & \leftarrow \dots - \frac{0,035 \cdot 0,54 \cdot 10^{-2} \cdot 0,5 \cdot 10^{-3} \cdot 0,92 (0,92 + 2 \cdot 0,2)}{+ 0,54 \cdot 10^{-2} \cdot 0,15 \cdot 10^{-2} \cdot 0,2} = \\ & = 0,475 \text{ см}. \end{aligned}$$

$$d' = d - d'' = 1,77 - 0,475 \approx 1,3 \text{ см}.$$

Максимальное превышение температуры обмотки над окружающей средой:

$$\theta_{km} = \theta'_{k} + \frac{q_k d'^2}{2\lambda'_{k}} = 185 + \frac{0,37 \cdot 1,3^2}{2 \cdot 0,54 \cdot 10^{-2}} = 243^\circ\text{C}.$$

Превышение температуры обмотки на границе корпусной изоляции:

$$\theta''_{k} = \theta_{km} - \frac{q_k d''^2}{2\lambda'_{k}} = 243 - \frac{0,37 \cdot 0,475^2}{2 \cdot 0,54 \cdot 10^{-2}} = 235^\circ\text{C}.$$

Среднеобъемное превышение температуры обмотки:

$$\theta_{k, \text{ср}} = \frac{\theta'_{k} + \theta''_{k}}{2} + \frac{q_k d^2}{12\lambda'_{k}} = \frac{185 + 235}{2} + \frac{0,37 \cdot 1,77^2}{12 \cdot 0,54 \cdot 10^{-2}} = 223^\circ\text{C}.$$

Проверяем значение коэффициента:

$$\beta = \frac{\theta_{k, \text{ср}}}{\theta'_{k}} = \frac{223}{185} = 1,2,$$

т. е. расчетное значение коэффициента β совпало с предварительно принятым. Сравнения расчетных и экспериментальных данных приведено в таблице.

$\theta, ^\circ\text{C}$	θ_{km}	θ''_{k}	$\theta_{k, \text{ср}}$
Расчет	243	235	223
Опыт	270	220	250
Расхождение, % .	-10	7	-11

Л и т е р а т у р а

- Петров Г. Н., Электрические машины, ч. 1, Трансформаторы, Госэнергоиздат, 1956.
- Постников И. М., Проектирование электрических машин, Гостехиздат, 1952.
- Наседкин Л. П., Исследование теплового режима теплостойких маломощных трансформаторов, Изв. вузов, Электромеханика, 1963, № 5.
- Готтер Г., Нагревание и охлаждение электрических машин, Госэнергоиздат, 1961.

Регулирование скорости асинхронных двигателей изменением частоты

Канд. техн. наук С. Н. ВЕШЕНЕВСКИЙ

Тяжпромэлектропроект

Перспективным способом регулирования в широких пределах скорости асинхронных двигателей при частых пусках и торможениях является изменение частоты, так как при этом у простого и надежного асинхронного двигателя с короткозамкнутым ротором можно обеспечить все необходимые механические характеристики, в том числе высокие скорости при небольших потерях электроэнергии в преобразователе.

В настоящее время еще продолжают применяться вращающиеся преобразователи частоты, состоящие из регулируемого двигателя постоянного тока и синхронного генератора. Такие преобразователи частоты широко используются в прокатных станах металлургических заводов для питания двигателей рольгангов с одиночным приводом роликов. Нужная скорость рольгангов задается заранее скоростью преобразователя. Пуск и реверсирование двигателей осуществляется подключением их группами к сети, питаемой синхронным генератором преобразователя при помощи контакторов; для останова двигателей применяется метод противовключения или используется динамическое торможение.

Для того чтобы магнитный поток двигателей был постоянным у синхронного генератора, поддерживается постоянство отношения напряжения к частоте $\frac{U}{f} = \text{const}$.

Этот закон вытекает из формулы

$$E = c_E \Phi f,$$

откуда

$$\Phi = \frac{1}{c_E} \frac{E}{f} \approx \frac{U}{f}.$$

Здесь считается, что э. д. с. двигателя E приблизительно пропорциональна напряжению U при разных частотах.

На рис. 1 показано семейство средних механических характеристик для серии асинхронных двигателей с короткозамкнутым ротором типа АР мощностью от 1 до 4,8 квт при 50 гц, сконструированных специально для привода рольгангов.

Чтобы получить большие моменты при пуске и торможении противовключением, двигатели типа АР изготавливаются с повышенным сопротивлением проводников ротора. При этом, как видно из приведенных на рис. 1 характеристик, форма кривой момента при частотах ниже 30 гц ухудшилась, что объясняется крутизной характеристик и ослаблением потока.

Большим недостатком контакторного управления двигателями с питанием их от вращающихся преобразователей являются значительные потери электроэнергии в двигателях и как следствие этого — ограниченная допускаемая частота включения. Как известно, потери в роторе асинхронного

двигателя при разбеге вхолостую равны запасу кинетической энергии, которую в процессе разбега приобретают движущиеся массы, а при торможении противовключением — трехкратной величине приобретенного запаса кинетической энергии.

Надежность и экономичность электропривода значительно повышаются при плавном пуске и торможении двигателей изменением частоты, что решается рационально только при наличии полупроводниковых преобразователей благодаря их безынерционности и малым потерям электроэнергии на преобразование. При пуске и торможении двигателя регулированием частоты становится ненужным повышенное сопротивление проводников ротора; наоборот, желательно минимальное сопротивление проводников ротора, чтобы получить жесткие механические характеристики при всех частотах и уменьшить потери в роторе. Ускорение двигателя увеличением частоты производится при скольжениях, меньших критических, следовательно, с максимальным отношением вращающего момента к токам статора и ротора. Торможение противовключением и динамическое торможение, при которых расходуется энергия, заменяются более активным рекуперативным торможением с отдачей энергии в сеть. При этом уменьшаются потери энергии в роторе и статоре и увеличивается допустимое по условиям нагрева двигателя частота включения, что очень важно для многих приводов с повторнократковременным режимом работы.

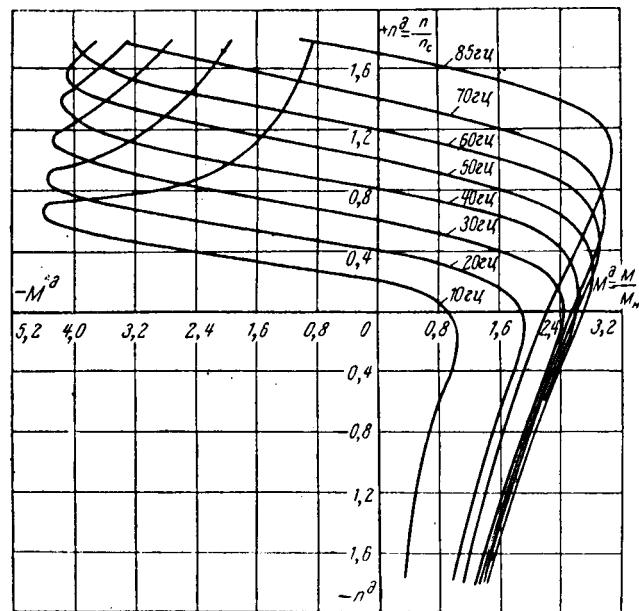


Рис. 1. Семейство средних механических характеристик для серии асинхронных рольганговых двигателей типа АР с короткозамкнутым ротором при разных частотах.

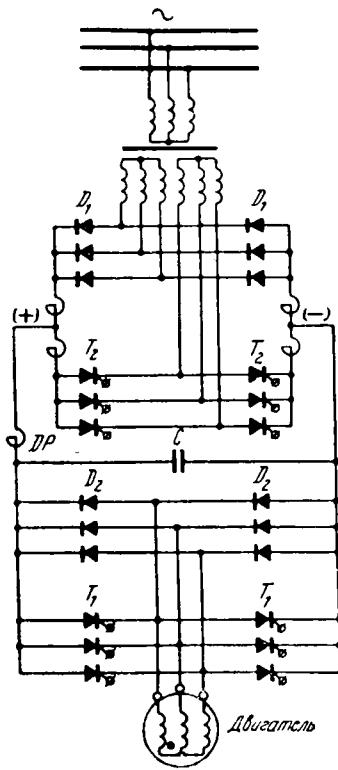


Рис. 2. Схема силовой цепи полупроводникового преобразователя частоты для регулирования и реверсирования асинхронного двигателя (на схеме не показаны конденсаторы и вспомогательные тиристоры, запирающие тиристоры T_1 и T_2).

составляющих тока, т. е. получения возможно более чистой синусоиды, частота работы тиристоров принимается равной примерно 1000 гц.

Рекуперация электроэнергии осуществляется путем выпрямления трехфазного тока асинхронного двигателя в постоянный диодами D_2 и обратного преобразования его в трехфазный ток тиристорами T_2 с передачей энергии в сеть через трансформатор.

Конденсатор C , кроме участия в сглаживании пульсаций тока, выполняет еще другую, более важную функцию — внутреннего накопителя и источника реактивной энергии для создания магнитного потока двигателя в генераторном режиме.

На рис. 4 изображено семейство механических характеристик асинхронного двигателя типа А2-81-8 обычного исполнения с небольшим сопротивлением проводников короткозамкнутой клетки ротора. Область режима противовключения не приведена, как нерациональная по сравнению с рекуперативным способом.

Данные двигателя: $U = 380$ в, $P_n = 22$ квт, $n = 727$ об/мин, $I_n = 42,9$ а, $I_0 = 15$ а, $M_{\text{пуск}}^0 = 1,23$, $M_k^0 =$

¹ Schönung A., Stemmler H., Geregelter Drehstrom-Umkehrantrieb mit gesteuertem Umrichter nach dem Unterschwingungsverfahren, «BBC Mitt», 1964, № 8/9.

На рис. 2 в качестве иллюстрации приведена одна из принципиальных схем силовых цепей полупроводникового преобразователя частоты¹.

При помощи диодов D_1 трехфазный ток сети выпрямляется в постоянный, пульсации которого сглаживаются дросселем Dp и конденсатором C . Открыванием и закрыванием тиристоров T_1 с определенной частотой, скважностью и очередностью формируются три синусоидальных напряжения (сдвинутые на угол 120°) для питания асинхронного двигателя.

Изменением скважности работы тиристоров T_1 достигается, как показано на рис. 3, регулирование частоты и напряжения, а изменением последовательности открывания тиристоров в двух фазах — реверсирование двигателя. Для уменьшения высших гармонических

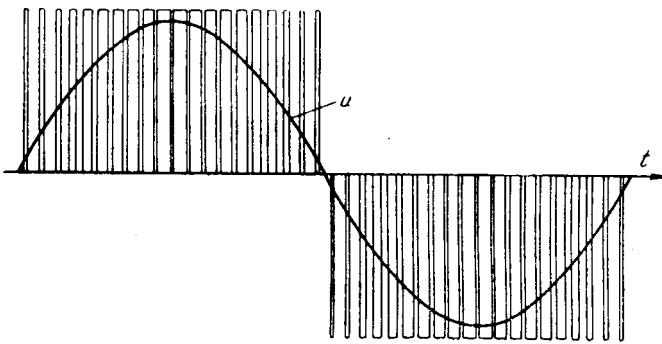


Рис. 3. Получение синусоидального напряжения из постоянного тока импульсным методом.

$$= 2,34, I_{\text{пуск}}^0 = 5,0, r_c = 0,18 \text{ ом}, x_c = 0,624 \text{ ом}, r_0 = 1,1 \text{ ом}, x_0 = 14,1 \text{ ом}, r'_p = 0,153 \text{ ом}, x'_p = 0,485 \text{ ом}.$$

Механические характеристики двигателя, получаемые при поддержании $\frac{U_{\Phi, c}}{f} = \frac{U_{\Phi, c, n}}{f_n} = \text{const}$, показаны на рис. 4 сплошными линиями.

Хотя характеристики получаются жесткими, пусковой момент двигателя с уменьшением частоты значительно снижается. Это происходит из-за уменьшения магнитного потока двигателя вследствие большого падения напряжения в активных сопротивлениях обмоток статора.

Если искусственно поддерживать при всех частотах и нагрузках номинальный ток намагничивания $I_{0, n}$, который имеет двигатель при номинальной частоте $f = 50$ гц и номинальном моменте M_n , то характеристики двигателя будут близки к прямолинейным при моментах, меньших $3,5M_n$. Критическое значение момента в этом случае будет равно примерно 5-кратному значению номинального момента. Эти характеристики являются наиболее благоприятными, но пока неизвестен достаточно простой и надежный способ измерения тока намагничивания, чтобы при помощи обратных связей поддерживать его постоянным. Применение для этих целей элементов Холла и тахогенераторов нежелательно.

Очень хорошие реальные результаты могут быть получены, если для каждой частоты, независимо от

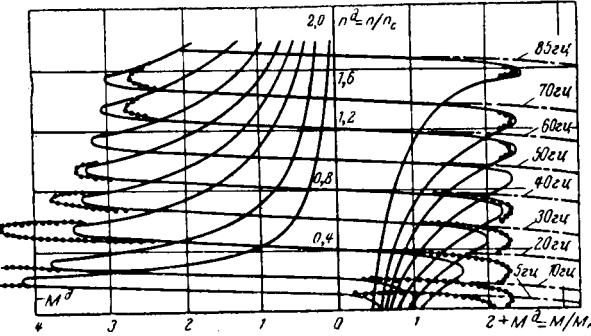


Рис. 4. Семейство механических характеристик асинхронного двигателя с короткозамкнутым ротором типа А2-81-8 при разных частотах.

— при $\frac{U_{\Phi, c}}{f} = \frac{U_{\Phi, c, n}}{f_n} = \text{const}$; — при $I_{0, n} = \text{const}$;
 ● — при $U_{\Phi, c}$ постоянном для каждой частоты f , при котором $I_{0, n}$ равен току намагничивания, соответствующему номинальному моменту двигателя.

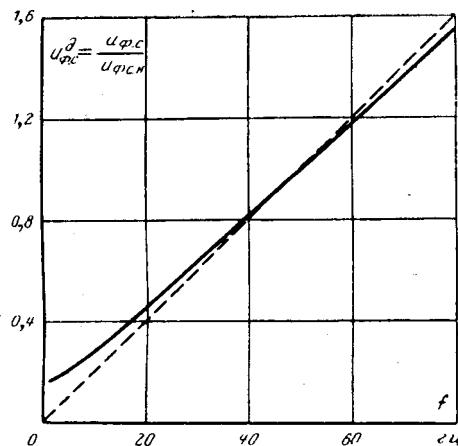


Рис. 5. Графики подводимого напряжения к статору асинхронного двигателя типа А2-81-8 при разных частотах.

— при $\frac{U_{\phi.c}}{f} = \frac{U_{\phi.c.n}}{f_n} = \text{const}$; — при $U_{\phi.c}$, постоянном для каждой частоты f , при котором ток намагничивания соответствует $I_{0.n}$ при номинальном моменте двигателя.

нагрузки двигателя, подавать определенное постоянное для данной частоты напряжение на статор, такое, чтобы при номинальном моменте двигателя был номинальный ток намагничивания $I_{0.n}$, т. е. номинальный поток. При этом получаются механические характеристики двигателя, показанные кривыми с точками на рис. 4. Напряжение, которое нужно подавать, чтобы получить эти характеристики, надо программировать в функции только частоты, как показано на рис. 5. Из этих кривых видно, что при частоте 5 гц напряжение нужно увеличивать вдвое по сравнению с кривой

$$\frac{\tilde{U}_{\phi.c}}{f} = \text{const}.$$

Теперь, после рассмотрения механических характеристик двигателей при частотном регулировании приведем способы расчета этих характеристик. При этом будем исходить из схемы замещения, показанной на рис. 6. Вначале выведем формулу момента двигателя в функции частоты и скольжения.

Момент асинхронного двигателя равен:

$$M = \frac{m_c (I'_{p})^2 \frac{r'_{p}}{s}}{\omega_c f^{\alpha}} = \frac{m_c \cdot 60 (I'_{p})^2 \frac{r'_{p}}{s}}{2\pi n_c f^{\alpha}} = \frac{28,6 (I'_{p})^2 \frac{r'_{p}}{s}}{n_c f^{\alpha}}, \quad (1)$$

где $m_c = 3$ — число фаз статора;

n_c — синхронная скорость двигателя при частоте 50 гц, об/мин;

$f^{\alpha} = \frac{f}{f_n}$ — частота волях от номинальной;

s — скольжение ротора относительно синхронной скорости.

Ток ротора (приведенный) равен:

$$I'_{p} = \frac{E_{\phi.p}}{z'_{p.f}} = \frac{E_{\phi.c}}{\sqrt{\left(\frac{r'_{p}}{s}\right)^2 + (x'_{p})^2}}. \quad (2)$$

Подставив выражение (2) в уравнение (1), получим формулу для вычисления момента двигателя ($M \cdot m$):

$$M = -\frac{28,6 E_{\phi.c}^2 \frac{r'_{p}}{s}}{n_c f^{\alpha} \left[\left(\frac{r'_{p}}{s} \right)^2 + (x'_{p})^2 (f^{\alpha})^2 \right]}. \quad (3)$$

Выразим фазную э. д. с. статора $E_{\phi.c}$ через фазное напряжение $U_{\phi.c}$, подводимое к статору:

$$\begin{aligned} U_{\phi.c} &= \dot{E}_{\phi.c} + i_c Z_{cf} = \dot{E}_{\phi.c} + \dot{E}_{\phi.c} \left[\frac{1}{Z_{0f}} + \frac{1}{Z'_{pf}} \right] Z_{cf} = \\ &= \dot{E}_{\phi.c} \left[1 + \frac{Z_{cf}}{Z_{0f}} + \frac{Z_{cf}}{Z'_{pf}} \right]. \end{aligned} \quad (4)$$

В выражении (4) обозначим:

$$C_f = 1 + \frac{Z_{cf}}{Z_{0f}} = \frac{Z_{cf} + Z_{0f}}{Z_{0f}}. \quad (5)$$

Комплекс C_f представляет собой отношение подводимого к фазе статора напряжения к напряжению на зажимах намагничивающего контура в схеме замещения, изображенной на рис. 6, при синхронном ходе двигателя.

Определим модуль c_f комплекса C_f , входящий во все дальнейшие формулы:

$$\begin{aligned} C_f &= \frac{Z_{cf} + Z_{0f}}{Z_{0f}} = \frac{(r_c + jx_c f^{\alpha}) + (r_0 + jx_0 f^{\alpha})}{r_0 + jx_0 f^{\alpha}} = \\ &= \frac{(r_c + r_0) + j(x_c + x_0) f^{\alpha}}{r_0 + jx_0 f^{\alpha}} = \\ &= \frac{(r_c + r_0) r_0 + (x_c + x_0) x_0 (f^{\alpha})^2}{r_0^2 + x_0^2 (f^{\alpha})^2} + \\ &+ j \frac{(r_c + r_0) x_0 f^{\alpha} + (x_c + x_0) r_0 f^{\alpha}}{r_0^2 + x_0^2 (f^{\alpha})^2}. \end{aligned}$$

Отсюда модуль c_f равен:

$$\begin{aligned} c_f &= \sqrt{\frac{(r_c + r_0) r_0 + (x_c + x_0) x_0 (f^{\alpha})^2}{r_0^2 + x_0^2 (f^{\alpha})^2}} + \dots \rightarrow \\ &\leftarrow \dots + \sqrt{\frac{(r_c + r_0) x_0 f^{\alpha} + (x_c + x_0) r_0 f^{\alpha}}{r_0^2 + x_0^2 (f^{\alpha})^2}} = \\ &= \frac{1}{r_0^2 + x_0^2 (f^{\alpha})^2} \sqrt{[(r_c + r_0) r_0 + (x_c + x_0) x_0 (f^{\alpha})^2]^2 + [(r_c + r_0) x_0 f^{\alpha} + (x_c + x_0) r_0 f^{\alpha}]^2}. \end{aligned} \quad (6)$$

Коэффициент (модуль) $c_f \approx 1,02 \div 1,05$ при частоте 50 гц и сильно увеличивается с уменьшением ча-

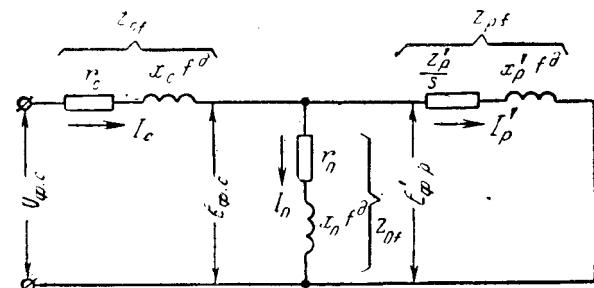


Рис. 6. Схема замещения одной фазы асинхронного двигателя.

стоты. Так, для рассмотренного двигателя типа А2-81-8 при частотах 85, 70, 60, 50, 40, 30, 20, 10 и 5 гц, коэффициенты c_f соответственно равны 1,045; 1,05; 1,05; 1,055; 1,065; 1,08; 1,13; 1,3 и 1,52.

Из выражений (4) и (5) получим:

$$\begin{aligned} \dot{E}_{\Phi.c} &= \dot{U}_{\Phi.c} \frac{1}{C_f + \frac{Z_{cf}}{Z'_{pf}}} = \dot{U}_{\Phi.c} \frac{Z'_{pf}}{Z_{cf} + C_f Z'_{pf}} = \\ &= U_{\Phi.c} \frac{\frac{r'_{p}}{s} + j x'_{p} f^{\Delta}}{(r_c + j x_c f^{\Delta}) + C_f \left(\frac{r'_{p}}{s} + j x'_{p} f^{\Delta} \right)}, \end{aligned}$$

откуда

$$\dot{E}_{\Phi.c} = \dot{U}_{\Phi.c} \frac{\frac{r'_{p}}{s} + j x'_{p} f^{\Delta}}{\left(r_c + c_f \frac{r'_{p}}{s} \right) + j (x_c f^{\Delta} + c_f x'_{p} f^{\Delta})}.$$

Окончательно фазная э. д. с. статора в зависимости от напряжения $U_{\Phi.c}$, приложенного к каждой фазе двигателя, частоты f^{Δ} и скольжения s будет равна:

$$E_{\Phi.c} = U_{\Phi.c} \sqrt{\frac{\left(\frac{r'_{p}}{s}\right)^2 + (x'_{p})^2 (f^{\Delta})^2}{\left(r_c + c_f \frac{r'_{p}}{s}\right)^2 + (x_c + c_f x'_{p})^2 (f^{\Delta})^2}}. \quad (7)$$

Подставив значение $E_{\Phi.c}$ из выражения (7) в уравнение (3) и произведя некоторые преобразования, получим общее выражение для момента двигателя ($\text{н} \cdot \text{м}$) в функции фазного напряжения статора, частоты и скольжения:

$$M = \frac{28,6 U_{\Phi.c}^2 \frac{r'_{p}}{s}}{n_c f^{\Delta} \left[\left(r_c + c_f \frac{r'_{p}}{s} \right)^2 + (x_c + c_f x'_{p})^2 (f^{\Delta})^2 \right]}. \quad (8)$$

В заключение рассмотрим основные условия регулирования скорости двигателя.

Условие 1. $\frac{U_{\Phi.c}}{f} = \frac{U_{\Phi.c.n}}{f_n} = \text{const}$, т. е. $U_{\Phi.c} = U_{\Phi.c.n} \frac{f}{f_n} = U_{\Phi.c.n} f^{\Delta}$.

Момент двигателя в этом случае можно определить по формуле (8), если подставить в нее вместо $U_{\Phi.c}$ равную величину $U_{\Phi.c.n} f^{\Delta}$:

$$M = \frac{28,6 U_{\Phi.c.n}^2 f^{\Delta} \frac{r'_{p}}{s}}{n_c \left[\left(r_c + c_f \frac{r'_{p}}{s} \right)^2 + (x_c + c_f x'_{p})^2 (f^{\Delta})^2 \right]}, \quad (9)$$

$U_{\Phi.c.n}$ — номинальное фазное напряжение статора при частоте 50 гц.

Условие 2. При всех частотах, напряжениях и скольжениях двигателя поддерживается номинальный ток намагничивания $I_{0n} = \text{const}$. Задача состоит

в определении напряжений $U_{\Phi.c}$, которые нужно подавать статору двигателя при разных частотах и нагрузках (или скольжениях), чтобы иметь $I_{0n} = \text{const}$.

Определяем из выражения (7) номинальную фазную э. д. с. статора $E_{\Phi.c.n}$ по номинальному фазному напряжению двигателя $U_{\Phi.c.n}$ при номинальной нагрузке, когда s равно номинальному скольжению при 50 гц, т. е. $f^{\Delta} = 1$:

$$E_{\Phi.c.n} = U_{\Phi.c.n} \sqrt{\sqrt{\frac{\left(\frac{r'_{p}}{s_n}\right)^2 + (x'_{p})^2}{\left(r_c + c_f \frac{r'_{p}}{s_n}\right)^2 + (x_c + c_f x'_{p})^2}}}. \quad (10)$$

Для получения точных расчетов желательно найти s_n из формул (8) или (15) при M_n , $U_{\Phi.c.n}$ и $f^{\Delta} = 1$, а не из приближенных каталожных данных.

Номинальный ток намагничивания равен:

$$I_{0n} = \frac{E_{\Phi.c.n}}{\sqrt{r_0^2 + x_0^2}}. \quad (11)$$

Текущее значение фазной э. д. с. статора при $I_{0n} = \text{const}$ равно:

$$E_{\Phi.c} = I_{0n} \sqrt{r_0^2 + x_0^2 (f^{\Delta})^2}. \quad (12)$$

И, наконец, искомое текущее значение фазного напряжения статора $U_{\Phi.c}$ можно вычислить по формуле (7) при подстановке в нее значения $E_{\Phi.c}$ из выражения (12). После преобразований получим (рис. 6):

$$U_{\Phi.c} = I_{0n} Z_3,$$

где

$$Z_3 = \sqrt{\frac{[r_0 + x_0^2 (f^{\Delta})^2] \left[\left(r_c + c_f \frac{z'_{p}}{s} \right)^2 + (x_c + c_f x'_{p})^2 (f^{\Delta})^2 \right]}{\left(\frac{r'_{p}}{s} \right)^2 + (x'_{p})^2 (f^{\Delta})^2}}. \quad (13)$$

Формулу для определения момента двигателя при $I_{0n} = \text{const}$ получим при подстановке в уравнение (8) значения $U_{\Phi.c}$ из равенства (13):

$$M = \frac{28,6 I_{0n}^2 \frac{r'_{p}}{s} (r_0^2 + x_0^2 (f^{\Delta})^2)}{n_c f^{\Delta} \left[\left(\frac{r'_{p}}{s} \right)^2 + (x'_{p})^2 (f^{\Delta})^2 \right]}. \quad (14)$$

Эту же формулу легко получить подстановкой в уравнение (3) выражения для $E_{\Phi.c}$ из равенства (12).

Условие 3. Для каждой частоты задается свое постоянное фазное напряжение статора $U_{\Phi.c}$ такое, чтобы получить номинальный намагничивающий ток I_{0n} только при номинальном моменте.

Найдем для любой текущей частоты f^{Δ} скольжение s_{nf} при номинальном моменте.

Подставив в формулу (14) величину M_n , найдем в явном виде номинальное скольжение s_{nf} при данной частоте f^{Δ} :

$$s_{hf} = \frac{r'_p}{a + \sqrt{a^2 - (x'_p)^2 (f^2)^2}}, \quad (15)$$

где

$$a = \frac{14.3 I_{0h}^2}{M_h n_c} \frac{(r_0^2 + x_0^2 (f^2)^2)}{f^2};$$

 I_{0h} — определяется по формуле (11).

Фазное напряжение статора для любой частоты f^2 вычисляется на основании выражения (13), если подставить туда вместо s величину s_{hf} из формулы (15):

$$U_{\phi, c} = I_{0h} \sqrt{\frac{(r_0^2 + x_0^2 (f^2)^2) \left[\left(r_c + c_f \frac{r'_p}{s} \right)^2 + \left(\frac{r'_p}{s} \right)^2 + \dots \right]}{+ (x_c + c_f x'_p)^2 (f^2)^2} \dots} \quad (16)$$

Моменты двигателя можно рассчитывать по формуле (8), подставив в нее для каждой заданной частоты величину $U_{\phi, c}$ из уравнения (16).

[24.1.1966]

◆ ◆ ◆

УДК 621.313.332.001.24

Некоторые вопросы теории и расчета автономного асинхронного генератора стабильной частоты

Канд. техн. наук С. З. БАРСКИЙ
Москва

В рассматриваемых ниже типах генераторов цилиндрический ротор с фазной обмоткой возбуждается регулируемым по амплитуде и частоте переменным током прямой или обратной последовательности, что позволяет получить регулируемую или стабильную частоту, не зависящую от скорости вращения генератора. К машинам этого класса могут быть отнесены асинхронные машины двойного питания, исследования которых [Л. 1 и 2] подтвердили возможность решения некоторых проблем генерирования и преобразования электрической энергии.

В отличие от упомянутых работ в настоящей статье анализируется часть вопросов теории автономного асинхронного генератора стабильной частоты с произвольным изменением скорости вращения. Подобные условия имеют место преимущественно в установках малой и средней мощности, в которых стабилизация скорости вращения приводного двигателя, либо затруднена, либо вовсе невозможна. Замена электромеханического способа стабилизации частоты чисто электрическим обеспечивает также высокое быстродействие, так как при этом исключается влияние маховых масс агрегата на рассматриваемый процесс. Последнее преимущество приобретает особое значение в быстродействующих и высокоточных установках генерирования и преобразования энергии.

В изображенной на рис. 1 схеме возбуждение асинхронного генератора Γ осуществляется от машинного или статического регулируемого возбудителя B . При этом амплитуда и частота ω_p напряжения на роторе U_p регулируются так, чтобы выходные частота f_c и напряжение U_z генератора оставались стабильными при всех скоростях вращения и нагрузках.

При двухзонном изменении угловой частоты вращения ω_t , т. е. когда скорость вращения ротора

выше и ниже синхронной, угловая частота ω_p роторной цепи, определяемая по формуле

$$\omega_p = \omega_c - \omega_t,$$

формально может принимать как положительные, так и отрицательные значения. Физически это означает, что при $\omega_p > 0$ поле возбуждения вращается по направлению вращения ротора, при $\omega_p < 0$ — против.

Основные соотношения. Полагая, что обмотки статора и ротора трехфазные и симметричные, запишем следующие комплексные уравнения этих цепей:

$$-\dot{U}_z = i_z (r_c + j\omega_c L_c) + j\omega_c M \dot{i}_p; \quad (1)$$

$$-\dot{U}_p = i_p (r_p + j\omega_p L_p) + j\omega_p M \dot{i}_z, \quad (2)$$

где индексами z , c и p обозначены параметры нагрузки, статора и ротора; параметры роторной цепи приведены к цепи статора.

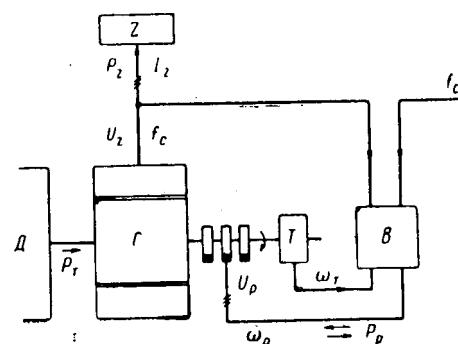


Рис. 1. Структурная схема асинхронного генератора стабильной частоты.

D — первичный двигатель; Γ — генератор; T — тахогенератор; B — возбудитель; Z — нагрузка.

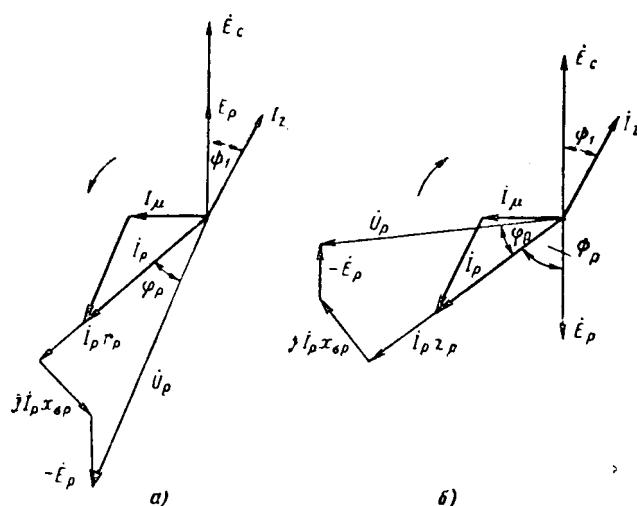


Рис. 2. Векторные диаграммы роторной цепи генератора.

а — $\omega_t < \omega_c$; б — $\omega_t > \omega_c$.

Для э. д. с. статора и ротора справедливы выражения

$$-E_c = j\omega_c M (I_z + I_p); \quad (3a)$$

$$\dot{E}_p = \dot{E}_c \frac{\omega_p}{\omega_c}. \quad (3b)$$

Приведенные выше зависимости позволяют исследовать основные электромагнитные процессы в рассматриваемой машине. Для принятых условий

$U_z = \text{пост.}$, $I_z = I_p$, $\omega_c = \text{пост.}$, электромагнитные процессы в цепи статора не зависят от частоты ω_p ротора, неизменной остается также э. д. с. E_c статора. Наряду с этим величина скольжения, или пропорциональная ей частота ω_p , весьма значительно влияет на электромагнитные процессы. При $\omega_p = 0$ в роторе течет постоянный ток; по мере роста ω_p удельное влияние реактивных параметров ротора возрастает, причем в зависимости от знака ω_p активная мощность должна либо подводиться к ротору от управляемого возбудителя, либо отводиться от ротора к возбудителю. Отмеченное обстоятельство должно учитываться при выборе типа, габаритов и характеристик управляемого возбудителя.

Заменив в уравнениях (1) и (2) полные индуктивности их составляющими

$$L_c = M_{c.p} + L_{oc};$$

$$L_p = M_{p.c} + L_{op}$$

и имея в виду, что

$$M_{c.p} = M_{p.c} = M,$$

получим другое выражение для определения э. д. с.:

$$-E_c = [\dot{U}_z + I_z (r_c + j\omega_c L_{oc})]. \quad (3)$$

Модуль этого выражения можно записать в следующем виде:

$$E_c = \sqrt{(U_z \cos \varphi_z + I_z r_c)^2 + (U_z \sin \varphi_z + I_z \omega_c L_{oc})^2}. \quad (4)$$

Для принятых ранее условий э. д. с. машины определяется однозначно.

Угол θ сдвига фаз между напряжением U_z и э. д. с. E_c определяется по формуле

$$\theta = \arcsin \frac{I_z (\omega_c L_{oc} \cos \varphi_z - r_c \sin \varphi_z)}{E_c}. \quad (5)$$

Угол сдвига фаз между I_z и E_c равен:

$$\psi_1 = \varphi_z + \theta.$$

При емкостной нагрузке ψ_1 может принимать отрицательные значения.

Напряжение и ток в роторной цепи. При соблюдении принятой ранее зависимости между угловыми частотами на входе и выходе генератора полные токи и н. с. статора и ротора неизменны по величине и относительно неподвижны в пространстве при всех значениях скорости вращения генератора. Баланс н. с. или приведенных токов машины может быть рассчитан обычным графическим (рис. 2) или аналитическим способом.

Установившееся значение напряжения, подводимого к кольцам ротора, можно определить на основании уравнений (1) и (2):

$$\begin{aligned} -\dot{U}_p &= I_p (r_p + j\omega_p L_{op}) \pm \\ &\pm [\dot{U}_z + I_z (r_c + j\omega_c L_{oc})] \frac{\omega_p}{\omega_c}. \end{aligned} \quad (6)$$

Составляющая напряжения, записанная в квадратных скобках выражения (6), пропорциональна э. д. с. статора и в зависимости от знака скольжения может вычитаться или суммироваться с остальными составляющими. Векторные диаграммы роторной цепи для условий $\omega_p > 0$ и $\omega_p < 0$ изображены на рис. 2; так как при $\omega_p < 0$ поле ротора инверсно, то в диаграмме, приведенной на рис. 2, б, направление вращения векторов принято по часовой стрелке.

При малых значениях скольжения, равных примерно 0,005—0,010, подводимое к ротору напряжение близко к омическому падению напряжения:

$$U_p \approx I_p r_p$$

и будет того же порядка, что и напряжение возбуждения нормальных синхронных машин. По мере увеличения скольжения э. д. с. E_p и реактивная составляющая $jI_p \omega_p L_{op}$ пропорционально возрастают, что приводит к соответствующему росту напряжения U_p и увеличению угла сдвига фаз роторной цепи. Предельное значение частоты ротора ($\omega_{p,\max}$) определяет максимальное напряжение ротора $U_{p,\max}$ и габариты возбудителя. В качестве примера укажем, что для асинхронной машины средней мощности с фазным ротором ($S_h = 0,02$; $I_k = 6I_n$), используемой в качестве генератора стабильной частоты, в режиме номинальной нагрузки будут иметь место следующие зависимости U_p от S_{\max} :

S_{\max}	U_p
0,02	$(0,03 \div 0,04) U_n$
0,05	$(0,07 \div 0,08) U_n$
0,10	$(0,13 \div 0,15) U_n$

Если при работе генератора допустимо указанное выше наибольшее значение скольжения, то напряжение покоя ротора целесообразно повысить до

600—800 в, что позволит уменьшить габариты управляемого возбудителя, а также узла скользящего контакта. При проектировании асинхронного генератора должны быть приняты и другие меры по улучшению его характеристик, как-то: выполнение обмотки ротора с распределенной н. с., близкой к синусоиде, выбор оптимального воздушного зазора и т. п.

В генераторах большой мощности расширение диапазона изменения ω_p и U_p может вызвать необходимость применения в роторе изоляции более высокого класса. Для рассматриваемых в статье автономных генераторов малой и средней мощности это обстоятельство теряет свое значение.

Основные энергетические соотношения. Активная мощность роторной цепи P_p состоит из двух компонент: мощности, теряемой в его обмотках, и мощности, передаваемой трансформаторным путем через воздушный зазор. В общем случае можно записать:

$$P_p(\omega) = \operatorname{Re} \frac{3}{2} (\bar{U}_p I_p^*). \quad (7a)$$

На основе ранее приведенных зависимостей выражение (7a) может быть преобразовано и приведено к такому виду:

$$P_p(\omega) = 3 \left[I_p^2 r_p \pm \frac{\omega_p}{\omega_c} (U_z I_z \cos \varphi_z + I_z^2 r_c) \right]. \quad (7)$$

Выражение, заключенное в круглые скобки, пропорционально внутренней мощности P_c , развиваемой машиной, а после умножения на $\frac{\omega_p}{\omega_c}$ определяет мощность, передаваемую в ротор электромагнитным путем через воздушный зазор [Л. 3].

Из векторных диаграмм, приведенных на рис. 2, видно, что проекция вектора э. д. с. E_p на вектор тока I_p , пропорциональная передаваемой через воздушный зазор машины мощности, может принимать как положительные, так и отрицательные значения. Физически это означает, что энергия может передаваться через воздушный зазор от ротора к статору при $\omega_p > 0$, чему соответствует знак плюс в выражении (7), либо от статора к ротору при $\omega_p < 0$, чему соответствует знак минус в том же выражении. В первом случае возбудитель компенсирует потери в роторной цепи и часть нагрузки генератора. Так как внутренняя активная мощность машины неизменна, то выражение (7) может быть приведено к виду

$$P_p(\omega) = \left(P_{p0} \pm \frac{\omega_p}{\omega_c} P_c \right), \quad (8)$$

где $P_{p0} = 3I_p^2 r_p$ — потери в меди обмотки ротора.

Из выражений (7) и (8) следует, что активная мощность роторной цепи линейно возрастает с увеличением частоты $\omega_p = (\omega_c - \omega_t)$, при этом знаку плюс соответствует $\omega_t < \omega_c$, знаку минус $\omega_t > \omega_c$. При $\omega_t = \omega_c$, $\omega_p = 0$ и $P_p = P_{p0}$ по ротору протекает постоянный ток. При дальнейшем увеличении ω_t мощность, передаваемая ротору электромагнитным

путем, возрастает, а нагрузка возбудителя уменьшается. Начиная с угловой скорости

$$\omega_p > \omega_c \frac{P_{p0}}{P_c},$$

поток электромагнитной энергии изменяет свое направление от ротора к возбудителю; при равенстве этих величин между возбудителем и генератором активная энергия не передается.

В общем виде для реактивной мощности роторной цепи справедливо выражение

$$Q_p(\omega) = \operatorname{Im} \frac{3}{2} (\bar{U}_p I_p^*). \quad (9)$$

На основе приведенных ранее зависимостей выражение (9) может быть преобразовано и приведено к следующему виду:

$$Q_p(\omega) = \frac{3}{2} [\pm \operatorname{Im} (\bar{E}_c I_z^*) + \operatorname{Im} (\bar{E}_0 I_0^*)] \frac{\omega_p}{\omega_c} + Q_{ps}. \quad (10a)$$

Часть этого уравнения, заключенная в квадратные скобки, пропорциональная реактивной мощности, передаваемой через воздушный зазор, состоит из двух компонент: реактивной мощности первичной цепи и реактивной мощности намагничивания. В соответствии с этим в зависимости от характера нагрузки реактивная энергия может передаваться либо от ротора к статору, либо от статора к ротору и далее к возбудителю. При определенном значении емкостной нагрузки между возбудителем и генератором реактивная энергия передаваться не будет.

После преобразования выражения (10a) получим:

$$Q_p(\omega) = \left(Q_{ps} \pm Q_c \frac{\omega_p}{\omega_c} \right), \quad (10)$$

где $Q_{ps} = 3I_p^2 L_{sp} \omega_p$ — реактивная мощность рассеяния ротора;

$Q_c = 3I_p E_c \sin \psi_p$ — реактивная мощность, передаваемая через воздушный зазор при $\omega_t = \omega_c$;

ψ_p — угол сдвига фаз между E_c и I_p .

Из приведенных выше выражений следует, что реактивная мощность контура скольжения растет линейно с увеличением частоты ω_p .

Угол сдвига фаз в роторной цепи зависит от характера нагрузки генератора и диапазона изменения его скорости вращения:

$$\varphi_p = \operatorname{arctg} \frac{\pm Q_c + Q_{ps} \frac{\omega_c}{\omega_p}}{\pm P_c + P_{p0} \frac{\omega_c}{\omega_p}}. \quad (11)$$

Знакам плюс и минус в числителе соответствуют индуктивная и емкостная нагрузки генератора, те же знаки в знаменателе характеризуют скорость вращения ($\omega_t < \omega_c$ и $\omega_t > \omega_c$ соответственно).

Коэффициент полезного действия асинхронного генератора зависит от его мощности, способа возбуждения, типа возбудителя и диапазона изменения скорости вращения. В общем виде

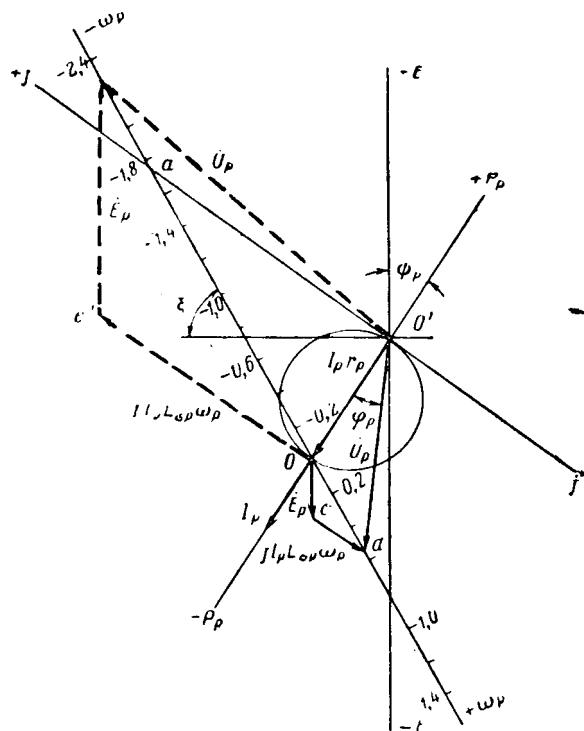


Рис. 3. Геометрические места вектора напряжения генератора.

$$\gamma_r = \frac{1}{1 + \Delta_c + \Delta_b(\omega_r) + \Delta_m(\omega_r) + \Delta_p(\omega_r)}, \quad (12)$$

где Δ_c — потери в меди и стали статора;

Δ_b — потери в возбудителе;

Δ_m — вентиляционные и механические потери;

Δ_p — потери в меди и стали ротора.

Геометрические места векторов напряжения асинхронного генератора стабильной частоты. Рабочие характеристики асинхронного генератора могут быть эффективно исследованы методом построения геометрических мест в комплексной плоскости. Ниже рассмотрены геометрические места векторов \dot{U} генератора, работающего при неизменных значениях нагрузки и $\cos \varphi_2$, в условиях изменения в широких пределах угловой частоты вращения. В основу исследования может быть положено комплексное выражение (6). После простейших преобразований этого выражения получим:

$$\dot{U}_p = i_p r_p \pm (i_p j \omega_c L_{sc} + \dot{E}_c) \frac{\omega_p}{\omega_c}. \quad (13)$$

Векторное уравнение (13) представляет собой сумму двух векторов: одного неизменного и второго линейно возрастающего с увеличением ω_p . Геометрическое место концов векторов \dot{U}_p представляет собой прямую ($\pm \omega_p$ на рис. 3), проходящую через конец неизменного вектора $i_p r_p$, положение которого для принятых условий не зависит от ω_p . Угол ξ , образуемый прямой $\pm \omega_p$ и осью x , определяется по формуле

$$\xi = \operatorname{arctg} \left(\operatorname{tg} \psi_p + \frac{i_p L_{sc} \omega_c}{E_c \cos \psi_p} \right) - \psi_p. \quad (14)$$

Вологодская областная универсальная научная библиотека

Для отсчета активной и реактивной мощности, а также ψ_p введены вспомогательные комплексные оси: вещественная $\pm P_p$, совпадающая с вектором тока i_p , и мнимая $\pm j$, нормальная ей. Проекции вектора \dot{U}_p на вещественную и мнимую оси характеризуют соответственно активную и реактивную мощности роторной цепи. При изменении ω_p от нуля до $+\infty$ напряжение \dot{U}_p стремится к $+\infty$, одновременно растет угол φ_p , стремясь к значению $(\frac{\pi}{2} + \psi_p - \xi)$. По мере увеличения ω_p одновременно линейно возрастают активная и реактивная мощности роторной цепи. При изменении ω_p в сторону отрицательных значений конец вектора \dot{U}_p перемещается по участку $0 \div -\omega_p$ геометрического места, вместе с тем возрастает и угол φ_p , стремясь к значению $(\frac{\pi}{2} - \psi_p + \xi)$.

В рассматриваемом диапазоне скольжений изменяется на обратное направление энергии, передаваемой через воздушный зазор. В определенном диапазоне отрицательных частот, ограничиваемым участком $0a$ геометрического места, ротор еще продолжает потреблять от возбудителя активную энергию. При некотором значении ω_p энергия, передаваемая через воздушный зазор, целиком расходуется на компенсацию потерь в обмотках ротора. При этом в контуре скольжения энергия не циркулирует. Этому режиму соответствует точка a (рис. 3), причем проекция вектора \dot{U}_p на ось P равна нулю. При дальнейшем увеличении отрицательного значения ω_p проекция \dot{U}_p на ось P принимает уже отрицательные значения; пунктирная диаграмма на рис. 3 изображает один из таких режимов.

По диаграмме, приведенной на рис. 3, также несложно установить закономерность изменения реактивной мощности с изменением ω_p . При индуктивной нагрузке на всем диапазоне частот ω_p от $+\infty$ до $-\infty$ ротор генератора является потребителем реактивного тока.

При других неизменных значениях активной и реактивной нагрузки генератора геометрическое место векторов напряжения роторной цепи также будет изображаться в виде прямой линии, однако угол ξ ее наклона уже будет другим; основой для определения угла ξ также является уравнение (14), в котором параметры i_p , E_c и ψ_p должны соответствовать новому режиму. При учете этого обстоятельства можно построить области, охватывающие все возможные значения реактивной (рис. 4, б) и активной (рис. 4, а) мощностей роторной цепи генератора в функции ω_p .

Основные схемы возбуждения и регулирования. Изложенные выше положения позволяют сформулировать основные требования к регулируемым возбудителям асинхронных генераторов.

Возбудители должны обеспечивать:
плавное и независимое регулирование частоты и величины выходного напряжения;

генерирование напряжения прямой и обратной последовательности в генераторах с двухзонным регулированием;

двустороннее направление активной энергии в таких генераторах.

Кроме того, возбудители должны работать при малой мощности управления.

В генераторах с однозонным регулированием первое требование является основным; кроме того, по условиям динамики для них важно также выполнение третьего требования;

Коллекторный возбудитель асинхронного генератора представляет собой неяевнopolюсный коллекторный генератор с равномерно распределенной обмоткой, возбуждаемый со стороны статора. В отдельных конструкциях генераторов [Л. 4] ротор выполнялся двухфазным и возбуждался от однофазных возбудителей со сдвигнутым на угол $\frac{\pi}{2}$ напряжением. Коллекторный генератор обычно располагается на валу генератора, но в отдельных случаях может иметь индивидуальный привод, что оправдано лишь в условиях, когда скорость вращения генератора либо чрезмерно велика, либо диапазон ее изменения очень широк.

Принципиальная схема асинхронного генератора с коллекторным возбудителем на валу изображена на рис. 5, а. Выходные напряжения тахогенератора T и блока $OЧ$ опорной частоты подаются в блок сравнения $СУ$, выполненный на статических элементах; выходное напряжение этого блока, имеющее частоту скольжения, поступает далее на вход статического усилителя $У$, который питает обмотку возбуждения 3 возбудителя B . С целью улучшения статических и динамических характеристик агрегата между входом усилителя $У$ и выходом возбудителя B включено компенсирующее устройство K . При однозонном регулировании (выше или ниже синхронной скорости) возбудитель работает в режимах двигателя или генератора соответственно. Направление энергии в контуре

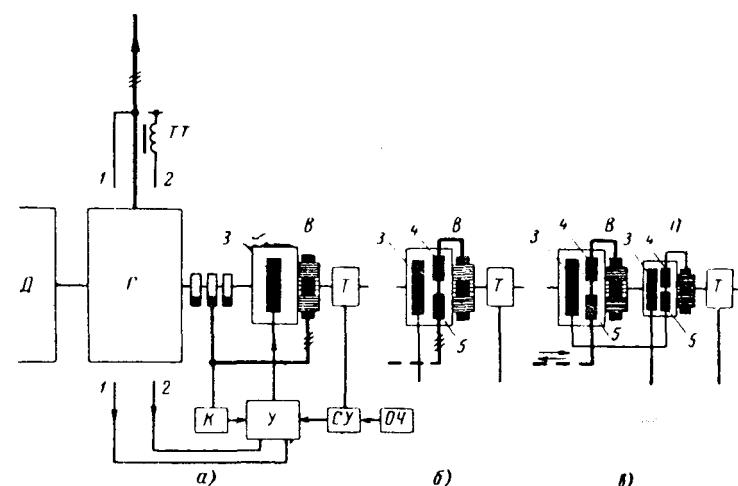


Рис. 5. Структурные схемы генератора с коллекторными возбудителями.

скольжения в этих режимах показано стрелками на рис. 5, а. В режиме синхронной скорости возбудитель работает как генератор постоянного тока. При двухзонном регулировании возбудитель может работать как в двигательном, так и в генераторном режимах, в связи с чем структура схемы должна обеспечить двустороннее протекание энергии в контуре скольжения.

Точность поддержания частоты в генераторах рассматриваемого типа однозначно определяется точностью эталона частоты; при использовании резонансных регуляторов может быть обеспечена точность $\pm 0,50 \div 0,20\%$, камертонного генератора $\pm 0,10\%$, кварцевого резонатора $\pm 0,001\%$ и выше. Стабилизация выходного напряжения генератора осуществляется изменением амплитуды его тока возбуждения; в схеме, изображенной на рис. 5, это достигается компаундирующими устройством и корректором $СУ$, соединенным с источником опорного напряжения $ОН$.

С целью уменьшения габаритов аппаратуры управления и улучшения характеристик генератора возбудитель B снабжается компаундирующей 4 и компенсирующей 5 обмотками (рис. 5, б). Дальнейшее уменьшение габаритов аппаратуры достигается введением в схему агрегата коллекторного подвозбудителя P (рис. 5, б).

По сравнению с машинными возбудителями регулируемые статические возбудители имеют ряд преимуществ: отсутствие щеточно-коллекторного узла и связанных с ним проблем износа и коммутации, более высокий к. п. д., меньшие эксплуатационные расходы. Статический возбудитель работает в режиме регулируемого преобразователя частоты и может выполняться как с промежуточным контуром постоянного тока, так и без такового. Подобные возбудители рационально выполнять на базе тиристоров; конструктивно блок возбудителя может быть расположен на корпусе генератора и охлаждаться его вентиляционной системой. Статические возбудители могут питаться от постороннего источника, от машинного возбудителя, расположенного на валу агрегата, либо от напряжения регулируемого генератора.

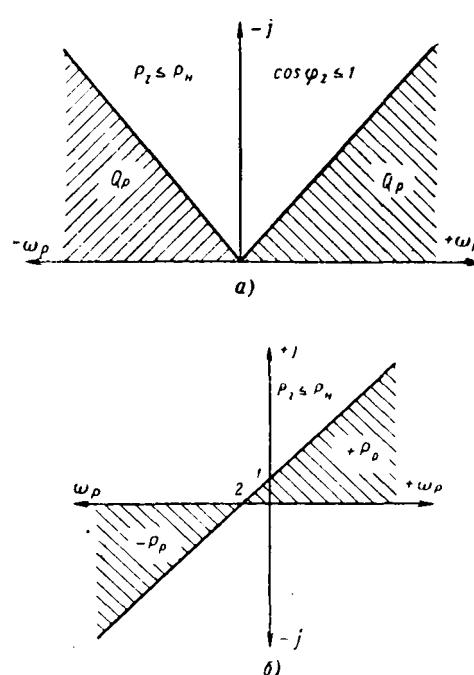


Рис. 4. Области активной и реактивной мощности роторной цепи.

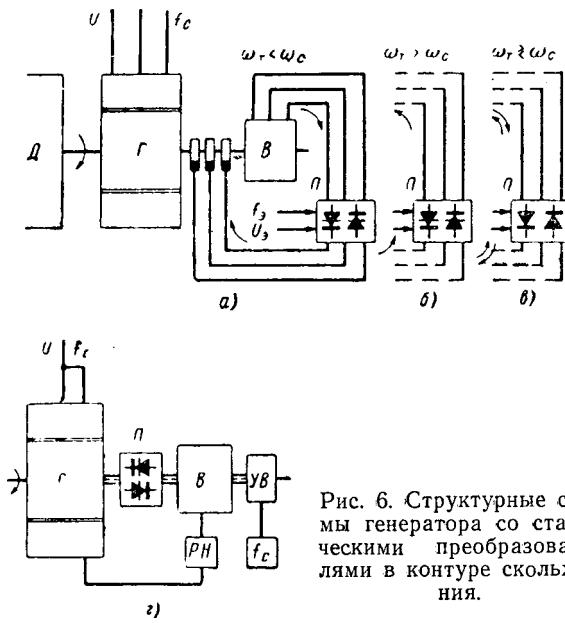


Рис. 6. Структурные схемы генератора со статическими преобразователями в контуре скольжения.

На рис. 6,а приведена структурная схема асинхронного генератора G со статическим регулируемым преобразователем P , питаемым от возбудителя B . В этом исполнении возбудитель должен быть рассчитан на полную мощность возбуждения. Управление преобразователем P осуществляется при помощи статического устройства, имеющего в своем составе источник опорной частоты, блок разностной частоты и статический усилитель. Схема 6,а соответствует однозонному регулированию в диапазоне $\omega_t < \omega_c$; возбудитель B при этом работает в режиме генератора; направление энергии в контуре скольжения указано стрелками.

Схема, изложенная на рис. 6,б, также относится к однозонному регулированию, но в диапазоне сверхсинхронной скорости ($\omega_t > \omega_c$) в этом режиме направление энергии в контуре скольжения обратное, причем возбудитель B работает в режиме двигателя. Наконец, схема, представленная на рис. 6,в, соответствует двухзонному регулированию.

С целью исключения скользящего контакта, что весьма важно для быстроходных агрегатов, статический преобразователь P можно выполнить вращающимся и расположить его на главном валу [Л. 5]. В подобных генераторах (рис. 6,г) система возбуждения питается от возбудителя B , имеющего неподвижную магнитную систему постоянного тока. Частота скольжения, при помощи которой осуществляется управление режимом переключения вентилей во вращающемся преобразователе P , поступает от управляемого возбудителя UV , возбуждаемого от источника опорной частоты f_c . Регулирование выходного напряжения генератора осуществляется при помощи регулятора PH , воздействующего на поле возбудителя B . Все соединения между вращающимися элементами осуществляются через полый вал.

Наряду с отмеченными выше преимуществами статические возбудители имеют серьезный недостаток, который заключается в необходимости исполь-

зования конденсаторов значительной емкости для компенсации реактивной мощности и обеспечения требуемой крутизны выходной характеристики системы возбуждения. Положение усугубляется еще тем, что в контуре скольжения могут быть весьма низкие частоты. Наличие значительной емкости обуславливает, кроме того, ряд новых явлений: автоколебания, самораскачивание, перенапряжения и повышенную инерционность цепи возбуждения.

Области применения машинных и статических возбудителей. В диапазоне угловых скоростей вращения от $\omega_{t, \min}$ до $\omega_{t, \max}$ и двухзонном регулировании оптимальное значение выходной частоты генератора должно приближаться к значению

$$\omega_c = \frac{\omega_{t, \min} + \omega_{t, \max}}{2},$$

при этом мощность контура скольжения будет минимальной.

Пользуясь ранее выведенными выражениями (6), (7) и (8), можно определить габаритную мощность возбудителя (в вольт-амперах):

$$S = \left[P_{p_0} + (1,15 \div 1,25) \frac{\omega_{t, \max} - \omega_{t, \min}}{\omega_{t, \max} + \omega_{t, \min}} P_c \right] \frac{1}{\cos \varphi_p}, \quad (15)$$

причем более высокие коэффициенты относятся к маломощным генераторам и малым скольжениям.

Применительно к статическому возбудителю указанная зависимость справедлива, начиная со скольжения, примерно равного 0,15—0,20, и выше; в диапазоне меньших скольжений габариты статического возбудителя остаются практически неизменными и определяются в основном предельными значениями тока возбуждения, оставаясь неиспользованными по напряжению. Количественная оценка габаритов статического возбудителя может быть установлена в зависимости от его типа, емкости конденсаторов, наличия дросселей и схемы управления.

По изложенным выше причинам в диапазоне скольжений $\pm(0,05 \div 0,07)$ двухзонное регулирование может оказаться нецелесообразным, так как достигаемое при этом незначительное уменьшение габаритов силовых элементов возбудителя достигается за счет введения дополнительной аппаратуры, усложнения схемы и снижения ее надежности.

Область применения управляемых коллекторных возбудителей переменного тока ограничивается сложностью их коммутационных процессов, которые определяются диапазоном изменения скорости вращения и выходной частоты генератора. В то время как э. д. с. самоиндукции в короткозамкнутой секции машины постоянного тока обусловлена магнитным потоком и скоростью вращения, в аналогичной секции коллекторной машины переменного тока еще наводится трансформаторная э. д. с. Так как влияние трансформаторной э. д. с. не может быть скомпенсировано вспомогательным потоком, то коммутация в этих машинах протекает в более тяжелых условиях. Именно условия коммутации ограничивают верхний предел частоты коллекторных возбудителей значением 30—50 гц.

При этих значениях частот возбудителя выходная частота генератора и предельные отклонения скорости его вращения связаны следующей зависимостью:

$$f_c = (30 \div 50) \left(\frac{\omega_{t, \max} + \omega_{t, \min}}{\omega_{t, \max} - \omega_{t, \min}} \right). \quad (16)$$

Кривые, приведенные на рис. 7, характеризуют области допустимого по условиям коммутации коллекторного возбудителя отклонения скорости вращения асинхронного генератора.

Диапазон изменения скорости вращения, а также значения выходных частот генератора могут быть расширены, если в качестве возбудителя использовать коллекторную машину Шербиуса. Эта машина снабжена явнополюсным магнитопроводом и дополнительными полюсами, а также компенсационной обмоткой, что обеспечивает лучшие условия коммутации и позволяет расширить диапазон изменения частоты.

Отмеченные выше ограничения, накладываемые на коллекторные возбудители, теряют свое значение при использовании статических возбудителей. Как известно, наибольшее значение частот статического преобразователя ограничивается коммутационной способностью тиристоров и составляет не менее 400—500 гц, что удовлетворяет все практические возможные сочетания выходных частот и диапазона изменения скоростей генераторов. Несколько сложнее обстоит дело с низшим диапазоном частот, ограничиваемым реактивностями схемы и емкостью конденсаторов, которые должны коммутировать ток возбуждения при пониженной частоте.

Электромашинные преобразователи с асинхронными генераторами. Высокие регулировочные свойства двигателей постоянного тока ограничивают область применения генераторов рассматриваемого типа в преобразователях постоянного тока в переменный. Однако использование в преобразователях с высокими требованиями к быстродействию, питаемых либо от существенно нестабильных сетей, либо работающих с резкопеременной нагрузкой, регулируемых асинхронных генераторов может обеспечить высокую стабильность напряжения и частоты в динамических режимах, так как при этом сводится к минимуму влияние маховых масс агрегатов. С целью уменьшения габаритной мощности возбудителя преобразователи этого типа следует снабжать двумя регуляторами частоты: грубым, действующим на поле двигателя, и корректором, действующим на управляемый возбудитель генератора.

По своим габаритным, эксплуатационным и весовым показателям преобразователи рассматриваемого типа уступают статическим преобразователям на тиристорах, однако стоимость последних пока еще относительно высока.

В электромашинных преобразователях переменного тока в переменный регулируемые асинхронные генераторы могут быть использованы для целей преобразования или стабилизации частоты питающей сети. Для агрегатов этого типа диапазон

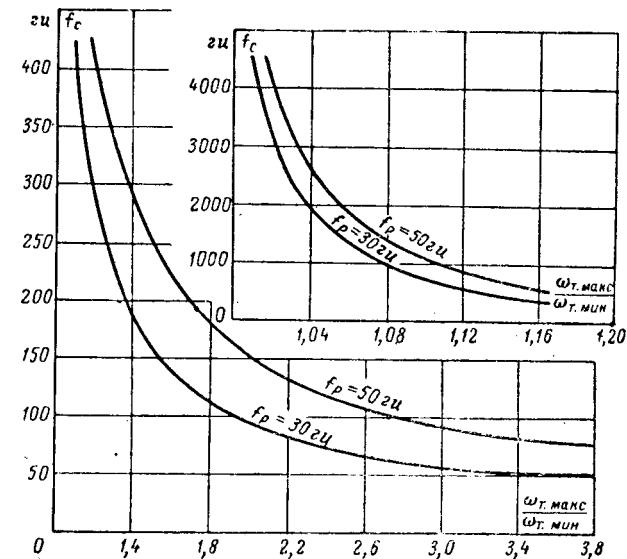


Рис. 7. Предельные зоны применения коллекторных возбудителей.

изменения частоты контура скольжения можно определить по формуле

$$f_p = \left(f_{p0} \pm \frac{P_r}{P_d} \Delta f_1 \right), \quad (17)$$

где f_{p0} — нулевая составляющая частоты возбуждения, обусловленная соотношением чисел пар полюсов генератора P_r и двигателя P_d ;

Δf_1 — отклонения частоты питающей сети.

Габаритная мощность возбудителя равна:

$$S = \left[\frac{P_r}{f_r} \left(f_{p0} \pm \Delta f_1 \frac{P_r}{P_d} \right) (1,15 \div 1,20) + P_{p0} \right] \frac{1}{\cos \varphi_p}. \quad (18)$$

Так как обычно $f_{p0} \gg \Delta f_1$, то режим регулирования частоты генератора должен быть однозонным.

При определенном соотношении частот и чисел полюсов

$$f_{p0} = 0.$$

В этом случае значения f_p и S сильно уменьшаются, так как Δf_1 обычно не превышает 3—5% от f_1 . Применение двухзонного регулирования при этом возможно, но нецелесообразно, так как приводит к усложнению схемы регулирования и к снижению ее надежности, между тем как габаритная мощность возбудителя остается практически неизменной.

Как было ранее отмечено, в диапазоне малых скольжений габаритная мощность статического возбудителя мало изменяется и не опускается ниже 40—50% (а по установленной мощности элементов — не ниже 70—80%) от номинальной мощности генератора. Преобразователь рассматриваемого типа будет, по-видимому, сложен в эксплуатации, станет совмещать в себе недостатки статического и электромашинного преобразователей. По изложенным выше причинам целесообразная область применения машинных преобразователей с генераторами рассматриваемого типа весьма ограничена.

О влиянии перемагничивания на характеристики магнитно-жесткого материала

Канд. техн. наук А. М. ЛАНГЕН
ВНИИРТ, Москва

При анализе и расчете гистерезисных двигателей (ГД) пользуются характеристиками магнитных материалов при их пульсационном перемагничивании [Л. 1]. Эти характеристики снимаются на установках, создающих условия перемагничивания, отличные от условий в реальном ГД.

Одновременно в практических расчетах распределение волн индукции B и напряженности H в воздушном зазоре принимается синусоидальным [Л. 1], что эквивалентно замене петли гистерезиса на равновеликий по площади эллипс.

Пренебрежение разницей условий перемагничивания и высшими гармониками кривых B и H может привести при расчете ГД к серьезным ошибкам: в общем случае в реальных машинах кривые B и H несинусоидальны, форма их находится в тесной связи с показателями ГД и должна учитываться тем или иным образом.

Разработка теории ГД с учетом действия высших гармоник представляется весьма сложной задачей. Известную пользу при ее решении может принести исследование свойств петли гистерезиса при различных режимах перемагничивания.

В статье делается попытка приближенного аналитического исследования влияния режима перемагничивания на основные характеристики магнитно-жесткого материала. Исследование основывается на возможности замены отрезков действительных участков петли гистерезиса отрезками парабол.

Согласно методу, изложенному в [Л. 2], стороны верхней половины действительной петли гистерезиса в относительных единицах заменяются отрезками параболы вида

$$\left. \begin{aligned} h_1 &= ab_1^m + 1; \\ b_1 &= \left[\frac{1}{a} (h_1 - 1) \right]^{\frac{1}{m}}; \end{aligned} \right\} \quad (1)$$

$$\left. \begin{aligned} h_{11} &= b_{11}^m - 1; \\ b_{11} &= (h_{11} + 1)^{\frac{1}{m}}, \end{aligned} \right\} \quad (2)$$

где

$$b = \frac{B}{B_r}; \quad h = \frac{H}{H_c}; \quad a = \frac{h_m - 1}{h_m + 1} = 1 - \frac{2}{b_m^m}.$$

Вершина петли имеет координаты b_m и h_m :

$$\left. \begin{aligned} h_m &= \frac{H_m}{H_c}; \\ b_m &= \frac{B_m}{B_r}, \end{aligned} \right\} \quad (3)$$

m — степень, зависящая от формы петли.

Полученную «параболическую» петлю можно разложить на гармонические составляющие. Рассмотрим сначала два граничных случая, когда одна из величин синусоидальна. Пусть напряженность поля изменяется по закону:

$$h = h_m \sin \omega t = h_m \sin \varphi. \quad (4)$$

Угол сдвига между кривыми b и h во времени γ_h определится из уравнения петли при условии $b=0$:

$$\left. \begin{aligned} h_m \sin \gamma_h + 1 &= 0, \\ \text{или} \\ \gamma_h &= -\arcsin \frac{1}{h_m}. \end{aligned} \right\} \quad (5)$$

Подставляя значение h во вторые уравнения систем (1) и (2) и умножая поочередно на $\cos n \varphi$ и $\sin n \varphi$, получим после простых преобразований общий член разложения кривой b в ряд Фурье:

$$\begin{aligned} P_n &= \frac{2}{\pi} \left(\frac{1}{\sin \gamma_h} \right)^{\frac{1}{m}} \left\{ \int_0^{\frac{\pi}{2} - \gamma_h} \left(\frac{1 + \sin \gamma_h}{1 - \sin \gamma_h} \right)^{\frac{1}{m}} [\sin(\varphi + \right. \\ &+ \left. \gamma_h) - \sin \gamma_h]^{\frac{1}{m}} \cos n \varphi d\varphi + \int_{\frac{\pi}{2} - \gamma_h}^{\pi} [\sin(\varphi + \gamma_h) + \right. \\ &+ \left. \sin \gamma_h]^{\frac{1}{m}} \cos n \varphi d\varphi \right\}; \end{aligned} \quad (6)$$

При современном состоянии выпрямительной техники рассмотренные выше преобразования малых, а в ближайшем будущем — средних мощностей должны осуществляться на базе статических преобразователей на кремниевых выпрямителях или ионных вентилях.

Литература

1. Городской Д. А., Синхронные генераторы с продольно-наперечным возбуждением, сб. «Исследование и про-

ектирование крупных электрических машин», ЦИНТИэлектропром, 1960.

2. Ботвинник М. М., Асинхронизированная асинхронная машина, Госэнергоиздат, 1961.

3. Барский С. З., Некоторые вопросы расчета асинхронных каскадов, «Электричество», 1964, № 3.

4. Johnson L. I., Rauch S. E., Aircraft Secondary Power generator with direct compensation frequency Control. IRE Trans. Component Parts. 1959, № 6, № 4, 259—263.

5. Hoard Bert V., Variable-speed Constant-frequency generator for Applications and Industry, 1959, XI, 297—304.

[7.12.1965]

$$Q_n = \frac{2}{\pi} \left(\frac{1}{\sin \gamma_h} \right)^{\frac{1}{m}} \left\{ \int_0^{\frac{\pi}{2} - \gamma_h} \left(\frac{1 + \sin \gamma_h}{1 - \sin \gamma_h} \right)^{\frac{1}{m}} [\sin(\varphi + \gamma_h) - \sin \gamma_h]^{\frac{1}{m}} \sin n\varphi d\varphi + \int_{\frac{\pi}{2} - \gamma_h}^{\pi} [\sin(\varphi + \gamma_h) + \sin \gamma_h]^{\frac{1}{m}} \sin n\varphi d\varphi \right\}; \quad (7)$$

$$b_n = \sqrt{P_n^2 + Q_n^2}; \quad \operatorname{tg} \alpha_n = \frac{P_n}{Q_n}. \quad (8)$$

Выражения (6) и (7) отличаются сложностью интегрирования. Однако для ряда частных случаев решение можно получить с помощью электронно-счетной машины.

Угол сдвига между b_1 — первой гармоникой индукции и h_1 — напряженностью поля:

$$\psi_1 = \psi_h = \gamma_h - \alpha_h. \quad (9)$$

Точность расчетов легко проверяется сравнением площади эллипса S_0 с равновеликой площадью петли S_n . Первая, как известно, равна:

$$S_0 = \pi b_1 h_1 \sin \psi_h. \quad (10)$$

Площадь петли находим из [Л. 2]:

$$S_n = 4 \frac{m}{m+1} (h_m + 1)^{\frac{1}{m}} = 4 \frac{m}{m+1} b_m, \quad (11)$$

где $h_1 = h_m$.

По данным расчета нетрудно определить относительную магнитную проницаемость для первых гармоник при синусоидальной напряженности поля

$$\mu_1 = \mu_h = \frac{b_1}{h_m}. \quad (12)$$

Примем теперь синусоидальной индукцию и определим по ней кривую напряженности поля:

$$b = b_m \sin \omega t = b_m \sin \varphi. \quad (13)$$

Угол сдвига между кривыми b и h во времени (не равный γ_h) определяется из уравнения петли при условии $h = 0$:

$$b^m \sin^m \varphi - 1 = 0; \quad (14)$$

$$\gamma_b = \arcsin \frac{1}{b_m}. \quad (15)$$

Повторяя те же операции и для этого случая, запишем общий член разложения кривой h в ряд Фурье:

$$R_n = \frac{2}{\pi} \left\{ \int_{\gamma_b}^{\frac{\pi}{2} + \gamma_b} [(cosec^m \gamma_b - 2) \sin^m (\varphi - \gamma_b) + + 1] \cos n\varphi d\varphi + \int_{\frac{\pi}{2} + \gamma_b}^{\pi + \gamma_b} [cosec^m \gamma_b \sin^m (\varphi - \gamma_b) - - 1] \cos n\varphi d\varphi; \right\}; \quad (16)$$

$$T_n = \frac{2}{\pi} \left\{ \int_{\gamma_b}^{\frac{\pi}{2} + \gamma_b} [(cosec^m \gamma_b - 2) \sin^m (\varphi - \gamma_b) + + 1] \sin n\varphi d\varphi + \int_{\frac{\pi}{2} + \gamma_b}^{\pi + \gamma_b} [cosec^m \gamma_b \sin^m (\varphi - \gamma_b) - - 1] \sin n\varphi d\varphi \right\}; \quad (17)$$

$$h_n = \sqrt{R_n^2 + T_n^2} \quad \operatorname{tg} \alpha_n = \frac{R_n}{T_n}. \quad (18)$$

Если m и n равны целым числам, выражения (16) и (17) приводятся к табличным интегралам.

Угол сдвига между кривыми b_1 и h_1 во времени в этом случае равен:

$$\psi_1 = \psi_b = \gamma_b - \alpha_b. \quad (19)$$

Площадь эквивалентного эллипса остается равной площади петли, но величины b_1 , h_1 и ψ_b отличаются от соответствующих им значений при синусоидальной напряженности поля.

Относительная магнитная проницаемость $\mu_1 = \mu_b$ будет равна:

$$\mu_1 = \mu_b = \frac{b_m}{h_1}. \quad (20)$$

В семействе петель гистерезиса начальные петли (при малых h_m) отличаются по форме от нормальных. Для них тоже можно подобрать участки параболы: верхняя часть сохраняет свое выражение

$$h_1 = b_1^m - 1, \quad (21)$$

нижняя представляется в виде

$$h_{\text{III}} = (b_{\text{III}} + 1)^q. \quad (22)$$

Площадь такой петли равна:

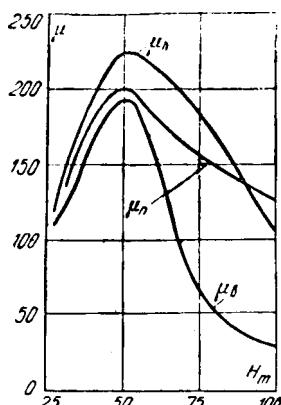
$$S_{\text{III}} = 2 \left[\frac{m}{m+1} (h_m^m + 1)^{\frac{1+m}{m}} - \frac{h_m}{q+1} (h_m^q - 1) \right]. \quad (23)$$

Аналогично можно разложить кривые b и h в гармонический ряд. Однако форма начальных петель близка к эллипсу и разница между ψ_h и ψ_b незначительна.

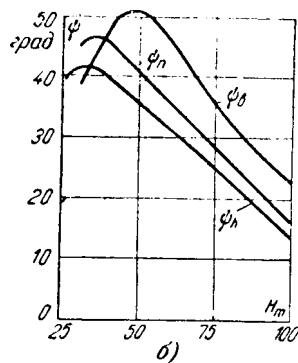
Существуют материалы, у которых правая ветвь петли приближается к прямой линии, в то время как левая сохраняет свое сходство с параболой. Можно показать, что и этот вариант доступен для аналитического исследования. Результаты расчетов сведены в таблицы, которые в статье не приводятся.

Если при анализе таблиц исходить из условия «согласованного» действия высших гармоник (т. е. условия, когда увеличение амплитуды и изменение фазы высших гармоник одной переменной вызывает соответствующее уменьшение амплитуды гармоник другой переменной), то можно сделать следующие выводы:

1. Для данной петли гистерезиса при несинусоидальных кривых индукции b и напряженности поля h угол сдвига между их первыми гармониками ψ_1 является функцией формы кривой h или b .



a)



б)

Обозначим:

$$k_h = \left(\frac{\sum_{1}^{\infty} h_v^2}{h_1^2} \right)^{\frac{1}{2}}; \quad (24)$$

$$b = \left(\frac{\sum_{1}^{\infty} b_v^2}{b_1^2} \right)^{\frac{1}{2}}, \quad (25)$$

где h_v и b_v — амплитуды высших гармоник h и b , тогда

$$\psi_1 = f_1(k_h) = f_2(k_b). \quad (26)$$

В частном случае, когда напряженность поля синусоидальна, угол $\psi_1 = \psi_h$ минимален, а при синусоидальной индукции $\psi_1 = \psi_b$ максимален.

2. Принятый в литературе для расчета двигателей угол $\psi_n = \arcsin \frac{S_n}{\pi h_m b_m}$ обычно ограничен:

$$\psi_h < \psi_n < \psi_b. \quad (27)$$

Это следует из различных выражений для одной и той же площади петли:

$$S_n = \pi h_m b_1 \sin \psi_h = \pi b_m h_1 \sin \psi_b = 4 \frac{m}{m+1} b_m; \quad (28)$$

$$S_n = \pi h_m b_m \frac{b_1}{b_m} \sin \psi_h = \pi b_m h_m \frac{h_1}{h_m} \sin \psi_b$$

или

$$\sin \psi_n = \frac{b_1}{b_m} \sin \psi_h = \frac{h_1}{h_m} \sin \psi_b.$$

Обычно

$$b_1 > b_m, \text{ а } h_1 < h_m,$$

следовательно,

$$\sin \psi_h < \sin \psi_n < \sin \psi_b. \quad (29)$$

3. Разность $\psi_b - \psi_h$ возрастает от нуля до максимума по мере изменения формы петли от эллипса до прямоугольника (при данном $1/h_m$), т. е. с ростом коэффициента выпуклости.

4. Магнитная проницаемость различна для различных режимов возбуждения. Из (28) следует:

$$\frac{\mu_h}{\mu_n} \sin \psi_h = \frac{\mu_n}{\mu_b} \sin \psi_b, \quad (30)$$

где

$$\mu_n = \frac{b_m}{h_m}.$$

Разность $\mu_h - \mu_b$ также растет с увеличением коэффициента выпуклости.

5. Площадь петли в относительных единицах изменяется весьма мало при значительных изменениях h_m , b_m и в среднем равна 4 для реальных петель.

На рис. 1, а и б изображены основные характеристики материала 52КФ-Г при температуре отпуска $T = 420^\circ\text{C}$. В ГД полезная мощность на валу P'_2 пропорциональна произведению:

$$P'_2 \equiv b_1 h_1 \sin \psi_1. \quad (31)$$

Допуская незначительную погрешность при замене реальной петли «параболической», можно воспользоваться параметрами петли, определенными по первым гармоникам, и тем самым повысить точность расчета.

Наряду с «согласованным» действием высшие гармоники в кривой b или h могут иметь такое произвольное сочетание амплитуд и фаз (т. е. одна из переменных может иметь кривую произвольной формы), когда увеличение амплитуды гармоники одной переменной вызовет увеличение гармоник другой переменной.

Среди множества вариантов наибольший интерес представляет вариант с произвольной формой $h(\varphi)$ (соответствующей пульсационному перемагничиванию токами двух частот или перемагничиванию ротора в ГД с ярко выраженным обмоточными гармоническими), приближенный анализ которого также допустимо провести с помощью «параболической» петли.

При пульсационном перемагничивании и возбуждении сосредоточенной обмоткой (типа обмотки трансформатора) следует различать два основных случая:

А. Напряженность поля возрастает равномерно от нуля до максимума без промежуточных экстремумов. Перемагничивание материала происходит по основной петле гистерезиса.

Б. Напряженность поля имеет, кроме основного, ряд промежуточных экстремумов за полупериод. В этом случае перемагничивание будет включать в себя дополнительные изменения намагниченности по циклам возврата.

Ввиду сложности расчетов ограничимся рассмотрением кривой $h(\varphi)$, содержащей, кроме основной, лишь одну высшую гармонику порядка v :

$$h(\varphi) = h_1 \sin \varphi + h_v \sin (v\varphi + \alpha_v), \quad (32)$$

где α_v — угол сдвига между гармониками.

Выражение для коэффициента формы кривой k_h принимает вид:

$$k_h = \frac{h_v}{h_1}. \quad (33)$$

Исследуя (32) на экстремум, можно найти максимальное значение k_h , при котором выдерживается условие А. Результаты (без промежуточных

выкладок) представлены в таблице (q — целое число)

$N_{\text{ гарм}}$	k_{hA}	
	$\alpha_v = 0$	$\alpha_v = \pi$
$4q - 1$	$1/v^2$	$\approx 1/v$
$4q + 1$	$\approx 1/v$	$1/v^2$

Для гармоник $4q + 1$ ($4q - 1$) значение k_{hA} при $\alpha_v = 0$ ($\alpha_v = \pi$) несколько преувеличено, однако допускаемая при этом погрешность незначительна.

Общий член разложения в ряд Фурье для первого случая имеет более сложный вид, чем раньше:

$$P_n = \frac{2}{\pi} \int_{\gamma_m - \gamma_h}^{\gamma_m - \gamma_h} \left(\frac{h_m + 1}{h_m - 1} \right)^{\frac{1}{m}} \{ h_1 \sin(\varphi + \gamma_h) + \right. \\ \left. + h_v \sin[v(\varphi + \gamma_h) + \alpha_v] - 1 \}^{\frac{1}{m}} \cos n\varphi d\varphi + \\ + \frac{2}{\pi} \int_{\gamma_m - \gamma_h}^{\pi} \{ h_1 \sin(\varphi + \gamma_h) + h_v \sin[v(\varphi + \gamma_h) + \right. \\ \left. + \alpha_v] + 1 \}^{\frac{1}{m}} \cos n\varphi d\varphi; \quad (34)$$

$$Q_n = \frac{2}{\pi} \left(\frac{h_m + 1}{h_m - 1} \right)^{\frac{1}{m}} \int_0^{\gamma_m - \gamma_h} \{ h_1 \sin(\varphi + \gamma_h) + \right. \\ \left. + h_v \sin[v(\varphi + \gamma_h) + \alpha_v] - 1 \} \sin n\varphi d\varphi + \\ + \frac{2}{\pi} \int_{\gamma_m - \gamma_h}^{\pi} \{ h_1 \sin(\varphi + \gamma_h) + h_v \sin[v(\varphi + \gamma_h) + \right. \\ \left. + \alpha_v] + 1 \}^{\frac{1}{m}} \sin n\varphi d\varphi; \quad (35)$$

$$b_n = \sqrt{P_n^2 + Q_n^2}; \quad \operatorname{tg} \alpha_n = \frac{P_n}{Q_n}. \quad (36)$$

В уравнениях (34) — (36):

γ_m — угол, при котором напряженность поля и индукция в материале максимальны;

γ_h — угол сдвига между кривыми b и h ;

h_1 — амплитуда первой гармоники напряженности поля;

h_v — амплитуда v -й гармоники напряженности поля;

γ_m , γ_h и h_m определяются из уравнений:

$$h_1 \sin \gamma_h + h_v \sin(v\gamma_h + \alpha_v) = 1, \quad b = 0; \quad (37)$$

$$h_1 \sin \gamma_m + h_v \sin(v\gamma_m + \alpha_v) = h_m, \quad b = b_m; \quad (38)$$

$$h_1 \cos \gamma_m + v h_v \cos(v\gamma_m + \alpha_v) = 0. \quad (39)$$

Определение искомых величин и интегрирование выражений (34) и (35) производилось на элек-

тронно-счетной машине БЭСМ-2 для наиболее вероятных значений параметров:

$$h_1 = 1,1; 1,4; 1,8, \quad v = 3; 5; 7, \quad \alpha_v = 0; \frac{\pi}{2}; \pi; \frac{3\pi}{2}, \\ h_v = 0,05; 0,1; 0,2, \quad n = 1; 3; 5, \quad m = 4; 6; 8.$$

Результаты расчетов (более 1 000 значений) располагаются в таблице, которая не может быть помещена в статье вследствие своей громоздкости.

По данным таблицы можно установить основные качественные и количественные взаимосвязи между гармониками кривых b и h и их влияние на характеристики материала.

Изменение фазы v -й гармоники h от нуля до 2π вызывает изменение угла сдвига фаз между первыми гармониками b_1 и h_1 (характерная форма зависимости представлена на рис. 2 для случая $h_1 = 1,4$; $h_v = 0,1$; $v = 3; 5; 7$; $n = 1$ и $m = 4$). Незначительные по амплитуде гармоники h_v могут вызвать существенные колебания угла ψ_1 . Так, например, при $k_h = 3,5\%$, $h_1 = 1,4$ и $m = 4$ амплитуда колебаний угла ψ_1 равна:

$$\text{для } v = 3 \quad \Delta \psi_1 = 12^\circ, \\ \text{для } v = 5 \quad \Delta \psi_1 = 11^\circ, \\ \text{для } v = 7 \quad \Delta \psi_1 = 8,5^\circ.$$

Величина $\Delta \psi_1$ уменьшается с ростом порядкового номера гармоники. Амплитуда гармоник кривой b изменяется несущественно.

Увеличение амплитуды v -й гармоники h в пределах $0 < k_h < k_{hA}$ при постоянной фазе $\alpha_v = \pi$ для $v = 4q - 1$, а $\alpha_v = 0$ для $v = 4q + 1$ увеличивает угол ψ_1 . При одинаковом росте k_h амплитуда $\Delta \psi_1$ будет больше для тех кривых $h(\varphi)$, у которых больше порядковый номер гармоники.

С увеличением коэффициента выпуклости при заданном k_h растет ψ_1 и падает b_1 . При этом $\Delta \psi_1$ будет больше для гармоник более высоких порядков.

При одинаковом увеличении k_h амплитуда $\Delta \psi_1$ будет больше для тех петель, которые имеют больший коэффициент выпуклости. Для иллюстрации выводов в таблицах 1а—1в даны выдержки из полной таблицы, содержащей результаты расчета.

Значительно труднее (вследствие появления частных циклов перемагничивания) определить основные характеристики материала при $k_h > k_{hA}$ (случай Б).

Для решения задачи следует воспользоваться обычными допущениями:

площадь петли частного цикла принимается равной нулю, что эквивалентно замене этой петли прямой возврата;

тангенс угла наклона прямой возврата ρ принят одинаковым для всех частных циклов и равным:

$$\rho = \frac{b_m - 1}{b_m} = \frac{(h_m + 1)^m - 1}{h_m}.$$

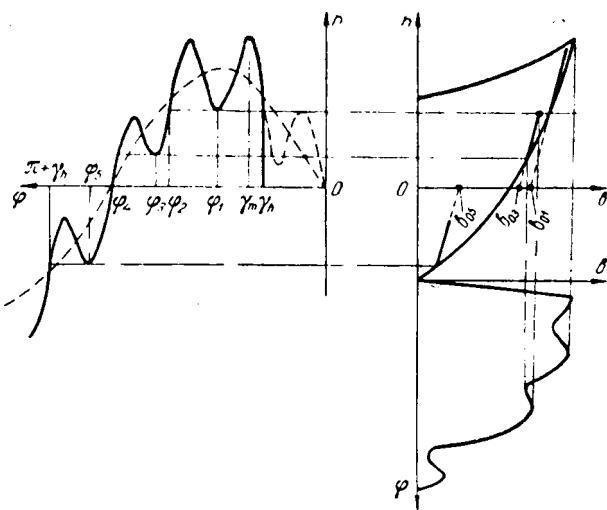


Рис. 3.

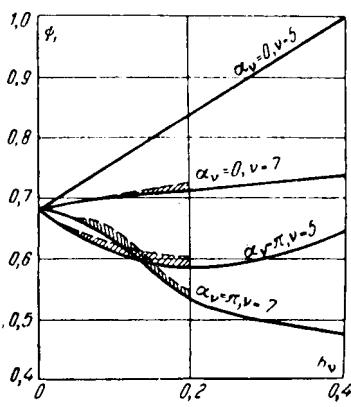


Рис. 4.

Соответственно зависимости между b и h кривая напряженности поля $h = h(\varphi)$ разбивается на участки (рис. 3):

$$\gamma_h \div \gamma_m; \quad \gamma_m \div \varphi_1; \quad \varphi_1 \div \varphi_2; \quad \varphi_2 \div \varphi_3; \\ \varphi_3 \div \varphi_4; \quad \varphi_4 \div \varphi_5; \quad \varphi_5 \div \pi + \gamma_h.$$

Общий член разложения представляется суммой интегралов по участкам. Так для первой гармоники

$$\frac{\pi}{2} P_1 = \left(\frac{h_m + 1}{h_m - 1} \right)^{\frac{1}{m}} \int_{\gamma_h}^{\gamma_m} [h(\varphi) - 1]^{\frac{1}{m}} \cos(\varphi - \gamma_h) d\varphi + \\ + \int_{\gamma_m}^{\varphi_1} [h(\varphi) + 1]^{\frac{1}{m}} \cos(\varphi - \gamma_h) d\varphi + \\ + \int_{\varphi_1}^{\varphi_2} [b_{01} + \rho h(\varphi)] \cos(\varphi - \gamma_h) d\varphi + \\ + \int_{\varphi_2}^{\varphi_3} [h(\varphi) + 1]^{\frac{1}{m}} \cos(\varphi - \gamma_h) d\varphi + \\ + \int_{\varphi_3}^{\varphi_4} [b_{03} + \rho h(\varphi)] \cos(\varphi - \gamma_h) d\varphi +$$

ПРИЛОЖЕНИЕ

Таблица 18

$$h_1 = 1,4; \quad h_v = 0,1; \quad h_m = 1,5$$

ν	ν = 3 ($\alpha_v = \pi$)			ν = 5 ($\alpha_v = 0$)			
	m	4	6	8	4	6	8
b_1		1,43	1,4	1,3	1,41	1,4	1,34
ψ_1		0,73	0,768	0,787	0,76	0,8	0,823

Таблица 16

$$h_1 = 1,4; \quad m = 4; \quad n = 1; \quad \nu = 3; 5; 7$$

ν	3 ($\alpha_3 = \pi$)			5 ($\alpha_5 = 0$)			7 ($\alpha_7 = 0$)			
	m	3	5	7	3	5	7	3	5	
h_v		0,05	0,1	0,2	0,05	0,1	0,2	0,05	0,1	0,2
h_m		1,45	1,5	1,6	1,45	1,5	1,6	1,45	1,56	1,13
b_1		1,43	1,4	1,42	1,43	1,41	1,39	1,45	1,43	1,48
ψ_1		40,6°	43°	44,1°	41,2°	43,6	48°	38,2°	37,2°	29,4°

Таблица 1a

$$h_1 = 1,4; \quad h_v = 0,1; \quad \nu = 3, 5, 7; \quad m = 4; \quad \alpha_v = 0, \frac{\pi}{2}, \pi, \frac{3\pi}{2}; \quad n = 1$$

ν	3				5				7				
	α_v	0	$\frac{\pi}{2}$	π	$\frac{3\pi}{2}$	0	$\frac{\pi}{2}$	π	$\frac{3\pi}{2}$	0	$\frac{\pi}{2}$	π	$\frac{3\pi}{2}$
h_m		1,3	1,42	1,5	1,42	1,5	1,45	1,3	1,45	1,39	1,26	1,5	1,47
b_1		1,44	1,41	1,42	1,46	1,41	1,44	1,46	1,42	1,44	1,46	1,43	1,42
ψ_1		35°	43,5°	41,8°	42,4°	43,5°	40,6°	36°	37°	40°	39°	38°	43°

$$+ \int_{\varphi_4}^{\varphi_5} [h(\varphi) + 1]^{\frac{1}{m}} \cos(\varphi - \gamma_h) d\varphi + \\ + \int_{\varphi_5}^{\pi + \gamma_h} [b_{05} + \rho h(\varphi)] \cos(\varphi - \gamma_h) d\varphi; \quad (40)$$

$$\frac{\pi}{2} Q_1 = \left(\frac{h_m + 1}{h_m - 1} \right)^{\frac{1}{m}} \int_{\gamma_h}^{\gamma_m} [h(\varphi) - 1]^{\frac{1}{m}} \sin(\varphi - \gamma_h) d\varphi + \\ + \int_{\gamma_m}^{\varphi_1} [h(\varphi) + 1]^{\frac{1}{m}} \sin(\varphi - \gamma_h) d\varphi + \\ + \int_{\varphi_1}^{\varphi_2} [b_{01} + \rho h(\varphi)] \sin(\varphi - \gamma_h) d\varphi + \\ + \int_{\varphi_2}^{\varphi_3} [h(\varphi) + 1]^{\frac{1}{m}} \sin(\varphi - \gamma_h) d\varphi + \\ + \int_{\varphi_3}^{\varphi_4} [b_{03} + \rho h(\varphi)] \sin(\varphi - \gamma_h) d\varphi +$$

$$+ \int_{\varphi_0}^{\varphi_1} [h(\varphi) + 1]^{\frac{1}{m}} \sin(\varphi - \gamma_h) d\varphi + \\ + \int_{\varphi_0}^{\varphi_1 + \gamma_h} [b_{05} + ph(\varphi)] \sin(\varphi - \gamma_h) d\varphi, \quad (41)$$

где

$$h(\varphi) = h_1 \sin \varphi + h_2 \sin(v\varphi + \alpha).$$

Принцип определения границ участков φ_1 ; φ_2 ; ...; φ_n ясен из рис. 3, постоянные b_{01} , b_{03} и b_{05} отсекаются на оси ординат продолжением соответствующих прямых возврата. Расчет 1-й гармоники индукции b_1 и угла φ_1 был произведен для случаев:

$$h_1 = 1,1; 1,4; \quad h_2 = 0,1; 0,2; 0,4; \quad v = 5; 7; \\ \alpha = 0; \quad \pi \text{ и } m = 4.$$

Часть результатов для иллюстрации представлена на рис. 4 в виде зависимости $\Psi_1 = f(h_2)$ для $h_1 = 1,4$.

Участки между значениями φ_1 , которые построены с учетом (сплошные линии) и без учета (пунктирные линии) частных петель, заштрихованы. Нетрудно видеть, что для k_h порядка 0,1—0,2 и $v \leq 7$ действие частных циклов незначительно.

Из сравнения таблиц для $k_h \leq k_{hA}$ и $k_h > k_{hA}$ следует важный вывод: наличие частных петель вызывает, как правило, увеличение первой гармоники индукции и уменьшение угла сдвига между первыми гармониками b_1 и h_1 .

Экспериментальное исследование позволяет сделать вывод о существенном влиянии высших временных и пространственных гармоник на показатели ГД. Разработка теории реального ГД должна сочетать качественный и количественный анализ свойств магнитно-жесткого материала при различных режимах перемагничивания со спецификой конструкции и работы двигателя. Принятая «парabolическая» аппроксимация петли гистерезиса дает приближенное решение первой части задачи.

В работе принимали участие инженеры О. Н. Иконников и А. Н. Монахов.

Литература

1. Мастяев Н. З. и Орлов И. Н., Гистерезисные электродвигатели, МЭИ, М., 1963.
2. Ланген А. М., Применение гистерезисных двигателей в звукозаписи, Научные доклады высшей школы, 1958, № 1.
3. Горжевский И. И., Гистерезисные электродвигатели, М., ЦИНТИ электропром, 1949.
4. Ланген А. М., О причинах различия пускового и максимального синхронного момента гистерезисного электродвигателя, «Электротехника», 1963, № 12.

[9.9.1965]



НОВЫЕ КНИГИ ИЗДАТЕЛЬСТВА „ЭНЕРГИЯ“

Гельфанд Я. С., Голубев М. Л. и Царев М. И. **Релейная защита и электроавтоматика на переменном оперативном токе**. Под общ. ред. М. И. Царева. М., «Энергия», 1966. 288 с. с илл. 15 000 экз. 86 к. в перепл.

Ильинский Н. Ф. и Михайлов В. В. **Транзисторно-магнитные преобразователи непрерывного сигнала в последовательность импульсов**. (Электроприводы с полупроводниковым управлением). Под ред. М. Г. Чиликина. М., «Энергия», 1966. 168 с. с илл. (Б-ка по автоматике. Вып. 178). 20 000 экз. 45 к.

Импульсные регуляторы на бесконтактных магнитных элементах. М., «Энергия», 1966. 120 с. с илл. (Б-ка по автоматике. Вып. 186). 16 000 экз. 30 к. Авт.: Боярченков М. А., Керников Ф. И., Раев В. К. и Розенблат М. А.

Круг Е. К., Александриди Т. М. и Диленгский С. Н. **Цифровые регуляторы**. М., «Энергия», 1966. 504 с. с илл. 8 500 экз. 1 р. 53 к. в перепл.

Рейн А. И. **Автоматика механического транспорта сыпучих грузов**. М., «Энергия», 1966. 71 с. с илл. (Б-ка по автоматике. Вып. 182). 8 000 экз. 19 к.

Фарбман С. А. и Бун А. Ю. **Ремонт и модернизация трансформаторов**. Изд. 2-е, доп. М., «Энергия», 1966. 624 с. с илл. (Серия «Трансформаторы». Вып. 16). 15 000 экз. 1 р. 79 к. в перепл.

Шляндина В. М. и Черненцов К. Н. **Автоматизация контроля электрических цепей**. М., «Энергия», 1966. 96 с. с илл. (Б-ка по автоматике. Вып. 183). 12 000 экз. 26 к.

По вопросу приобретения книг следует обращаться в ближайшие книжные магазины.

Издательство заказов не принимает и книг не высылает,

Вологодская областная универсальная научная библиотека

www.booksite.ru

ТЕОРЕТИЧЕСКИЕ ОСНОВЫ ЭКОНОМИЧЕСКИ НАИВЫГОДНЕЙШЕГО РАСПРЕДЕЛЕНИЯ АКТИВНЫХ И РЕАКТИВНЫХ НАГРУЗОК В АВТОМАТИЗИРОВАННОЙ ЭНЕРГОСИСТЕМЕ

(Статья А. Г. Москаleva, «Электричество», 1963, № 12)

ОТ РЕДАКЦИИ

В этом номере редакция помещает отклики на опубликованную в № 12 за 1963 г. статью А. Г. Москаleva «Теоретические основы экономически наивыгоднейшего распределения активных и реактивных нагрузок в автоматизированной энергосистеме». Отклики поступали в редакцию на протяжении года после опубликования статьи А. Г. Москаleva. Ввиду сложности и запутанности некоторых вопросов, поднимаемых как в статье А. Г. Москаleva, так и в откликах на нее, а также ввиду того, что А. Г. Москаlev в своем ответе отвергает почти все критические замечания, содержащиеся в откликах, редакции пришлось создать специальную группу в составе кандидатов техн. наук Л. А. Крумма и Ю. Н. Руденко (Иркутск) и доктора техн. наук, проф. Н. А. Мельникова (Москва), которая на протяжении длительного времени работала над заключительной статьей по дискуссии. Эта статья, публикуемая в данном номере, дважды обсуждалась на электроэнергетической секции редколлегии журнала «Электричество» (причем один раз с участием А. Г. Москаleva) и в настоящем ее виде полностью отражает точку зрения редакции по обсуждаемым вопросам. Несмотря на то, что со времени опубликования статьи А. Г. Москаleva прошло более двух лет, редакция считает, что дискуссия по этой статье должна представить интерес для читателей журнала, особенно для специалистов, работающих в области оптимизации режимов энергетических систем. В заключение выражаем глубокую благодарность канд. техн. наук Л. А. Крумму за большую помощь, оказанную им редакции при подготовке к опубликованию материалов настоящей дискуссии.

УДК 621.311.1

Доктор техн. наук, проф. В. Г. ХОЛМСКИЙ,
канд. техн. наук А. В. БОГОСЛОВСКИЙ, канд. техн. наук Д. В. ХОЛМСКИЙ,
и канд. техн. наук Р. Д. ЦИПЦЮРА

Проблема наивыгоднейшего распределения активных и реактивных нагрузок в энергосистемах получила за последние 10—15 лет широкое освещение в научной литературе. Поэтому естественно было бы ожидать, что обширная и снабженная многообещающим заголовком статья одного из известных специалистов в области автоматического регулирования частоты и активной мощности будет представлять новый существенный вклад в эту область или, по крайней мере, сдерживать интересный обзор выполненных работ и постановку новых задач. Неоднократно подчеркивая, что энергосистемы, рассматриваемые им, являются автоматизированными, А. Г. Москалев, по-видимому, решил использовать данное обстоятельство для развития общепризнанных положений и получения новых результатов. Попробуем рассмотреть эти результаты.

В статье подробно выводятся уравнения совместного наивыгоднейшего распределения активных и реактивных нагрузок в энергосистеме. Сам по себе вывод общеизвестен, имеется в работах многих авторов и вряд ли следовало еще раз полностью повторять его, вновь приводя условия баланса активных и реактивных нагрузок, уравнения Лагранжа и т. п. Полученные А. Г. Москалевым уравнения (13а) и (14а) отличаются от условий (6-10) и (6-11) в первом издании книги И. М. Марковича [Л. 1, статья А. Г. Москаleva] лишь двумя особенностями:

1. И. М. Маркович сразу же относит потери активной мощности в генераторах к сети или пренебрегает ими, что приводит к условию $\frac{\partial T_i}{\partial Q_i} = 0$. А. Г. Москалев производит эту операцию несколько позже в уравнениях (17в) и (17г)*.

* Вывод уравнений при условии $\frac{\partial T_i}{\partial Q_i} \neq 0$ приведен также в 3-м издании книги И. М. Марковича, вышедшей в 1963 г.

2. Уравнения (13а) и (14а), так же как и все последующие уравнения статьи А. Г. Москалева, выведены в предположении, что часть знаменателя уравнений (13) и (14) — выражение (A) в обсуждаемой статье — равна нулю для сетей с любой степенью неоднородности. Однако это условие, к сожалению, справедливо лишь для однородных сетей.

А. Г. Москалев дважды на протяжении статьи пытается доказать явно недоказуемое положение.

Первое доказательство состоит во введении промежуточных производных активной мощности i -й электростанции по реактивной мощности и наоборот. Однако активные и реактивные мощности электростанции являются независимыми переменными, о чем, кстати, говорится на той же странице статьи.

Производные $\frac{\partial P_i}{\partial Q_i}$ и $\frac{\partial Q_i}{\partial P_i}$ равны нулю, что ранее используется А. Г. Москалевым при выводе формул (11) и (12). Таким образом, первое доказательство условия (A) фактически сводится к умножению на нуль.

Видимо, чувствуя слабость своего первого доказательства, А. Г. Москалев вновь пытается доказать равенство нулю выражения (A) на стр. 29 журнала. Второе доказательство является также неверным, поскольку при попарном перемножении равенств (26), (25) и (27), (28) допущена ошибка. В каждое из уравнений входит сумма по k от 1 до n участков сети, и выражение (A) следовало бы записать в следующем виде:

$$\frac{\partial (\Delta C)}{\partial Q_i} \frac{\partial (\Delta N)}{\partial P_i} - \frac{\partial (\Delta N)}{\partial Q_i} \frac{\partial (\Delta C)}{\partial P_i} = 36 \sum_{j=1}^n \sum_{k=1}^n \times \\ \times \left[\left(I_{Dj0} \frac{\partial I_{Dj0}}{\partial Q_i} + I_{Mj0} \frac{\partial I_{Mj0}}{\partial Q_i} \right) x_j \right] \times$$

$$\begin{aligned} & \times \left(I_{Dk0} \frac{\partial I_{Dk0}}{\partial P_i} + I_{Mk0} \frac{\partial I_{Mk0}}{\partial Q_i} \right) r_k - \\ & - I_{Dk0} \frac{\partial I_{Dk0}}{\partial Q_i} + I_{Mk0} \frac{\partial I_{Mk0}}{\partial Q_i} \right) r_k \times \\ & \times \left(I_{Dj0} \frac{\partial I_{Dj0}}{\partial P_i} + I_{Mj0} \frac{\partial I_{Mj0}}{\partial P_i} \right) x_j \Big]. \end{aligned}$$

Введение дополнительного индекса j отражает то обстоятельство, что умножаться должны суммы как на одинаковых, так и на разных участках.

Если сеть является однородной, то все произведения вида $r_k x_j$ тождественно равны произведениям вида $r_j x_k$ и приведенное выражение действительно равно нулю. Если же сеть неоднородна, то выражение (A) отличается от нуля и вывод А. Г. Москаleva о том, что оно «равно нулю для энергосистем с сетью любой неоднородности» неверен. Между тем этот ошибочный вывод использован в уравнениях (13a)–(17), которые в результате пригодны лишь для однородных сетей и являются менее общими, чем соответствующие выражения в книге И. М. Марковича.

Статья А. Г. Москаleva не свободна и от других, менее существенных недостатков и неточностей. Так, общеизвестное положение о том, что регулирование активной мощности электростанций достигается изменением выпуска энергоносителя в турбины, а регулирование реактивной мощности — изменением возбуждения генераторов, А. Г. Москалев пытается представить как нечто новое в энергетике, якобы вытекающее из анализа уравнений (13a) и (14a).

Вопреки утверждению А. Г. Москаleva, из приближенного уравнения (17g) как раз следует, что наивыгоднейший режим по реактивной мощности мало зависит от режима по активной мощности.

Другое дело, что возможности наивыгоднейшего распределения реактивной мощности сильно сужаются ограничениями по режиму напряжений, которых А. Г. Москалев, однако, не учитывает на том основании, что рассматриваются автоматизированные энергосистемы. Но и в таких системах нельзя

превосходить уровней напряжения, допустимых по условиям работы оборудования. Нельзя также и чрезмерно снижать напряжения на приемных подстанциях из-за недопустимого роста потерь энергии в линиях и ограниченности пределов регулирования трансформаторов. Поэтому ограничения по уровням напряжений всегда должны учитываться.

Вообще, по нашему мнению, А. Г. Москалев несколько злоупотребляет термином «автоматизированные энергосистемы»: ведь условия распределения нагрузок без учета их статических характеристик выводились ранее, и в частности в книгах И. М. Марковича. Поэтому нельзя согласиться с утверждением А. Г. Москаleva о том, что «до сих пор в теории данные задачи рассматривались применительно к неавтоматизированной энергосистеме».

Выражения (25)–(28) для относительных приростов потерь мощности в сети можно получить непосредственно из исходных уравнений (19) и (20). Между тем в статье этот переход занял целую страницу и в результате стал более запутанным.

На стр. 31 А. Г. Москалевым приводятся соотношения между коэффициентами распределения активных и реактивных токов (мощностей). Однако под словами «можно показать» обычно подразумевается вывод каких-либо соотношений самим автором работы. Между тем данные соотношения были установлены ранее и опубликованы в 1950 г. **.

В конце статьи А. Г. Москалев несколько развивает известный метод Н. А. Мельникова [Л. 5 в обсуждаемой статье], который в 1960 г. опубликовал способ определения относительного прироста потерь активной мощности в однородной сети по активной мощности электростанций на основании данных о векторах напряжений в сети. А. Г. Москалев дополняет уравнение Н. А. Мельникова выражениями (47)–(49) для остальных частных производных. Эта часть статьи, по-видимому, могла бы послужить материалом для небольшой заметки.

В целом статья А. Г. Москалева, по нашему мнению, представляет собой в основном пересказ ранее известных положений, к тому же в значительной мере обесцененный допущенной ошибкой в определении соотношения между частными производными потерь мощности в сети.

УДК 621.311.1

Канд. техн. наук В. М. ГОРНШТЕЙН

Обсуждаемая статья претендует на изложение теоретических основ расчета и автоматического регулирования оптимального режима энергосистемы. Однако, как показано ниже, выведенные автором формулы представляют собой несколько видоизмененную запись формул И. М. Марковича, выведенных последним для частного случая. А. Г. Москалев пользуется этими формулами за пределами области, в которой они справедливы, и потому приходит к неправильным выводам.

Условия оптимального режима энергосистемы, выведенные И. М. Марковичем [Л. 1], имеют в наших обозначениях следующий вид:

$$\frac{b_i}{1 - \frac{\partial \pi}{\partial P_i} - \frac{\partial \pi}{\partial Q_i} \frac{\partial q / \partial P_i}{1 - \frac{\partial q}{\partial Q_i}}} = b_0; \quad (1a)$$

$$\frac{\frac{\partial \pi}{\partial Q_i}}{1 - \frac{\partial q}{\partial Q_i}} = \text{пост.}, \quad (16)$$

где b_i, b_0 — относительный прирост расхода условного топлива (издержек) для i -й станции и системы;

P_i, Q_i — активная и реактивная мощности i -й станции;

π, q — потери активной и реактивной мощностей в электрической части системы.

Формула (1a) представляет собой условие оптимального распределения активных мощностей, а формула (16) — условие распределения реактивных мощностей, обеспечивающее минимум потерь активной мощности. Покажем, что формулы А. Г. Москалева тождественны этим формулам. Для этого

умножим числитель и знаменатель (1a) на $\left(1 - \frac{\partial q}{\partial Q_i}\right)$. В результате получим:

$$\frac{b_i \left(1 - \frac{\partial q}{\partial Q_i}\right)}{1 - \frac{\partial \pi}{\partial P_i} - \frac{\partial \pi}{\partial Q_i} + \frac{\partial \pi}{\partial P_i} \frac{\partial q}{\partial Q_i} - \frac{\partial \pi}{\partial Q_i} \frac{\partial q}{\partial P_i}} = b_0.$$

Сумма последних двух членов знаменателя, как показано в статье А. Г. Москалева (стр. 25), равна нулю. С учетом этого выражение примет следующий вид:

$$\frac{b_i \left(1 - \frac{\partial q}{\partial Q_i}\right)}{1 - \frac{\partial \pi}{\partial P_i} - \frac{\partial q}{\partial Q_i}} = b_0. \quad (2)$$

Нетрудно видеть, что формулы (2) и (16) отличаются от формул (17) и (17g) статьи А. Г. Москалева только обозначениями. Более полные формулы А. Г. Москалева (15) отличаются только тем, что в них учтен относительный прирост на выработку реактивной мощности ρ_p . Однако влияние последней на издержки связано только с дополнительными потерями активной мощности, вызываемыми ее передачей по элементам электрической части энергосистемы. Поэтому, если потери в генераторах, синхронных компенсаторах и станционных трансформаторах (включая потери в стали и на возбуждение) включены в состав потерь в электрической части системы π и q , то величина ρ_p тождественно равна нулю.

** Холмский В. Г., Применение регулируемых трансформаторов в электрических сетях, Госэнергоиздат, 1950.

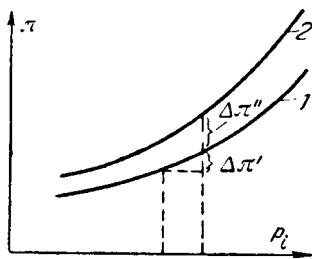


Рис. 1. Зависимость потерь активной мощности π от P_i при различных Q_i .

$$1 - Q_i = Q'_i; 2 - Q_j = Q'_j + \Delta Q_j.$$

Введение неравной нулю величины ρ_p равносильно отдельному учету потерь в перечисленных выше элементах электрической части энергосистемы. Такой учет может быть оправдан при численных расчетах, если будет показано, что это дает какие-либо удобства (но-видимому, этими потерями вообще можно пренебречь). С точки же зрения теории это только усложняет формулы и затрудняет их анализ. Следовательно, формулы А. Г. Москаleva имеют тот же смысл и ту же область применения, что и формулы И. М. Марковича, и потому ниже, когда это будет удобно, вместо его формул будут анализироваться приведенные в статье формулы (1).

Условия допустимости применения формул А. Г. Москаleva и их сравнение с другими формулами. Сравнивая свои формулы с условием оптимального распределения нагрузки

$$\frac{b_i}{1 - \sigma_{a,ai}} = b_0, \quad (3)$$

где $\sigma_{a,ai} = \frac{\partial \pi}{\partial P_i}$, А. Г. Москалев делает вывод, что пользование этой формулой „недопустимо для сетей напряжением выше 110 кВ и в некоторых случаях напряжением 110 кВ“.

Этот вывод основан на сопоставлении кривых рис. 1 его статьи, рассчитанных по формулам (2) и (3).

Для выяснения сущности ошибок, лежащих в основе этих построений и выводов А. Г. Москаleva, заметим, что, как показано в [Л. 2 и 3], значения $\sigma_{a,ai}$ в формуле (3) должны вычисляться с учетом функциональной зависимости между переменными (P_i, Q_i) , обусловленной наличием режимных ограничений (по правилам дифференцирования сложных функций).

В частности, если по условиям этих ограничений (например, для поддержания напряжений в узлах в заданных пределах) изменение активной мощности P_i сопровождается изменением реактивной мощности Q_j , то выражение для $\sigma_{a,ai}$ принимает согласно [Л. 2 и 3] следующий вид:

$$\begin{aligned} \sigma_{a,ai} = \frac{\partial \pi}{\partial P_i} &= \left(\frac{\partial \pi}{\partial P_i} \right) + \left(\frac{\partial \pi}{\partial Q_j} \right) \left(\frac{\partial Q_j}{\partial P_i} \right) = \\ &= (\sigma_{a,ai}) + (\sigma_{a,pj}) \left(\frac{\partial Q_j}{\partial P_i} \right). \end{aligned} \quad (4)$$

Здесь частные производные, взятые в скобки, вычисляются при условии независимости всех переменных, т. е. постоянства всех переменных, кроме той, по которой производится дифференцирование.

Смысль этой формулы иллюстрирует рис. 1, где кривая 1 представляет зависимость потерь активной мощности π от P_i при постоянстве всех остальных активных и реактивных мощностей (кроме активной и реактивной мощностей балансиру-

ющего узла, от которых π не зависит).

Кривая 2 представляет собой ту же зависимость при некоторой другой, но также постоянной реактивной мощности j -го узла:

$$Q''_j = Q'_j + \Delta Q_j.$$

Если изменение активной мощности P_i от P_i' до P_i'' на величину ΔP_i сопровождается изменением реактивной мощности на ΔQ_j , то полное приращение потерь при этом можно разбить на составляющие $\Delta \pi'$ и $\Delta \pi''$, причем $\Delta \pi'' = \frac{\partial \pi}{\partial Q_j} \Delta Q_j$.

Тогда частную производную $\sigma_{a,ai}$ можно выразить следующей формулой:

$$\sigma_{a,ai} = \frac{\partial \pi}{\partial P_i} = \left[\frac{\Delta \pi'}{\Delta P_i} + \frac{\partial \pi}{\partial Q_j} \frac{\Delta Q_j}{\Delta P_i} \right]_{P_i=0}.$$

При переходе к пределу эта формула совпадает с формулой (4). Ее первый член вычисляется при постоянстве Q_j , а второй определяет приращение потерь активной мощности вследствие изменения Q_j при постоянстве P_i .

В более общем случае от P_i могут зависеть многие переменные. Тогда формула (4) несколько усложняется, но смысл ее сохраняется.

Например, если от P_i зависят многие или даже все реактивные нагрузки, т. е.

$$Q_j = f(P_i) \quad j = 1, \dots, n,$$

то

$$\sigma_{a,ai} = \frac{\partial \pi}{\partial P_i} = \left(\frac{\partial \pi}{\partial P_i} \right) + \sum_1^n \left(\frac{\partial \pi}{\partial Q_j} \right) \left(\frac{\partial Q_j}{\partial P_i} \right)$$

или

$$\sigma_{a,ai} = (\sigma_{a,ai}) + \sum_1^n (\sigma_{a,pj}) \left(\frac{\partial Q_j}{\partial P_i} \right). \quad (4a)$$

Аналогично можно учесть и другие связи между переменными, в частности дополнительные связи между активными мощностями, возникающие при необходимости ограничений передачи мощности по каким-либо линиям.

В отличие от формулы (3) частные производные, входящие в формулы (1) и (2), как следует из их вывода, вычисляются в предположении независимости всех переменных (т. е. согласно нашим обозначениям должны быть заключены в скобки). Легко показать, что знаменатель формулы (1) для принятого при выводе этой формулы частного случая (отсутствие или постоянство реактивной) мощности в балансирующем узле и неучет других ограничений тождествен знаменателю формулы (3), т. е.

$$\left(\frac{\partial \pi}{\partial P_i} \right) + \left(\frac{\partial \pi}{\partial Q_i} \right) \frac{\left(\frac{\partial q}{\partial P_i} \right)}{1 - \left(\frac{\partial q}{\partial P_i} \right)} = \sigma_{a,ai}.$$

При наличии ограничений, не предусматривавшихся при выводе формул И. М. Марковича, а следовательно, и А. Г. Москаleva, последние теряют силу. Например, если на источник реактивной мощности с индексом s возлагается поддержание постоянного (по модулю) напряжения (U_s) , то Q_s становится функцией от (U_s) , которое в свою очередь зависит от всех P_i и Q_i . Можно показать (вывод аналогичен выводу формул И. М. Марковича и потому не приводится), что при этом условие оптимального режима по активной мощности примет следующий вид:

$$\begin{aligned} \frac{b_i}{1 - \left(\frac{\partial \pi}{\partial P_i} \right) - \left(\frac{\partial \pi}{\partial Q_s} \right) \left(\frac{\partial Q_s}{\partial |U_s|} \right) \left(\frac{\partial |U_s|}{\partial P_i} \right) + \left[\left(\frac{\partial \pi}{\partial Q_i} \right) + \left(\frac{\partial \pi}{\partial Q_s} \right) \left(\frac{\partial Q_s}{\partial |U_s|} \right) \left(- \frac{\partial |U_s|}{\partial Q_i} \right) \right] \times \dots} \\ \times \frac{\left(\frac{\partial Q_s}{\partial |U_s|} \right) \left(\frac{\partial |U_s|}{\partial P_i} \right) - \left(\frac{\partial q}{\partial P_i} \right) - \left(\frac{\partial q}{\partial Q_s} \right) \left(\frac{\partial Q_s}{\partial |U_s|} \right) \left(\frac{\partial |U_s|}{\partial P_i} \right)}{1 + \left(\frac{\partial Q_s}{\partial |U_s|} \right) \left(\frac{\partial |U_s|}{\partial Q_i} \right) - \left(\frac{\partial q}{\partial Q_i} \right) - \left(\frac{\partial q}{\partial Q_s} \right) \left(\frac{\partial Q_s}{\partial |U_s|} \right) \left(\frac{\partial |U_s|}{\partial Q_i} \right)} = b_0. \end{aligned} \quad (5)$$

Знаменатель этой формулы эквивалентен выражению $1 - \sigma_{a,a}$ при вычислении $\sigma_{a,a}$ по формуле (4а), т. е. по правилам дифференцирования сложных функций.

Таким образом, выражение (3) при правильном определении $\sigma_{a,ai}$ является вполне строгим и общим. Оно применимо при наличии любых ограничений (если не учитываются статистические характеристики потребителей и ущерб для них при отклонении напряжения).

Формулы же И. М. Марковича, а следовательно, и тождественные им формулы А. Г. Москалевы представляют собой развернутую запись уравнений (3), справедливую только для частного случая, характеризующегося следующим:

источник реактивной мощности в балансирующем узле отсутствует или его реактивная мощность жестко фиксирована;

приращение потерь реактивной мощности при изменении активной мощности i -й станции покрывается изменением реактивной мощности той же станции или распределяется между всеми источниками реактивной мощности, исходя из минимума потерь активной мощности в сети;

никакие другие ограничения или причины, которые могли бы дать явную зависимость между переменными, определяющими режим, не учитываются.

Обратившись к кривым, изображенным на рис. 1 статьи А. Г. Москаleva, на основании которых он сделал вывод о пригодности формулы (3), лишь в частном случае заметим, что, как указано на стр. 33 этой статьи, они построены для случая постоянства отношения

$$\frac{I_{\text{д}i0}}{I_{\text{м}i0}} = 1,6, \quad . \quad (6)$$

где I_{d10} и I_{m10} — действительная и мнимая составляющие то-
ка нагрузки линии электропередачи.

Условие постоянства этого соотношения равносильно заданию определенной и не соответствующей условиям, при которых справедливы формулы И. М. Марковича и А. Г. Морского, зависимости Q_i от P_i . Чтобы проиллюстрировать это, на рис. 2 нашей статьи приведена зависимость Q_1 и P_1 для линии электропередачи 220 кв с $z=10+j50 \text{ ом}$ (добротность $d=5$), работающей при заданном напряжении в конце $U_2=220 \text{ кв}$.

Как видно из рис. 2, кривая 1, рассчитанная при соблюдении постоянства этого отношения, не имеет ничего общего с кривыми 2, а, б, в. Последние рассчитаны для условий предусмотренных при выводе формул И. М. Марковича и А. Г. Москаleva, т. е. когда реактивная мощность Q_2 в концентрической линии (притекающая к балансирующему узлу) постоянна, а реактивная мощность Q_1 в начале линии изменяется только при изменении потерь.

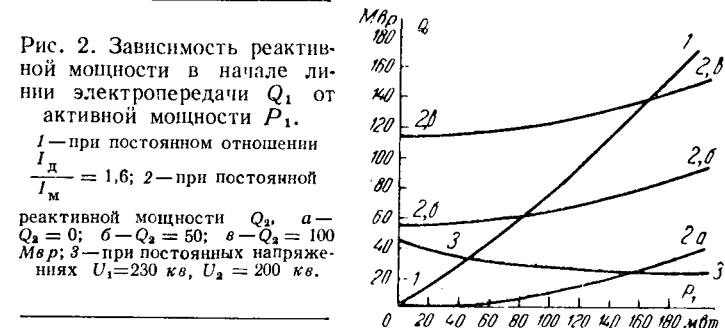
Поэтому все кривые, изображенные на рис. 1 статьи А. Г. Москаleva, неправильны.

Что касается кривой, построенной А. Г. Москалевым на основании формулы (3), то при ее расчете, по-видимому (условия ее построения в статье не оговорены), принималась во внимание частотная производная, взятая при постоянстве реактивной мощности, т. е. ($\sigma_{a,ai}$) вместо производной $\sigma_{a,ai}$, учитывающей изменение реактивной мощности. Таким образом, эта кривая построена также неправильно. Естественно, что и выводы, сделанные А. Г. Москалевым из этих неправильных построений, ошибочны.

Возможность использования формул А. Г. Москаleva
 Как показано выше, эти формулы предусматривают распределение реактивных нагрузок между источниками (станции синхронных компенсаторов) из условия минимума потери активной мощности в сети, однако не учитывают ограничения по напряжению.

Попытки установить такой режим на основе методики опубликованной в [Л. 4], делались еще до войны. Но, за исключением редких случаев, когда сеть, соединяющая станции, имела очень малую протяженность (т. е. когда учет потерь вообще не имел смысла), они приводили к недопустимым отклонениям напряжений в узлах. Таким образом, правильное решение задачи о распределении реактивных мощностей в современных системах с протяженными электрическими сетями, а тем более в объединенных системах, возможно только при учете ограничений, налагаемых на изменения напряжений в узлах.

Однако зависимость Q_i от P_i при учете ограничений по напряжению имеет характер, резко отличающийся от зависимости, предусмотренной формулами А. Г. Москалева.



Например, на рис. 2 нашей статьи нанесена кривая 3, построенная для случая, когда в начале и конце линии электропередачи поддерживаются постоянные напряжения $|U_1| = 230$ кв; $|U_2| = 220$ кв. Как видно из этого рисунка, при увеличении P_1 реактивная нагрузка Q_1 уменьшается. Между тем при покрытии потерь стацией, работающей в начале линии (кривые a , b , c), как это предусмотрено при выводе формул А. Г. Москаleva, реактивная мощность Q_1 при увеличении передачи активной мощности P_1 увеличивается.

Таким образом, учет ограничений по напряжению приводит к принципиально другому характеру зависимости Q от P , чем предусмотрено в формулах А. Г. Москаleva. При наличии ограничений по напряжению поправка, вносимая в величину $b_{\alpha,ai}$ учетом изменений реактивной мощности [второй член формулы (4)], имеет знак, обратный знаку поправки, вытекающей из формул, выведенных без учета ограничений. Это подтверждается многочисленными исследованиями и наблюдениями, проведенными в энергосистемах.

Возможность оценки относительных приростов потерь по замеру падений напряжения между станцией и базисным узлом. Выведенные А. Г. Москалевым формулы (46)–(49), связывающие относительные приросты потерь с падениями напряжения ΔU , получены в результате существенных упрощений, допустимость которых для рассматриваемых систем не доказана.

К их числу относится, например, допущение, что сos ф стаций, вычисленные по токам и напряжениям на станции и токам, ориентированным по напряжению в балансирующем узле, совпадают, равносильное пренебрежению фазовым сдвигом между векторами напряжений в узлах. Ссылка автора на малость этого сдвига в Южной энергосистеме в момент максимума 1961—1962 гг. (стр. 30) не убедительна, так как в той же системе часто бывают режимы, когда ряд линий электропередачи работает вблизи предела статической устойчивости. Следовательно, фазовым сдвигом пренебречать нельзя и тем более нельзя распространять это допущение на другие системы.

Неоправдано также допущение об однородности сети. Многие энергосистемы имеют линии электропередачи напряжением 110, 220 и 330 кв, связанные через трансформаторы. Неоднородностью такой сети пренебречь нельзя. Ссылку на возможность применения вольтодобавочных трансформаторов продольно-поперечного регулирования и реакторов для снижения неоднородности нельзя признать убедительной до тех пор, пока они не будут установлены. Кроме того, необходимо доказать экономическую эффективность их установки с учетом капиталовложений (хотя во многих случаях эта установка быстро окупается).

Основное же выражение против предлагаемого учета потерь вызвано тем, что по формулам (46)–(49) определяются значения частных производных потерь без учета связи между переменными, т. е. согласно нашим обозначениям $(\sigma_{a,ai})$, а не $\sigma_{a,ai}$; $(\sigma_{p,pi})$, а не $\sigma_{p,pi}$ и т. п.

Предположение А. Г. Москалево о возможности учесть эти связи путем подстановки значений $(\sigma_{a,ai})$, $(\sigma_{p,pi})$, $(\sigma_{a,pi})$ и $(\sigma_{p,ai})$ в его формулы (17), как показано выше, необоснованно¹.

Таким образом, вопрос об учете зависимости реактивных мощностей от активных остается открытым. Вместе с тем эта зависимость, в особенности в объединенных системах, часто оказывает решающее влияние на точность вычисления относительного прироста потерь.

Наконец, остается открытым и вопрос об учете ограничений по отдельным элементам сети (линии электропередачи, трансформаторы, реакторы) и т. п., налагаемых исходя из

условий устойчивости системы, допустимого нагрузочного тока и т. п.

Как справедливо указывает А. Г. Москалев (стр. 31 его статьи), поправки на эти пределы «должны вводиться для всех электростанций (компенсаторов) независимо от их места нахождения». Это относится не только к коротким участкам сети, которые могут перегружаться по току, но и к протяженным участкам, ограничения нагрузки которых вводятся по условиям устойчивости и другим мотивам. Но в таком случае при рекомендуемой А. Г. Москалевым предельной децентрализации системы автоматического регулирования режима каждая электростанция должна быть связана телеканалами с балансирующим узлом для измерения значений ΔU и, кроме того, с каждым элементом сети, могущим перегружаться. Так как в реальных объединенных системах таких элементов десятки, то для реализации системы автоматического регулирования режима, основанной на принципах, излагаемых в обсуждаемой статье, потребовалось бы явно не приемлемо, с технической и экономической точки зрения, число телеканалов.

Условия достижения экономически наивыгоднейшего режима. А. Г. Москалев утверждает, что достижение экономически наивыгоднейшего режима возможно только при соблюдении ряда требований к оборудованию, к числу которых относится требование, чтобы все трансформаторы имели регулирование напряжения под нагрузкой.

Это утверждение абсолютно необоснованно. Задача расчета и автоматического регулирования оптимального режима энергосистемы в условиях эксплуатации состоит в выборе из числа режимов, допустимых при данных условиях (т. е. при фактически установленном оборудовании, составе потребителей и т. п.), наиболее экономичного режима. Во всех случаях, когда возможно несколько допустимых режимов, отличающихся народнохозяйственными издержками, из них может быть выбран наиболее экономичный.

Разумеется, установкой нового оборудования, в том числе регулируемых трансформаторов, синхронных компенса-

торов, более экономичных электростанций и т. п., экономичность работы системы может быть повышена, однако решение вопроса о целесообразности такой установки требует учета экономичности капиталовложений, возможностей производства оборудования и т. п. Это решение требует применения принципиально других методов исследования и, следовательно, выходит за рамки рассматриваемой эксплуатации задачи.

Выводы. 1. Выведенные в статье А. Г. Москаleva формулы и условия экономичного режима не вносят ничего нового по сравнению с ранее известными. Они относятся к частному случаю, не учитывают ограничений по напряжению и не могут быть положены в основу расчетов или автоматического регулирования режима современных энергосистем.

2. А. Г. Москалев ошибочно использовал выведенные им формулы за пределами области, в которой они справедливы. Поэтому все выводы, сделанные им в статье, в частности о недопустимости применения других формул, о путях непосредственного измерения относительных приростов потерь на основании определения падений напряжения в сети и т. п., ошибочны.

Л и т е р а т у р а

1. Маркович И. М., Режимы энергетических систем, Госэнергоиздат, издания 1952, 1957 и 1963 гг.
2. Горнштейн В. М., Наивыгоднейшее распределение нагрузки между параллельно работающими электростанциями, Госэнергоиздат, 1949.
3. Горнштейн В. М., О статье К. А. Смирнова «Применение метода относительных приростов для расчета оптимального распределения мощности в энергосистемах с учетом режимных ограничений», «Электричество», 1964, № 8.
4. Горнштейн В. М., Методика наивыгоднейшего распределения реактивной нагрузки между параллельно работающими станциями и учета потерь при распределении активной нагрузки, «Электрические станции», 1938, № 2 и 3.

УДК 621.311.1

Канд. техн. наук Г. М. ПАВЛОВ

Ленинград

Оптимальным распределением нагрузки в энергосистеме считается распределение, приводящее к минимуму расхода топлива¹:

$$B \rightarrow \min. \quad (1)$$

При решении задачи оптимизации режима работы энергосистемы должны соблюдаться следующие условия баланса мощностей:

$$\begin{aligned} P_1 + \dots + P_i + \dots + P_n - \Sigma P_n - \pi = 0, \\ Q_1 + \dots + Q_i + \dots + Q_n - \Sigma Q_n - q = 0, \end{aligned} \quad (2)$$

где P_i , Q_i — активная и реактивная мощности;

ΣP_n , ΣQ_n — активная и реактивная нагрузки системы;

π , q — активные и реактивные потери.

В результате совместного решения уравнений (1) и (2) условия оптимальности распределения принимают вид [Л. 1]:

$$\frac{\delta_1}{1 - \frac{\partial \pi}{\partial P_1} - \frac{\partial q}{\partial Q_1}} = \dots = \frac{\delta_i}{1 - \frac{\partial \pi}{\partial P_i} - \frac{\partial q}{\partial Q_i}} = \dots \quad (3)$$

$$\frac{\frac{\partial \pi}{\partial Q_1}}{1 - \frac{\partial q}{\partial Q_1}} = \dots = \frac{\frac{\partial \pi}{\partial Q_i}}{1 - \frac{\partial q}{\partial Q_i}} = \dots, \quad (4)$$

где δ_i — частичный удельный расход i -й станции.

¹ Сейчас рядом авторов высказывается мнение оценивать оптимальность режима по минимуму трудовых затрат, что, несомненно, более правильно. На рассматриваемые в статье вопросы выбор критерия оптимальности не оказывает принципиального значения.

В статье А. Г. Москалева решение этой задачи представлено в несколько ином виде. При принятых нами обозначениях условие оптимизации распределения активных нагрузок записывается А. Г. Москалевым следующим образом:

$$\frac{\delta_1 \left(1 - \frac{\partial q}{\partial Q_1} \right)}{1 - \frac{\partial \pi}{\partial P_1} - \frac{\partial q}{\partial Q_1}} = \dots = \frac{\delta_i \left(1 - \frac{\partial q}{\partial Q_i} \right)}{1 - \frac{\partial \pi}{\partial P_i} - \frac{\partial q}{\partial Q_i}} = \dots \quad (5)$$

Поскольку для однородной сети $\frac{\pi}{q} = \text{пост.}$, то справедливо соотношение $\frac{\partial \pi}{\partial P_i} \frac{\partial q}{\partial Q_i} = \frac{\partial \pi}{\partial Q_i} \frac{\partial q}{\partial P_i}$. С учетом этого несложно убедиться, что условие (5) является лишь иной формой записи формулы (3) для частного случая однородной сети. В дальнейшем мы будем использовать эту формулу.

Из нее видно, что на оптимальное распределение нагрузок оказывает влияние большое число факторов и решение поставленной задачи даже с применением вычислительной техники весьма затруднительно. Поэтому для практических расчетов уместно оценить значимость отдельных составляющих формулы (3) и учитывать основные из них. Несомненно, что в какой-то степени это снизит точность расчетов, но уменьшение их трудоемкости при этом может оказаться более существенным.

Здесь необходимо напомнить и подчеркнуть то обстоятельство, что входящие в формулу (3) производные $\frac{\partial \pi}{\partial P_i}$, $\frac{\partial \pi}{\partial Q_i}$, $\frac{\partial q}{\partial P_i}$, $\frac{\partial q}{\partial Q_i}$ сами зависят от многих факторов и их точное определение связано с громоздкими расчетами. В то же время учет

этих производных вносят только небольшую поправку в частичный удельный расход станции. В большинстве случаев член $\frac{\partial \pi}{\partial Q} \frac{\partial q}{\partial P}$ значительно меньше $\frac{\partial \pi}{\partial P}$ и в практических расчетах его можно не учитывать или учитывать в качестве некоторой поправки, а не в виде точного расчета.

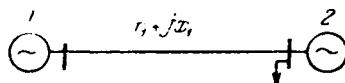
В статье А. Г. Москаleva указывается, что неучет члена $\frac{\partial \pi}{\partial Q} \frac{\partial q}{\partial P}$ может привести к существенной погрешности расчета наивыгоднейшего распределения активных нагрузок. Такое заключение вытекает из неправильного расчета производных $\frac{\partial \pi}{\partial P}$, $\frac{\partial \pi}{\partial Q}$, $\frac{\partial q}{\partial P}$, $\frac{\partial q}{\partial Q}$ и с ним нельзя согласиться. Там же подчеркивается, что особенно большая погрешность за счет

неучета члена $\frac{\partial \pi}{\partial Q} \frac{\partial q}{\partial Q}$ получается для сетей 220 и 500 кВ с большой загрузкой реактивной мощностью. Однако в этом случае расчет самих производных $\frac{\partial \pi}{\partial P}$, $\frac{\partial \pi}{\partial Q}$, $\frac{\partial q}{\partial P}$, $\frac{\partial q}{\partial Q}$ по упрощенным формулам (46) — (49) из статьи А. Г. Москаleva, сводящимся для однородной сети к виду

$$\left. \begin{aligned} \frac{\partial \pi}{\partial P_i} &= \frac{2}{U_{cp}^2} \sum r_{ij} P_j, \\ \frac{\partial \pi}{\partial Q_i} &= \frac{2}{U_{cp}^2} \sum r_{ij} Q_j, \\ \frac{\partial q}{\partial P_i} &= \frac{2}{U_{cp}^2} \sum x_{ij} P_j, \\ \frac{\partial q}{\partial Q_i} &= \frac{2}{U_{cp}^2} \sum x_{ij} Q_j, \end{aligned} \right\} \quad (6)$$

является неточным.

Рассмотрим простую схему, представленную на рисунке. Примем шины второй станции за балансирующую точку.



Случай I. $U_2 = \text{пост.}$ Напряжение U_1 не ограничено. Потери в ЛЭП равны:

$$\pi = \frac{P_1^2 + Q_1^2}{U_1^2} r_1, \quad q = \frac{P_1^2 + Q_1^2}{U_1^2} x_1. \quad (7)$$

Продифференцировав эти выражения, получим:

$$\left. \begin{aligned} \frac{\partial \pi}{\partial P_1} &= \frac{2r_1 P_1 U_1^2 - r_1 (P_1^2 + Q_1^2) \frac{\partial U_1^2}{\partial P_1}}{U_1^4}, \\ \frac{\partial \pi}{\partial Q_1} &= \frac{2r_1 Q_1 U_1^2 - r_1 (P_1^2 + Q_1^2) \frac{\partial U_1^2}{\partial Q_1}}{U_1^4}, \\ \frac{\partial q}{\partial P_1} &= \frac{2x_1 P_1 U_1^2 - x_1 (P_1^2 + Q_1^2) \frac{\partial U_1^2}{\partial P_1}}{U_1^4}, \\ \frac{\partial q}{\partial Q_1} &= \frac{2x_1 Q_1 U_1^2 - x_1 (P_1^2 + Q_1^2) \frac{\partial U_1^2}{\partial Q_1}}{U_1^4}. \end{aligned} \right\} \quad (8)$$

Величина напряжения U_1 с достаточной точностью может быть найдена по следующей формуле:

$$U_1 = U_2 + \frac{r_1}{U_1} (P_1 + \tau_1 Q_1). \quad (9)$$

Тогда для производных $\frac{\partial U_1}{\partial P_1}$, $\frac{\partial U_1}{\partial Q_1}$ будем иметь:

$$\left. \begin{aligned} \frac{\partial U_1}{\partial P_1} &= \frac{r_1 U_1}{U_1^2 + r_1 (P_1 + \tau_1 Q_1)}, \\ \frac{\partial U_1}{\partial Q_1} &= \frac{x_1 U_1}{U_1^2 + r_1 (P_1 + \tau_1 Q_1)}. \end{aligned} \right\} \quad (10)$$

Подставив значение производной $\frac{\partial U_1}{\partial P_1}$ в формулу (8), получим:

$$\frac{\partial \pi}{\partial P_1} = \frac{2r_1 P_1}{U_1^2} - \frac{2r_1^2 (P_1^2 + Q_1^2)}{U_1^2 [U_1^2 + r_1 (P_1 + \tau_1 Q_1)]}. \quad (11)$$

Поскольку

$$U_1^2 \gg r_1 (P_1 + \tau_1 Q_1),$$

то

$$U_1^2 + r_1 (P_1 + \tau_1 Q_1) \approx U_1^2.$$

С учетом сделанных упрощений

$$\frac{\partial \pi}{\partial P_1} = \frac{2r_1}{U_1^2} (P_1 - \pi). \quad (12)$$

Выполнив аналогичные преобразования, найдем:

$$\left. \begin{aligned} \frac{\partial \pi}{\partial Q_1} &= \frac{2r_1}{U_1^2} (Q_1 - q), \\ \frac{\partial q}{\partial P_1} &= \frac{2x_1}{U_1^2} (P_1 - \pi), \\ \frac{\partial q}{\partial Q_1} &= \frac{2x_1}{U_1^2} (Q_1 - q). \end{aligned} \right\} \quad (12a)$$

Сравним результаты расчета производных по формулам (6) и (12) для случая, рассмотренного в статье А. Г. Москаleva, т. е. при $\tau_1 = 5$, $\frac{P_1}{Q_1} = 1.6$. Пусть $U_1 = 230$ кВ, $P_1 = 250$ Мвт (режим № 1) и сопротивление $r_1 = 16$ ом. Результаты расчета сведены в таблицу.

Конечно, режим № 1 нереален и мы выбрали его только для сравнения расчета с данными, приведенными в статье А. Г. Москаleva. Однако из примера видно, что даже при

очень большой нагрузке линии $\frac{\frac{\partial \pi}{\partial Q}}{1 - \frac{\partial q}{\partial Q}} < \frac{\partial \pi}{\partial P}$. При меньшей нагрузке ЛЭП, в первую очередь по реактивной мощности, член $\frac{\partial \pi}{1 - \frac{\partial q}{\partial Q}}$ уменьшается и для $P_1 = 200$ Мвт, $\frac{P_1}{Q_1} = 3.2$ (режим № 2) равен нулю.

Случай II. $U_2 = \text{пост.}$ Напряжение U_1 ограничено, т. е. $U_1 = U_{1\text{зад}}$. Наложение ограничения по напряжению U_1 является дополнительным условием задачи. Для соблюдения этого условия приращение активной мощности станции должно сопровождаться уменьшением ее реактивной мощности и наоборот, т. е. мощности P_1 и Q_1 становятся зависимыми.

Прежде чем оценить влияние члена $\frac{\partial \pi}{1 - \frac{\partial q}{\partial Q}}$, рассмотрим вопрос о взаимосвязи регулирования активной и реак-

Величины	Результаты расчета					
	по формулам (6)		по формулам (12)		по формулам (20)	
	Режим № 1	Режим № 2	Режим № 1	Режим № 2	Режим № 1	Режим № 2
$\frac{\partial \pi}{\partial P}$	0,15	0,12	0,135	0,11	0,13	0,105
$\frac{\partial \pi}{\partial Q}$	0,094	0,038	0,012	0	0,094	0,038
$\frac{\partial q}{\partial P}$	0,75	0,6	0,67	0,56	0,66	0,53
$\frac{\partial q}{\partial Q}$	0,47	0,19	0,06	0	0,47	0,19
$\frac{\partial \pi}{\partial Q} \frac{\partial q}{\partial P}$						
$\frac{\partial \pi}{\partial P} + \frac{\partial \pi}{\partial Q} \frac{\partial q}{\partial P}$	0,12	0,03	0,008	0	—	—
$\frac{\partial \pi}{\partial Q} \left(\frac{\partial q}{\partial P} + \frac{\partial Q}{\partial P} \right)$						
$\frac{\partial \pi}{\partial P} + \frac{\partial \pi}{\partial Q} \left(\frac{\partial q}{\partial P} + \frac{\partial Q}{\partial P} \right)$	—	—	—	—	0,08	0,015

тивной мощностей станции. Пусть для некоторого режима системы найдены оптимальные значения $P_{1\text{опт}}$ и $Q_{1\text{опт}}$, но при этих значениях мощностей напряжение $U_1 \neq U_{1\text{зад}}$. Для удовлетворения условия $U_1 = U_{1\text{зад}}$ необходимо скорректировать $P_{1\text{опт}}$ и $Q_{1\text{опт}}$. Это приведет к перерасходу топлива в системе, поскольку режим отклонится от оптимального. Оценим перерасход топлива, получающийся при таких изменениях ΔP_1 и ΔQ_1 , при которых напряжение станции изменяется на одну и ту же величину $\Delta U'_1$.

При отклонении режима от наивыгоднейшего по активной мощности перерасход топлива равен [Л. 2]:

$$\Delta B_P = -\frac{1}{2} \Delta P_1^2 (\delta'_1 + \delta'_2), \quad (13)$$

где $\delta = \frac{d\delta}{dP}$ — крутизна характеристики $\delta = f(P)$.

Приращение напряжения, обусловленное изменением активной мощности на ΔP_1 , с достаточной точностью можно найти по формуле

$$\Delta U'_1 \approx \frac{r_1}{U_1} \Delta P_1. \quad (14)$$

С учетом этой зависимости для перерасхода топлива получим:

$$\Delta B_P = \frac{U_1^2 (\Delta U'_1)^2}{2 r_1^2} (\delta'_1 + \delta'_2). \quad (15)$$

Отклонение режима от наивыгоднейшего по реактивной мощности приводит к увеличению потерь в сети:

$$\Delta \pi = \frac{(\Delta U'_1)^2}{x_1^2} (r_1 + r_n), \quad (16)$$

где r_n — собственное активное сопротивление n -й станции, принимающей на себя ΔQ_1 .

Для покрытия этих дополнительных потерь необходимы затраты топлива:

$$\Delta B_Q = \delta_{cp} \Delta \pi = \frac{(\Delta U'_1)^2}{x_1^2} (r_1 + r_n) \delta_{cp}, \quad (17)$$

где δ_{cp} — среднее значение частичного удельного расхода, равное $0,5 \frac{m \text{ у.м.}}{M \text{ квт} \cdot \text{ч}}$.

Найдем отношение:

$$\frac{\Delta B_P}{\Delta B_Q} = \frac{1}{2} \tau^2 \frac{(\delta'_1 + \delta'_2) U_1^2}{\delta_{cp} (r_1 + r_n)}. \quad (18)$$

Крутизна характеристики δ' лежит в пределах $1,3 \cdot 10^{-4} \div 20 \cdot 10^{-4} \frac{m \text{ у.м.}}{M \text{ квт}^2 \cdot \text{ч}}$ [Л. 2]. Для сети 110 кв с $\tau = 2,5$ и $r_1 + r_n = 10 \text{ ом}$, исключая станции, работающие через одиночные длины ЛЭП, отношение $\frac{\Delta B_P}{\Delta B_Q} = 2 \div 40$, а для сети 220 кв — $15 \div 600$.

Таким образом, корректирование напряжения с целью поддержания его на заданном уровне за счет изменения активной мощности обходится во много раз дороже, чем за счет изменения реактивной мощности станции. Отсюда следует, что в случае ограничения напряжения разгрузку станции необходимо производить в первую очередь за счет реактивной мощности и как следствие этого — задача наивыгоднейшего распределения активных нагрузок может решаться независимо от распределения реактивных мощностей.

Условие $U_1 = U_{1\text{зад}}$ может быть записано в следующем виде:

$$\Delta U_1 = \frac{r_1}{U_1} (\Delta P_1 + \tau_1 \Delta Q_1) = 0, \quad (19)$$

откуда $\frac{\partial Q}{\partial P_1} = -\frac{1}{\tau_1}$.

С учетом этого для рассматриваемого случая имеем:

$$\left. \begin{aligned} \frac{\partial \pi}{\partial P_1} &= \frac{2P_1 + 2Q_1 \frac{\partial Q_1}{\partial P_1}}{U_1^2} r_1 = \frac{2r_1}{U_1^2} \left(P_1 - \frac{Q_1}{\tau_1} \right), \\ \frac{\partial \pi}{\partial Q_1} &= \frac{2r_1}{U_1^2} Q_1, \\ \frac{\partial q}{\partial P_1} &= \frac{2P_1 + 2Q_1 \frac{\partial Q_1}{\partial P_1}}{U_1^2} x_1 = \frac{2x_1}{U_1^2} \left(P_1 - \frac{Q_1}{\tau_1} \right), \\ \frac{\partial q}{\partial Q_1} &= \frac{2x_1}{U_1^2} Q_1. \end{aligned} \right\} \quad (20)$$

И в данном случае производные $\frac{\partial \pi}{\partial P_1}$ и $\frac{\partial q}{\partial P_1}$ получаются меньше, чем по формуле (6). Уменьшение $\frac{\partial q}{\partial P_1}$ в свою очередь приводит к уменьшению члена $\frac{\partial \pi}{\partial Q_1}$.

Обратимся к формуле (3). В ней член $\frac{\partial \pi}{\partial P}$ определяет собой явную зависимость приращения активных потерь от при-

шения активной мощности станции, а член $\frac{\partial \pi}{\partial Q} \frac{\partial q}{\partial P}$ — неявную зависимость приращения активных потерь от приращения активной мощности станции. При приращении активной мощности станции возрастают реактивные потери. Эти потери должны быть покрыты дополнительной выдачей реактивной мощности станции, что в конечном итоге приводит к дополнительному увеличению активных потерь. Если $Q = f(P)$, то при приращении активной мощности станции не только должна будет увеличить свою реактивную мощность на величину ∂q с целью покрытия дополнительных реактивных потерь, но и изменить ее для сохранения условия $U = U_{\text{зад}}$. Это должно быть учтено добавлением члена $\frac{\partial Q}{\partial P}$ в коэффициенте $\frac{\frac{\partial \pi}{\partial Q} \left(\frac{\partial q}{\partial P} + \frac{\partial Q}{\partial P} \right)}{1 - \partial q / \partial Q}$.

Значения производных при $U = U_{\text{зад}}$ приведены в таблице, из которой видно, что и в этом случае член $\frac{\frac{\partial \pi}{\partial Q} \left(\frac{\partial q}{\partial P} + \frac{\partial Q}{\partial P} \right)}{1 - \partial q / \partial Q}$ значительно меньше $\frac{\partial \pi}{\partial P}$. По результатам расчета получается, что в режиме № 1 член $\frac{\frac{\partial \pi}{\partial Q} \left(\frac{\partial q}{\partial P} + \frac{\partial Q}{\partial P} \right)}{1 - \partial q / \partial Q}$ соизмерим с $\frac{\partial \pi}{\partial P}$.

Но мы уже отмечали, что этот режим нереален — напряжение на шинах станции 2 получается недопустимым. Для повышения

напряжения этой станции первую станцию необходимо разгрузить, и, как было показано выше, разгрузку следует выполнить в первую очередь по реактивной мощности. После разгрузки

$$\frac{\partial \pi}{\partial Q} \left(\frac{\partial q}{\partial P} + \frac{\partial Q}{\partial P} \right)$$

первой станции влияние члена $\frac{\frac{\partial \pi}{\partial Q} \left(\frac{\partial q}{\partial P} + \frac{\partial Q}{\partial P} \right)}{1 - \partial q / \partial Q}$ будет неизначительным.

Выводы. 1. При расчете оптимального распределения активных нагрузок поправку на потери можно рассчитывать по

упрощенной формуле $\frac{1}{1 - \frac{\partial \pi}{\partial P}}$, поскольку член $\frac{\frac{\partial \pi}{\partial Q} \frac{\partial q}{\partial P}}{1 - \partial q / \partial Q}$

значительно меньше $\frac{\partial \pi}{\partial P}$ и его можно не учитывать, или в особых случаях учитывать в виде некоторой поправки к $\frac{\partial \pi}{\partial P}$, а не путем точного расчета.

2. В случае ограничения напряжения распределение активных нагрузок может быть произведено независимо от реактивных. Уровни напряжений должны быть скорректированы за счет перераспределения реактивных мощностей.

Л и т е р а т у р а

1. Маркович И. М., Режимы энергетических систем, Госэнергоиздат, 1963.

2. Павлов Г. М. и Кантан В. В., К вопросу о точности решения задачи наивыгоднейшего распределения активных нагрузок, «Электричество», 1964, № 1.

УДК 621.311.1

Канд. техн. наук А. Г. МОСКАЛЕВ

В моей статье были рассмотрены вопросы экономичного распределения нагрузок в автоматизированной энергосистеме, т. е. в энергосистеме, в которой автоматически поддерживается номинальная частота и номинальные или заданные напряжения у потребителей. При этом были сделаны следующие допущения:

число источников мощности остается неизменным; отсутствуют ограничения по уровням напряжения во всех узлах, кроме одного, в котором поддерживается максимальное допустимое.

Статья вызвала критические замечания, изложенные в откликах В. Г. Холмского, А. Б. Богословского, Д. В. Холмского, Р. Д. Ципциоры, В. М. Горнштейна и Г. М. Павлова.

Прежде всего необходимо рассмотреть следующие принципиальные вопросы, затронутые в указанных откликах:

- 1) о независимых переменных;
- 2) о понятии «автоматизированная энергосистема» и связанных с ним условиях;
- 3) об ограничении параметров режима.

Со времени выхода в свет книги И. М. Марковича [Л. 1] почти во всех работах, посвященных оптимальным режимам энергосистем, в качестве независимых переменных принимались развиваемые генераторами активные и реактивные мощности. Данные параметры приняты И. М. Марковичем и в последующих его работах [Л. 2 и 3]. Того же мнения придерживалась и В. М. Горнштейн, когда он писал: «Реактивную нагрузку в большинстве случаев также можно считать независимой от активной нагрузки¹ (случай, когда такое допущение делать нельзя, будет рассмотрен в § IX, II)» [Л. 4, стр. 241].

В своей статье я воспользовался теми же независимыми переменными. Поэтому совершенно непонятно, почему В. М. Горнштейн в качестве объекта для критики выбрал

¹ В данном случае речь идет о развивающихся генераторами активных и реактивных мощностях. Следует отметить, что терминология В. М. Горнштейна неудачна, так как неискусленные читатели не могут различить в его работах, где потребляемая, а где развивающаяся мощность.

6*

именно эту статью, вышедшую в свет в 1963 г., а не указанные выше работы, в которых устанавливалось, что развивающие активные и реактивные мощности являются независимыми переменными.

Исследования показали, что в общем случае развивающиеся генераторами активные и реактивные мощности не являются независимыми переменными. Реальными независимыми переменными являются положения регулирующих органов. С некоторыми допущениями в качестве независимых переменных в энергосистеме можно принять: количество впускаемого в топку котла топлива в секунду; приращение напора, развивающегося вентилятором (насосом, дымососом); парциальность или коэффициент сужения струи пара на входе в турбину; коэффициент сужения струи пара у отбора турбины; развивающую генератором э. д. с.; коэффициент трансформации трансформатора и др.

В некоторых частных случаях и при наличии ряда допущений развивающиеся активные и реактивные мощности можно принимать в качестве независимых переменных. В частности, в примерах, приведенных Г. М. Павловым, если напряжения U_2 или U_1 будут поддерживаться неизменными, то развивающиеся реактивные мощности будут независимыми переменными; при этом может оказаться, что развивающиеся активные мощности нельзя принять в качестве независимых переменных. Если же к энергосистеме, приведенной на рисунке статьи Г. М. Павлова, добавить еще хотя бы одну станцию с линией электропередачи, выдающую мощность в сеть через шины другой станции (1 или 2), то развивающаяся реактивная мощность перестанет быть независимой переменной и известные формулы И. М. Марковича потеряют силу.

Некоторые оппоненты высказали замечания в связи с обобщением в моей статье заданных условий — автоматически поддерживаемых номинальной частоты и номинальных (заданных) напряжений у потребителей — понятием «автоматизированная энергосистема». Более того, они пытаются представить дело таким образом, будто в моей статье не учитываются ограничения по напряжению на том основании, что рассматривается автоматизированная энергосистема. Однако на стр. 25 обсуждаемой статьи специально оговорено, что

определяется оптимум при условии, когда отсутствуют ограничения по уровням напряжения во всех узлах, кроме одного, в котором поддерживается максимально допустимое напряжение.

Понятие «автоматизированная энергосистема», как оно определено в статье и в настоящем ответе, является важным по следующим соображениям.

Определять оптимальный режим энергосистемы как самостоятельной системы производства товаров — тепловой и электрической энергии — можно только в том случае, если четко установлены границы между энергосистемой и остальной системой производства товаров (остальным промышленным производством). Параметрами раздела данных систем производства товаров являются требуемые (заданные) во времени поставки потребителям тепловой и электрической энергии при заданном качестве — частоте, напряжении, давлении и температуре — у потребителей. Иначе следует определять оптимум общей системы производства товаров (всей промышленности, включая энергосистему). В последнем случае должны быть определены оптимальные значения указанных выше параметров качества энергии.

Практически указанные параметры качества энергии можно поддерживать на заданных значениях только автоматически. Поэтому понятие «автоматизированная энергосистема», как оно определено в моей статье, соответствует понятию энергосистемы как самостоятельной системы производства товаров.

Можно только сожалеть, что в других работах оптимальные режимы энергосистемы определяются независимо от остальной промышленной системы и при этом не поддерживаются заданные значения указанных качественных параметров энергии.

На той же стр. 25 были сформулированы условия, при которых определяется экономически наивыгоднейший режим. Несмотря на это, в откликах имеются упреки в том, что полученные мною формулы не дают правильных решений при наличии ограничений. В частности, В. М. Горнштейн пишет, будто в моей статье рекомендуется данные формулы применять и для случая наличия ограничений по напряжению в узлах. Такой метод критики нельзя признать плодотворным.

В процессе работы энергосистемы возникает необходимость в ограничении ряда параметров режима (а не только напряжения), чтобы обеспечить надежную работу энергосистемы в целом, а также отдельных ее частей и объектов. До сих пор не было стройного математического решения, которое бы давало возможность определять оптимальный режим энергосистемы при наличии ограничений. В настоящее время мною предложено такое решение на основе метода множителей Лагранжа.

На основании всего вышеизложенного можно сделать вывод, что все известные уравнения, в том числе и приведенные в [Л. 1—4], не обеспечивают получение оптимальных режимов энергосистемы.

В последнее время мною получены уравнения оптимального режима энергосистемы как самостоятельной системы производства товаров, с учетом всех переменных, всех условий и любых возможных ограничений режима. Если ограничиться выполнением условия заданного качества энергии у потребителей и ограничением некоторых параметров режима, то уравнения оптимального режима энергосистемы будут иметь следующий вид:

$$\begin{aligned} p_i = & \lambda_1 \frac{\partial w_1}{\partial x_i} + \sum_{j=1}^m \lambda_{2j} \frac{\partial w_{2j}}{\partial x_i} + \sum_{k=1}^n \lambda_{3k} \frac{\partial w_{3k}}{\partial x_i} + \\ & + \sum_{l=1}^r \lambda_{4l} \frac{\partial w_{4l}}{\partial x_i} + \sum_{g=1}^s \lambda_{5g} \frac{\partial w_{5g}}{\partial x_i} \quad (i=1, \dots, z); \end{aligned} \quad (1)$$

$$\lambda_1 = \int_{t=0}^{t_1} w_1(t) dt; \quad (2)$$

$$\lambda_{2j} = \int_{t=0}^{t_1} w_{2j}(t) dt; \quad (3)$$

откуда

$$\lambda_{3k} = \int_{t=0}^{t_1} w_{3k}(t) dt; \quad (4)$$

$$\lambda_{4l} = \int_{t=0}^{t_1} w_{4l}(t) dt; \quad (5)$$

$$\lambda_{5g} = 0 \quad \text{при } A_g < A_{g,3} \quad (6)$$

$$\text{и } \lambda_{5g} = \int_{t=0}^{t_1} w_{5g}(t) dt,$$

когда по условию режима нарушается неравенство $A < A_{g,3}$ и данный параметр выходит на границу заданной области его значений,

где w_1, \dots, w_4 — функции, определяющие условия поддержания заданных параметров качества энергии у потребителей; w_5 — функция, определяющая ограничение данного параметра режима; x_i — переменные; p_i — прирост издержек в энергосистеме на производство энергии по данному переменному; A — параметр, который должен ограничиваться значением $A_{g,3}$.

Нужно сказать, что приведенных здесь условий недостаточно, чтобы получить абсолютно оптимальный режим энергосистемы.

Из этих уравнений следует, что бытующая сейчас теория, будто оптимальный режим энергосистемы имеет место при равенстве относительных приростов издержек (расхода топлива), не соответствует истине.

Ввиду недостатка места остановлюсь еще лишь на некоторых, особенно важных вопросах, затронутых в откликах на мою статью:

1. Утверждение В. М. Горнштейна о том, что «...выработка реактивной мощности сама по себе не вызывает никаких издержек» ошибочно.

2. Ошибочно также и его утверждение о том, что полученные в моей статье формулы определяют оптимальный режим энергосистемы по активной и реактивной мощностям при отсутствии регулируемого источника реактивной мощности в балансирующем узле (условном центре). Наличие или отсутствие источника реактивной мощности в условном центре (как, впрочем, и в любом другом узле) не влияет на структуру формул оптимального режима энергосистемы, так как при выводе основных уравнений понятие «условный центр (балансирующая точка)» не участвует. Следует признать вообще ошибочными теории, по которым для получения оптимального режима энергосистемы необходимо поместить в ее условном центре источник мощности.

3. В. М. Горнштейн стремится доказать недоказуемое, утверждая, что формула (3) в его статье, а именно:

$$b_0 = p_i \frac{1}{1 - \frac{\partial(\Delta N)}{\partial P_i}} \quad (7)$$

справедлива для всех случаев, а формулы (11) и (12) в моей статье неверны или справедливы только для какого-то одного случая. В. М. Горнштейн не показал, каким образом он получил эту формулу. Сделаем это за него.

Формула (7) получена В. М. Горнштейном из системы уравнений, в которой в качестве независимых переменных фигурируют только активные мощности. Вот эти уравнения:

$$w_1 = P_0 + P_1 + \dots + P_i + \dots + P_n - \Delta N - \sum_{i=0}^n N_i = 0, \quad (8)$$

$$T = T_0 + T_1 + \dots + T_i + \dots + T_n, \quad (9)$$

$$F = T + \lambda w_1. \quad (10)$$

Здесь F — вспомогательная функция Лагранжа. Приравняв нулю частные производные от F по P_i , получим:

$$p_{a,i} + \lambda \left(1 - \frac{\partial(\Delta N)}{\partial P_i} \right) = 0, \quad (i=1, \dots, n); \quad (11)$$

$$p_{a,0} + \lambda (1 - 0) = 0, \quad (i=0), \quad (12)$$

$$\lambda = -p_{a,0}. \quad (13)$$

Таким образом, окончательно получим:

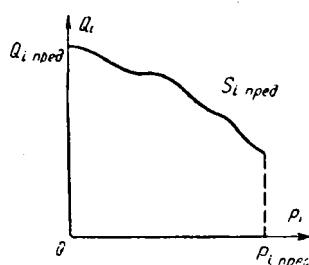
$$\rho_{ai} = \rho_{ao} \left(1 - \frac{\partial (\Delta N)}{\partial P_i} \right), \quad (i = 1, \dots, n), \quad (14)$$

или в обозначениях, применяемых В. М. Горнштейном,

$$b_{ai} = b_{ao} \left(1 - \frac{\partial (\Delta N)}{\partial P_i} \right). \quad (14a)$$

Решив последнее уравнение относительно b_{ao} , получим формулу (7) или формулу (3) из статьи В. М. Горнштейна. Даже беглого взгляда на изложенный вывод достаточно, чтобы признать несостоятельной попытку В. М. Горнштейна выдать за всеобщую и точную формулу, полученную им при условии использования только $(n+1)$ аргументов (активных мощностей) при наличии $2(n+1)$ аргументов (активных мощностей и э. д. с. — реактивных мощностей).

4. Все рассуждения и выводы В. М. Горнштейна, изложенные в разделе его отклика под заголовком «Условия допустимости применения формул А. Г. Москаleva и их сравнения с другими формулами», построены на том, что между P_i и Q_i имеется «функциональная зависимость». Покажем, что эти исходные положения, а следовательно, и полученные на их основе выводы неверны. Для этого обратимся к диаграмме мощностей генератора (см. рисунок). В области, заклю-



ченной между положительными направлениями осей P_i , Q_i и кривой S_i пред, исключая границу данной области, параметры P_i , Q_i могут принимать любые значения независимо друг от друга. Это значит, что в данной области может быть произвольно (например, от руки) установлено любое значение Q_i при заданном или известном P_i . В данном случае рассматривается генератор мощностью, намного меньшей суммарной мощности остальных генераторов энергосистемы, что всегда имеет место.

5. Предлагаемый В. М. Горнштейном способ определения экономически наивыгоднейших генерируемых мощностей при наличии ограничений по напряжениям в узлах путем неизвестно как получаемой нелинейной зависимости $\sigma_{a,ai}$ от P_i противоречит основным теоретическим положениям определения оптимального режима и поэтому ошибочен.

Из приведенных выше уравнений (1) следует, что прирост издержек на производство энергии по данному переменному представляет собой сумму приростов издержек на обеспечение заданного качества энергии, обеспечение других условий, ограничение заданных параметров режима.

Таким образом, для обеспечения оптимального режима энергосистемы при наличии ограничения по напряжению в какой-либо точке сети к приростам издержек, определяемым рядом условий, должна прибавляться дополнительная величина прироста издержек, определяемая издержками, связанными с ограничениями данного параметра.

Поэтому всякие попытки получить оптимальный режим энергосистемы при наличии ограничения по напряжению (как и любому другому параметру) путем изменения значений $\sigma_{a,ai}$ (как, впрочем, и других сигм) несостоятельны.

В связи с этим нельзя согласиться с утверждением, содержащимся в п. 1 выводов отклика Г. М. Павлова.

16. В. М. Горнштейн неправ, когда пытается доказать, что выражение

$$\prod_{k=1}^m \beta_{a,ak} = \prod_{k=1}^m \frac{1}{1 - \sigma_{a,ak}}.$$

равняется выражению

$$\frac{1}{1 - \sum_{k=1}^m \sigma_{a,ak}}.$$

Так, при $m = 2$ вторая часть предполагаемого В. М. Горнштейном равенства составит:

$$\frac{1}{1 - (\sigma_{a,a1} + \sigma_{a,a2})},$$

а первая часть этого мнимого равенства соответственно равна:

$$\frac{1}{1 - (\sigma_{a,a1} + \sigma_{a,a2}) + \sigma_{a,a1}\sigma_{a,a2}}.$$

Следовательно, содержащееся на стр. 27 моей статьи утверждение об ошибочности бытующей теории о возможности вычислять относительный прирост расхода трудозатрат от потерь во всей сети как произведение относительных приростов расхода трудозатрат в отдельных участках сети, определенных указанным выше способом, является правильным. Утверждение же В. М. Горнштейна, что «... эта теория является вполне строгой...», как показано выше, ошибочно.

7. Сомнения В. М. Горнштейна в возможности измерения, с достаточной точностью величин ΔU , входящих в формулы (46) — (49) моей статьи, безосновательны. В настоящее время во ВНИИЭ разработана система и аппаратура для телепередачи вектора (синусоиды) напряжения с необходимой точностью.

8. В. М. Горнштейн возражает против приведенного в моей статье утверждения, что «... экономически наивыгоднейший режим может быть достигнут в том случае, если данная энергосистема обладает необходимыми степенями свободы». К числу степеней свободы отнесены регулируемые вспуски энергоносителя, возможность регулирования развивающейся реактивной мощности, изменяемые коэффициенты трансформации трансформаторов. При этом В. М. Горнштейн считает, что «... это утверждение абсолютно неверно». Нетрудно показать, что это — ошибочное мнение. Для этого представим энергосистему, не имеющую степеней свободы, т. е. такую энергосистему, в которой не имеется устройств (возможности) для изменения развиваемой мощности и отсутствуют регулируемые трансформаторы. Режим такой энергосистемы при заданном составе нагрузок будет вынужденным, однозначным и в подавляющем большинстве случаев неэкономичным. Экономичный режим в таких условиях может быть только как счастливое исключение. Придание некоторым источникам мощности степеней свободы ласт возможность получить относительный оптимальный режим. Абсолютный оптимальный режим может иметь место только при использовании всех степеней свободы.

9. В. Г. Холмский и др. правы, когда пишут, что уравнение (A) в моей статье равно нулю только при однородной сети. Мною допущено ошибочное утверждение, что «... выражение (A), входящее в знаменатели уравнений экономического распределения нагрузки, равно нулю для энергосистем с сетью любой неоднородности». Выражаю благодарность авторам этого отклика за данное замечание. Одновременно выражаю благодарность И. М. Марковичу за такое же замечание, сделанное ранее.

10. Замечание В. Г. Холмского и др. относительно того, что уравнения (25) — (28) моей статьи можно получить непосредственно из уравнений (19) и (20), минуя уравнения (21) — (24), также справедливо. Однако уравнения (21) — (24) необходимы для того, чтобы определять частные производные (25) — (28) с различной степенью приближения. Без уравнений (21) — (24) нельзя также получить уравнения (29) и последующие.

11. Нельзя согласиться с утверждением В. Г. Холмского и др., что «... все последующие уравнения² статьи А. Г. Москаleva выведены в предположении, что часть знаменателя уравнений (13) и (14) — выражение (A) — равна нулю...». Так, формулы (19) — (28) не связаны с выражением (A).

12. В. Г. Холмский и др. пишут: «Так, общезвестное положение о том, что регулирование активной мощности

² После уравнений (13a) и (14a).

электростанций достигается изменением впуска энергоносителя в турбины, а регулирование реактивной мощности — изменением возбуждения генераторов, А. Г. Москалев на стр. 26 пытается представить как нечто новое в энергетике ...». На самом деле такого утверждения нет ни на стр. 26, ни на других страницах моей статьи. Однако то, что исследуется и утверждается на стр. 26, имеет важное значение. Действительно, в каждом из уравнений (13а) и (14а) содержится как $\rho_{\alpha i}$ (функция P_i), так и $\rho_{\beta i}$ (функция Q) и поэтому существенно важно выяснить, воздействием на какую степень свободы (впуск энергоносителя или изменение возбуждения) наиболее эффективно может добиваться равенства (13а), а также равенства (14а)? На стр. 26 исследуется данный вопрос и дается его решение.

13. С критикой В. Г. Холмского и др. в части коэффициентов распределения нельзя согласиться. В самом деле, на стр. 94 книги В. Г. Холмского утверждается, что: «Мощность на головных участках этого контура определяется такими выражениями³:

$$\dot{W}_{01} = \frac{1}{\dot{Z}_0} \sum_1^n \dot{W}_k \dot{Z}''_k; \quad (V.1)$$

$$\dot{W}_{0n} = \frac{1}{\dot{Z}_0} \sum_1^n \dot{W}_k \dot{Z}'_k, \quad (V.2)$$

где \dot{Z}_0 — суммарное сопротивление контура; \dot{Z}'_k, \dot{Z}''_k — полные сопротивления ветвей контура, соответственно верхней и нижней;

W — нагрузка произвольной подстанции⁴.

Нетрудно видеть, что данные уравнения ошибочны, так как они относятся к мощностям, а справедливы только для

токов. На основании этих уравнений В. Г. Холмский приходит к выводу о том, что мощности в замкнутой сети распределяются в соответствии с коэффициентами распределения, а именно:

$$P_i(k) = \alpha_i(k) P_k \pm \beta_i(k) Q_k; \quad (V.28)$$

$$Q_i(k) = \alpha_i(k) Q_k \pm \beta_i(k) P_k. \quad (V.29)$$

Эти уравнения так же ошибочны, как и предыдущие, на основе которых они выведены.

Коэффициенты распределения в моей статье относятся к токам, причем все токи ориентируются относительно одного вектора напряжения условного центра энергосистемы. Вызывает удивление, что оппоненты не заметили этой разницы. Если для цепей с сосредоточенными параметрами коэффициенты токов зависят только от параметров данных цепей, то коэффициенты распределения В. Г. Холмского, кроме того, зависят от режима цепей, т. е. являются функциями всех переменных режима сети. Поэтому в моей статье не дана ссылка на книгу В. Г. Холмского.

14. Оптимальный режим энергосистемы, в том числе при наличии ограничений, достигается при одновременном выполнении условий (1) ... (6) по всем аргументам (переменным). Поэтому нельзя согласиться с утверждением, содержащимся в п. 2 выводов Г. М. Павлова.

Вывод. В свете вышеизложенного следует пересмотреть ряд принципиальных положений по определению оптимальных режимов.

Л и т е р а т у р а

1-3. Маркович И. М., Энергетические системы и их режимы, Госэнергоиздат, 1952, 1957 и 1963.

4. Горнштейн В. М., Наивыгоднейшее распределение нагрузок между параллельно работающими электростанциями, Госэнергоиздат, 1949.

УДК 621.311.1

Канд. техн. наук Л. А. КРУММ, проф. Н. А. МЕЛЬНИКОВ
и канд. техн. наук Ю. Н. РУДЕНКО

В статье А. Г. Москаleva [Л. 1] даются условия оптимального распределения активных и реактивных мощностей в обычной классической постановке, приводятся выражения для вычисления частных производных потерь активной и реактивной мощностей при условии пренебрежения зависимостью векторов напряжения узлов от генерируемых мощностей и критикуются некоторые положения метода относительных приростов.

В откликах [Л. 2-4] считается, что в [Л. 1] нет почти ничего оригинального, а имеется ряд ошибочных положений. В своем ответе оппонентам [Л. 5] А. Г. Москалев во многом отвергает критику статьи [Л. 1]. Поэтому необходимо разобраться в существе дискуссии, где главным вопросом являются классические условия оптимальности режима.

1. Применение современных математических методов сводит задачу оптимизации режима энергосистемы к минимизации функции эксплуатационных затрат при всех реальных ограничениях как в форме уравнений, так и в форме неравенств, накладываемых на параметры режима и учитывающих требования качества и надежности работы. С этой точки зрения критика В. М. Горнштейном некоторых предположений, принятых А. Г. Москалевым при выводе классических условий оптимальности, правильна. В частности, это касается отсутствия в [Л. 1] ограничения параметров режима, например, по напряжениям и коэффициентам трансформации. Однако следует отметить, что такие ограничения и до этого, как правило, не учитывались раньше в других работах.

В ответе А. Г. Москалева [Л. 5] по существу критикуются все предшествующие работы за то, что они не учитывали некоторых заданных условий (учитываемых в [Л. 1]) так называемой автоматизированной энергосистемы — автоматического

поддержания номинальной частоты и номинальных (заданных) напряжений у потребителей, так как только при этом, по мнению А. Г. Москаleva, строго справедлива оптимизация режима энергосистемы, независимо от остальной промышленной системы. Однако если это правильно для случая разных модификаций метода относительных приростов, то это неверно для градиентного метода [Л. 6], где имеется в виду поддержание неизменных напряжений потребителей. Что касается поддержания неизменной частоты, то это условие по существу предполагается всегда соблюденным, хотя во всех прежних работах, в том числе и в [Л. 6], действительно, из-за нечеткости изложения это не указано. Если эти условия не выполнены, то предполагаются известными так называемые экономические характеристики потребителей.

2. Обшим недостатком в статье [Л. 1] и в откликах на нее [Л. 2-4] является такое исследование задачи комплексной оптимизации активных и реактивных генераторных мощностей в обычной классической постановке, при котором не рассматривается определение допустимого режима, удовлетворяющего уравнениям стационарного, а также всем требованиям качества и надежности работы, сформулированным ограничениями в виде неравенств, и последующее нахождение минимума эксплуатационных затрат во множестве допустимых режимов¹. При этом ограничения в форме неравенства наложены на все параметры режима, например на генерируемые мощности, аргументы и модули векторов напряжения и комплексные коэффициенты трансформации, токи ротора и статора генераторов и линий электропередач и т. д.

Необходимо отметить, что вычисление допустимого режима современных объединенных энергосистем с учетом, в част-

¹ В [Л. 5] предложен новый метод нелинейного программирования (см. п. 4), позволяющий в принципе решить поставленную задачу.

³ Обозначения и нумерация формул — по В. Г. Холмскому.

⁴ Имеются в виду полные мощности.

ности, всех ограничений по напряжению и другим параметрам режима распределительных сетей имеет в настоящее время важное практическое значение. Это объясняется недостаточными резервами активных и реактивных мощностей, а также недостаточными регулировочными возможностями трансформаторов и других устройств. При этом для нахождения допустимого режима требуется максимальное использование всех степеней свободы современных энергосистем.

Последующую минимизацию эксплуатационных затрат во множестве допустимых режимов необходимо осуществлять с учетом статических и экономических характеристик потребителей. Это особенно важно тогда, когда реактивные мощности и напряжения оптимизируются совместно с активными мощностями генераторов. К сожалению, статические и экономические характеристики потребителей до настоящего времени еще недостаточно исследованы. При этом целесообразность минимизации суммарной стоимости расхода топлива с высокой точностью, особенно по напряжению и реактивным мощностям, является пока, по крайней мере, сомнительной.

Несмотря на вышеуказанные замечания, внесение ясности в применение классических условий оптимальности режима имеет не только теоретическое, но пока еще и большое практическое значение, если при использовании этих условий полученные режимы являются заведомо допустимыми и можно пренебречь учетом статических и экономических характеристик потребителей.

3. Анализируем разные условия оптимальности при классической постановке задачи. Необходимо минимизировать суммарную стоимость расхода топлива

$$T = \sum_{i=1}^{M'} T_i (P_{ri}, Q_{ri}) \quad (1)$$

при ограничении

$$W(Z) = 0, \quad (2)$$

где

T_i — функция стоимости расхода топлива узла i от соответствующих генерируемых активной P_{ri} и реактивной Q_{ri} мощностей;

$W(Z)$ — вектор $2M$ небалансов активной и реактивной мощностей узлов $i = 1, \dots, M$; $Z = (P_{r1}, \dots, P_{rm'}, Q_{r1}, \dots, Q_{rm'}, U_1, \dots, U_m, \dots, \delta_m, K_1, \dots, K_R, \theta_1, \dots, \theta_R)$ — вектор параметров режима;

$U_i \angle \delta_i$ — комплекс напряжения узла i ;

$K_s \angle \theta_s$ — комплексный коэффициент трансформации s ;

M — общее количество узлов системы, к которым подключены генерируемые и нагрузочные мощности;

$i = 1, \dots, M'$ — узлы с электростанциями;

$i = 1, \dots, M''$ — узлы, имеющие электростанции или синхронные компенсаторы;

$s = 1, \dots, R$ — номера комплексных коэффициентов трансформации [Л. 6*].

С точки зрения соблюдения условия (2) некоторые $2M$ параметров режима являются зависимыми. Обозначим их совокупность вектором X . Все остальные параметры режима являются независимыми или регулируемыми. Обозначим их

* На самом деле в [Л. 6] имеется в виду, что вектор W зависит не только от $P_{r1}, \dots, P_{rm'}, Q_{r1}, \dots, Q_{rm'}, U_1, \dots, U_m, \delta_1, \dots, \delta_m, K_1, \dots, K_R, \theta_1, \dots, \theta_R$, но и от частоты f и напряжений на стороне низшего напряжения повышательных и понижающих трансформаторов в узлах электрической системы U'_1, \dots, U'_m или от соответствующих коэффициентов трансформации n_1, \dots, n_m . Но так как для сопоставления обычных классических условий оптимальности достаточно рассматривать ситуацию, когда f, U'_1, \dots, U'_m поддерживаются фиксированными при их оптимальных значениях, с точки зрения потребителей, а коэффициенты n_1, \dots, n_m являются регулируемыми и определяются соотношением $n_i = \frac{U_i}{U'_i}$ (предполагается, что $n_{i \min} \leq n_i \leq n_{i \max}$), тогда составляющими вектора Z достаточно рассмотреть только переменные $P_{r1}, \dots, P_{rm'}, Q_{r1}, \dots, Q_{rm'}, U_1, \dots, U_m, \delta_1, \dots, \delta_m, K_1, \dots, K_R, \theta_1, \dots, \theta_R$.

совокупность вектором Y . Тогда $Z = (X, Y)$ и уравнение (2) можно представить в виде

$$W(X, Y) = 0. \quad (3)$$

На основании уравнения (3) X является неявной функцией Y . Суммарные потери активной и реактивной мощностей определяются соответственно выражениями:

$$\pi = \sum_{i=1}^M P_{ri}; \quad q = \sum_{i=1}^M Q_{ri}, \quad (4)$$

где P_i и Q_i — активная и реактивная мощности, передаваемые из узла i в электрическую сеть.

P_i и Q_i являются явными функциями параметров $U_1, \dots, U_m, \delta_1, \dots, \delta_m, K_1, \dots, K_R, \theta_1, \dots, \theta_R$ [Л. 6], которые суть составляющие векторов X и Y . Поэтому с учетом уравнения (3) π и q являются неявными функциями Y , т. е. $\pi(Y)$ и $q(Y)$. В [Л. 7] дана методика вычисления частных производных этих функций.

Обычные классические условия оптимальности базируются на применении функций $\pi(Y)$ и $q(Y)$. Эти условия отличаются в зависимости от состава компонент вектора Y , выбора так называемой балансирующей точки и учета зависимости T_i от Q_{ri} . Однако, так как эти условия обычно недостаточно четко отмечены при выводе тех или других форм уравнений оптимального режима и так как нет четкой постановки задачи построения неявной функции X от Y с учетом всех уравнений стационарного режима, то, к сожалению, до сих пор это положение вызывает ненужные дискуссии.

В [Л. 1, 8—11], как правило, векторы X и Y имеют следующий состав компонент:

$$\left. \begin{aligned} X &= (P_{r1}, Q_{r1}, U_2, \dots, U_m, \delta_2, \dots, \delta_m), \\ Y &= (U_1, \delta_1, P_{r2}, \dots, P_{rm'}, Q_{r2}, \dots, Q_{rm'}, \dots, \\ &\quad K_1, \dots, K_R, \theta_1, \dots, \theta_R). \end{aligned} \right\} \quad (5)$$

При этом узел I является так называемым балансирующим узлом по активной и реактивной мощностям. Зная функции $\pi(Y)$ и $q(Y)$, можно определить зависимые параметры P_{r1} и Q_{r1} :

$$P_{r1} = \sum_{i=1}^M P_{ri} + \pi(Y) - \sum_{i=2}^{M'} P_{ri} = P_{r1}(Y); \quad (6)$$

$$Q_{r1} = \sum_{i=1}^M Q_{ri} + q(Y) - \sum_{i=2}^{M'} Q_{ri} = Q_{r1}(Y), \quad (7)$$

где P_{ri} и Q_{ri} — активная и реактивная нагрузочные мощности узла.

Можно рассматривать три случая.

Первый случай. Если в качестве балансирующего узла выбран узел, имеющий только нагрузочные мощности [Л. 9], то в вышеприведенных обозначениях это означает, что генерируемые мощности балансирующей точки фиксированы $P_{r1} = Q_{r1} = 0$. Это обстоятельство ведет к минимизации функции (1) при двух дополнительных условиях: $P_{r1}(Y) = 0, Q_{r1}(Y) = 0$. Фиксируя $U_1, \delta_1, K_1, \dots, K_R, \theta_1, \dots, \theta_R$ и применяя метод неопределенных множителей Лагранжа, легко получить формулы И. М. Марковича [Л. 9], если пренебречь зависимостью T_i от Q_{ri} ($i = 1, \dots, M'$).

Второй случай. Если в качестве балансирующего узла выбран генерирующий узел, имеющий нефиксированные мощности P_{r1} и Q_{r1} , и если положить $\frac{\partial T_i}{\partial Q_{ri}} = 0$ ($i = 1, \dots, M'$), то условие (7) не оказывает никакого влияния на оптимальный режим, так же как и зависимости $U_i(Y), \delta_i(Y)$ ($i = 2, \dots, M$). Применив метод неопределенных множителей Лагранжа с учетом, однако, дополнительного условия $P_{r1} - P_{r1}(Y) = 0$, получим известные условия оптимальности [Л. 8]:

$$\left. \begin{aligned} \frac{\partial T_i}{\partial P_{ri}} &= -\lambda, \quad \text{где } \frac{\partial \pi}{\partial P_{r1}} = 0 \text{ и } i = 1, \dots, M'; \\ 1 - \frac{\partial \pi}{\partial P_{r1}} & \\ \frac{\partial \pi}{\partial Q_{rj}} &= 0, \quad \text{где } j = 2, \dots, M''. \end{aligned} \right\} \quad (8)$$

Эти условия являются правильными и тогда, когда P_{ri} фиксирована. При этом в (8) необходимо принимать $i = 2, \dots, M'$. Поэтому условия оптимального распределения активных и реактивных мощностей (8) настолько же общие, как и условия И. М. Марковича. Следует только отметить, что формулы (8) являются более простыми.

Третий случай. Если учесть зависимость T_i от Q_{ri} ($i = 1, \dots, M''$) то независимо от выбора балансирующей точки необходимо учесть оба дополнительных условия (6) и (7) при применении метода неопределенных множителей Лагранжа. В этом случае получаются формулы А. Г. Москаleva. Впервые эти формулы приводились в 1961 г. в [Л. 10], а затем в 1963 г. в [Л. 11]. В 1963 г. в [Л. 11] приводились аналогичные выражения.

В. М. Горнштейн правильно отмечает [Л. 2], что при применении формул И. М. Марковича и А. Г. Москаleva для современных энергосистем ряд напряжений может выходить за допустимые пределы. Для того чтобы осуществить оптимизацию в таких условиях, необходимо ввести в состав компонент вектора Y те из напряжений, которые могут выйти за допустимые пределы. В состав компонент вектора X необходимо ввести соответствующее количество реактивных генерируемых мощностей. При этом, не нарушая общности представления, векторы X и Y имеют следующий вид:

$$\left. \begin{aligned} X &= (P_{ri}, Q_{ri}, \dots, Q_{r\alpha}, U_{\alpha+1}, \dots, U_m, \delta_2, \dots, \delta_m), \\ Y &= (\delta_1, U_1, \dots, U_\alpha, P_{r2}, \dots, P_{rm}, Q_{r\alpha+1}, \dots, \\ &\quad Q_{rm}, K_1, \dots, K_R, \theta_1, \dots, \theta_R), \end{aligned} \right\} \quad (9)$$

где в узлах $i = 1, \dots, \alpha$ напряжения выбраны в качестве независимых параметров; в качестве новых зависимых параметров выбраны $Q_{ri}, \dots, Q_{r\alpha}$, хотя принципиально возможен их выбор и из состава реактивных мощностей $Q_{r\alpha+1}, \dots, Q_{rm}$.

При новом составе компонент вектора Y существуют и новые неявные функции $\pi(Y)$ и $q(Y)$. Уравнения (6) и (7) также являются правильными, однако при этом $Q_{r2}, \dots, Q_{r\alpha}$ являются зависимыми от Y параметрами $Q_{r2}(Y), \dots, Q_{r\alpha}(Y)$. Аналогично, как при прежнем составе компонент вектора Y (5), можно составить на основе метода неопределенных множителей Лагранжа уравнения оптимального режима для указанных выше трех случаев в зависимости от соблюдения или несоблюдения

условия $\frac{\partial T_i}{\partial Q_{ri}} = 0$ и фиксации или нефиксации Q_{ri} . При этом

можно обнаружить, что для первого и третьего случаев соответственно формулы И. М. Марковича и А. Г. Москаleva являются непригодными, так как они не учитывают зависимостей $Q_{r2}(Y), \dots, Q_{r\alpha}(Y)$. В то же время для второго случая формулы (8) являются пригодными, так как при их выводе не требуется применять второго дополнительного условия (7). Естественно, частные производные $\frac{\partial \pi}{\partial P_{ri}}$ и $\frac{\partial \pi}{\partial Q_{ri}}$ необходимо вычислить при новом составе компонент вектора Y . Именно в этом смысле можно согласиться с В. М. Горнштейном, что уравнения (8) являются более общими, чем соответствующие уравнения оптимального режима И. М. Марковича [Л. 9] и А. Г. Москаleva [Л. 1].

Однако недостаток соответствующих работ В. М. Горнштейна заключается в том, что в них нет достаточно четкой постановки классической задачи оптимизации сложной электротехнической системы при условии, что векторы X и Y имеют вид, указанный в уравнениях (9). В частности, не приводятся все необходимые ограничения в форме уравнений стационарного режима сложной электрической системы, не показано четко на основе этих уравнений, какие параметры режима выбраны в качестве независимых и какие — в качестве зависимых параметров, представляемых как неявные функции выбранных независимых переменных, и для достаточно общего случая нигде не приводится методика вычисления построенной неявной функции и ее частных производных, которые необходимо

для при нахождении частных производных $\frac{\partial \pi}{\partial P_{ri}}$ и $\frac{\partial \pi}{\partial Q_{ri}}$.

Кроме того, существуют ситуации, когда количество фиксируемых параметров, например напряжений генерирующих и нагрузочных узлов, будет больше числа электростанций и регулируемых коэффициентов трансформации. Тогда в качестве зависимых переменных необходимо выбрать более

одной генерируемой активной мощности. При этом условия оптимальности (8) являются уже неверными. Поэтому эти условия даже при $\frac{\partial T_i}{\partial Q_{ri}} = 0$ для всех ТЭС в зависимости от числа и характера фиксируемых параметров имеют ограниченную область применения, хотя она и значительно шире, чем для условий оптимальности, выведенных И. М. Марковичем и А. Г. Москалевым.

Очевидно, именно эта нечеткость была одной из причин, которая приводила к неправильному истолкованию уравнений (8) некоторыми специалистами и, в частности, А. Г. Москалевым, который в [Л. 5] считает неверным применение уравнений (8) при фиксированных напряжениях части узлов. Поэтому в [Л. 5] он пытается доказать обратное, однако это доказательство не имеет никакого отношения к случаю, когда π и q строятся как неявные функции Y , компонентами которого являются и некоторые напряжения уравнений (9). Экспериментальное исследование зависимости Q_{ri} от P_{ri} при $U_i = \text{пост.}$ в [Л. 2] имеет прямое отношение к условиям применения уравнений (8) при фиксированных напряжениях.

В [Л. 5] для учета ограничений по фиксированным напряжениям при векторе Y , определяемом уравнением (5), предполагается по существу ввести дополнительные условия

$$\left. \begin{aligned} w_i &= U_i(Y) - U_{i3} = 0, \\ i &= 2, \dots, \alpha \end{aligned} \right\} \quad (10)$$

паряду с условиями (6) и (7) при составлении уравнений оптимального режима методом неопределенных множителей Лагранжа.

Здесь необходимо отметить следующее. Предложенный способ является строгим и позволяет решить задачу при $\frac{\partial T_i}{\partial Q_{ri}} \neq 0$ ($i = 1, \dots, M''$). Аналогичный способ учета ограничений по напряжениям предлагается И. М. Марковичем в [Л. 11] при минимизации потерь активной мощности, где Y соответствует (5). Рассмотренный способ является равнозначным способу, который был приведен выше и которому соответствуют уравнения (8) при Y , определяемом выражением (9), если $\frac{\partial T_i}{\partial Q_{ri}} = 0$ ($i = 1, \dots, M''$).

Таким образом, в [Л. 1] оригинальным по сравнению с [Л. 9] является учет зависимости T_i от Q_{ri} ($i = 1, \dots, M''$) при оптимизации распределения активных и реактивных мощностей. Однако полученные А. Г. Москалевым в [Л. 1] формулы не обеспечивают учета ограничений по напряжениям в узлах системы, на что он и не претендует.

В связи с вышеизложенным необходимо отметить следующее:

а) Составление уравнений Лагранжа для учета тех или других новых ограничений является элементарной задачей, которую нельзя считать серьезным достижением. Трудность, особенно на современном этапе, заключается не в том, как составить те или другие условия, а в том, как наиболее обоснованно поставить задачу, как построить наиболее эффективный метод и алгоритм для получения окончательного численного решения с анализом целесообразности учета тех или других ограничений.

б) Аналогичный подход с применением метода неопределенных множителей Лагранжа к составлению классических условий оптимальности был изложен несколько лет назад в ряде работ. В частности, в [Л. 7] приводилась методика составления классических условий оптимальности на основе применения точных уравнений стационарного режима электрической системы при условии фиксации любых переменных без применения метода неопределенных множителей Лагранжа. Там же была рассмотрена методика вычисления всех необходимых частных производных и решения соответствующих уравнений оптимального режима.

4. В [Л. 5] рассматривается на основе метода неопределенных множителей Лагранжа не только учет ограничений при фиксации напряжений, представляемых как функции вектора Y , т. е. $U_i(Y)$, но и учет ограничений при фиксации любых составляющих вектора X , например токов. Кроме того, в [Л. 5] этот метод развивается дальше в новый метод нелинейного программирования, который позволяет учесть и ограничения в форме неравенств.

Однако этот новый метод изложен в [Л. 5] чрезвычайно кратко, нечетко и касается частного примера. Поэтому для читателя нет ясности в том, что автор рассматривает задачу нелинейного программирования, нет ясности в формулировках условий оптимальности на основе теоремы Куна-Такера и в изложении идеи метода решения, особенно при дискретном времени на ЦВМ.

Полученные в [Л. 5] условия оптимальности режима рассматриваются в этой работе как обоснованные, а все существующие условия, в частности в форме равенства относительных приростов [см. формулу (8)], считаются ошибочными, не позволяющими дать стройного математического решения при наличии вышеуказанных ограничений в форме неравенств. О применении метода относительных приростов мы уже говорили впп. 2 и 3 настоящей статьи. Относительно же решения поставленной задачи как задачи нелинейного программирования отметим, что в течение последних лет в ряде работ были даны не только общие условия оптимальности, но и конкретные методы и алгоритмы численного решения поставленной задачи [Л. 6, 12 и 13].

Поэтому А. Г. Москалев неправ, когда он говорит об ошибочности всех существующих работ. Наоборот, ему следовало бы указать, что он предлагает только другой путь решения, преимущества которого еще требуют доказательства и исследования. Наконец, нужно отметить, что предложенный А. Г. Москалевым в его ответе новый метод не имеет отношения к дискуссии по статье [Л. 1].

5. В [Л. 2] В. М. Гориштейн правильно отмечает, что необходимо четко понимать, при каких условиях являются пригодными те или другие уравнения оптимального режима. Иначе можно совершить грубые ошибки, которые уже обсуждались во время недавней дискуссии [Л. 14]. Такая ошибка имеется и в [Л. 4], где формулы И. М. Марковича используются для анализа оптимального режима при фиксированных напряжениях узлов. Естественно, все выводы, сделанные на базе ошибочного применения этих формул, являются по крайней мере сомнительными.

6. В своем ответе А. Г. Москалев признает ошибку, допущенную им при доказательстве равенства нулю выражения A в знаменателе уравнений (13) и (14) (см. [Л. 1]). Такое упрощение уравнений оптимального режима возможно только для однородных сетей. Однако А. Г. Москалев прав, когда в [Л. 5] не соглашается с замечанием, имеющимся в [Л. 3], о том, что из-за этой ошибки формулы (19)–(28) статьи [Л. 1] неверны.

7. В [Л. 1] выводятся выражения формул потерь активной и реактивной мощностей, а также частных производных $\frac{\partial \pi_i}{\partial P_r}$, $\frac{\partial \pi}{\partial Q_{ri}}$, $\frac{\partial q}{\partial P_{ri}}$ и $\frac{\partial q}{\partial Q_{ri}}$ при допущении независимости векторов напряжения \dot{U}_i ($i = 2, \dots, M$) от генерируемых мощностей.

Основная идея вывода этих выражений встречалась уже в ряде зарубежных и советских работ, например в [Л. 15–20], где приводилась, однако, только формула потерь активной мощности в функции от генерируемых активных мощностей (за исключением [Л. 18 и 20]). К сожалению, полученные выражения используются в [Л. 1] при предположениях, которые, как отмечает В. М. Гориштейн в [Л. 2], практически являются правильными только для частного случая, когда взаимные углы между векторами напряжения равны нулю. При этих условиях в [Л. 1] развивается метод Н. А. Мельникова [Л. 21] по приближенному определению частных производных $\frac{\partial \pi}{\partial P_{ri}}$ на основе измерения вектора потерь напряжения

относительно базисного узла. Однако допущения, на которых базируются приближенные выражения частных производных потерь активной и реактивной мощностей, а также погрешности измерения позволяют применить такой способ только в частных случаях концентрированных и однородных сетей.

8. А. Г. Москалев неправ, утверждая в [Л. 1], что для радиальной сети соблюдение условия

$$\frac{1}{1 - \sigma_{\Sigma}} = \prod_{k=1}^m \frac{1}{1 - \sigma_k} \quad (11)$$

ошибочно, тем более на основе формулы (18) в [Л. 1]. Соотношение (11) является приближенным, так как в нем не учитывается влияние изменений реактивной мощности и напряжения в начале каждого участка, вызванных изменением активной мощности в начале предшествующего участка.

В [Л. 5] А. Г. Москалев прав, когда он соотношение

$$\prod_{k=1}^m \frac{1}{1 - \sigma_k} = \frac{1}{1 - \sum_{k=1}^m \sigma_k} \quad (12)$$

называет нестрогим, хотя оно имеет определенную область применения. Однако В. М. Гориштейн не приводит эту формулу в [Л. 2] и, таким образом, не касается ее точности. Кроме того, это соотношение не приводилось и в [Л. 1]. Поэтому вопрос о точности соотношения (12) не касается дискуссии по статье А. Г. Москалева.

9. Необходимо согласиться с рядом мелких замечаний, приведенных авторами откликов [Л. 2 и 3] по поводу статьи [Л. 1]. Положение о том, что воздействием на впуск энергоснабжителя и возбуждение можно в основном добиваться соблюдения уравнений оптимального распределения активных и реактивных мощностей, как верно указано в [Л. 3], не является новым. Правильно указывается в [Л. 2], что прием учета потребляемой активной мощности синхронных компенсаторов в [Л. 1] неудачен. И совершенно справедливо, что соотношения между коэффициентами распределения токов для однородной сети ведут к таким же приближенным соотношениям между коэффициентами распределения мощностей [Л. 3].

Выводы. 1. Статья А. Г. Москалева [Л. 1] вызвала отрицательные отклики не случайно. По нашему мнению, это обусловлено прежде всего тем, что при многообещающем заголовке статьи и широкой постановке задачи автор в основном изложил уже известное решение, без учета каких-либо новых ограничений по сравнению с прежними работами.

2. Ряд замечаний, имеющихся в откликах на статью А. Г. Москалева, вызван нечеткостью и неточностью некоторых формулировок и математических выкладок, приведенных в ней.

3. Проведенная дискуссия оказалась полезной, главным образом, с точки зрения уточнения области применения разных существующих классических условий оптимальности режима энергетических систем. Кроме того, уточнился ряд более мелких дискуссионных вопросов. Однако дискуссия выявила и некоторые серьезные недостатки, как например, отсутствие достаточной четкости в математических постановках задачи, чрезмерное внимание к составлению классических условий оптимальности режима.

В заключение следует еще раз подчеркнуть, что в настоящее время главным направлением при решении задачи оптимизации режимов энергетических систем является не только выработка обоснованного математического описания задачи оптимизации, но и разработка конкретных алгоритмов на основе применения и развития современных математических методов оптимизации, в частности методов нелинейного и динамического программирования, которые позволяют решить эту задачу комплексно, с учетом всех ограничений.

Л и т е р а т у р а

1. Москалев А. Г., Теоретические основы экономически навыгоднейшего распределения активных и реактивных нагрузок в автоматизированной энергосистеме, «Электричество», 1963, № 12.
2. Гориштейн В. М., Дискуссия, «Электричество», 1965, № 8.
3. Холмский В. Г., Богословский А. В., Холмский Д. В. и Ципцюра Р. Д., Дискуссия, «Электричество», 1965, № 8.
4. Павлов Г. М., Дискуссия, «Электричество», 1965, № 8.
5. Москалев А. Г., Дискуссия, «Электричество», 1965, № 8.
6. Крумм Л. А., Градиентный метод оптимизации режима объединенных энергосистем, «Электричество», 1963, № 5.

СОВЕТСКИЙ ШЕЛЛАК

Шеллак — ценный природный полимер, высокомолекулярное органическое соединение. Несмотря на большие успехи мировой химии, шеллак используется наравне с новейшими синтетическими пластиками и во многом превосходит их по своим свойствам.

В настоящее время все индустриально развитые страны — СССР, США, ФРГ, Франция, Англия, Япония и другие — ввозят шеллак из Индии, которая ежегодно экспортирует свыше 40 тыс. т этого ценнейшего лака.

Шеллак является продуктом жизнедеятельности насекомых. Но большинству инженерно-технических работников неизвестно, что этот вид лака производят лаковые червецы, поселяющиеся на молодых ветках определенных растений, называемых «растениями-хозяевами». Это — единственный вид натурального лака не растительного, а животного происхождения. Он представляет собой жировое вещество, в основном состоящее из лактона триоксипальмитиновой кислоты, и находит широкое применение в электротехнической, оптико-механической, лакокрасочной, мебельной, слюдяной и в целом ряде других отраслей промышленности. К сожалению, дороговизна этого импортного продукта резко сужает границы его применения.

В последние годы Академией наук СССР были проведены удачные опыты по использованию лаковых насекомых с целью получения в СССР отечественного натурального шеллака. Исследованиями Ботанического института АН СССР в Ленинграде, проведеными совместно с Сухумской и Азербайджанской опытными станциями, подтверждена возможность организации отечественного производства лака. Для этого можно использовать некоторые дикорастущие растения южных районов СССР.

Качество советского шеллака, прошедшего промышленные испытания, оказалось не уступающим индийскому, а по некоторым свойствам и превосходящим его (см. таблицу).

Советский шеллак имеет более высокие йодные числа, что указывает на повышенное содержание ненасыщенных соединений, а числа омыления значительно меньше, чем у индийских образцов, что свидетельствуют о лучшем качестве советского лака.

Формовочный миканит, изготовленный на основе отечественного шеллака по kleящей способности, способности формирования в фасонные изделия простой и сложной конфигурации и влагостойкости не уступает импортному и отвечает требованиям ГОСТ 6122-60.

7. Крумм Л. А., Использование, трудоемкость и автоматизация вычислительного процесса метода расчета стационарных режимов электрических систем с учетом статических характеристик нагрузок и генераторов при автоматическом регулировании частоты, напряжения и мощности, Труды Таллинского политехнического института, 1957, № 126.

8. Горишней В. М., Наи выгоднейшее распределение нагрузки между параллельно работающими электростанциями, Госэнергоиздат, 1949.

9. Маркович И. М., Электрические системы и их режимы, Госэнергоиздат, 1952.

10. Москалев А. Г., Принцип экономически наивыгоднейшего распределения нагрузок и построения системы автоматического регулирования напряжения и реактивной мощности в энергосистемах, сб. «Доклады на Всесоюзной конференции по качеству напряжения и его регулированию в электрических сетях и системах», М., 1961.

11. Маркович И. М., Режимы энергетических систем, Госэнергоиздат, 1963.

12. Sargentier M. J., Siraux I., L'optimisation de la production à l'électricité de France. Nouvelles méthodes de calcul et Implantation d'un Calculateur Numérique au Dispatching Central. Bulletin de la Société Française des Électriciens, 1963, № 39.

13. Крумм Л. А., Обобщение градиентного метода

Некоторые сравнительные свойства советского шеллака

Место получения	Йодное число (по Винсу)	Кислотное число (из KOH)	Число омыления (из KOH)	n_{D}^{20}	d_{10}	Молекулярный вес
Грузия . . .	35—38	62—66	112—214	1,488—1,521	0,8—1,4	900
Азербайджан . . .	29—38	58—68	112—120	1,476—1,516	0,8—1,2	1 400
Индия . . .	14—18	60—65	230—261	1,503	1,2	870

Исследования, проведенные в оптико-механической промышленности, показали, что наш лак при меньшей упругой деформации значительно тверже индийского, обладает более высокой производительностью полировки и т. д.

Запасы растений-хозяев вполне достаточны для получения ежегодно нескольких тысяч тонн лака только в Грузинской и Азербайджанской ССР. По предварительным расчетам, его стоимость при массовом производстве будет очень небольшой (менее одного рубля за килограмм); он сможет найти применение, в первую очередь, в электротехнике, электронике, а также и в других отраслях промышленности.

В настоящее время актуальным является вопрос об организации широких опытно-промышленных испытаний и о создании самого производства лака. Однако внедрение в производство встречает определенные затруднения, которые неоднократно долго тормозят развитие нового дела. Главное из них — отсутствие решения о том, какое же ведомство будет «хозяином» производства шеллака. В связи с этим опытные станции начинают испытывать трудности в исследовательской работе из-за отсутствия оборудования, кадров. С нашей точки зрения, таким хозяином должно быть Министерство сельского хозяйства СССР; потребители же давно определены. Чем скорее будет решен этот вопрос, тем скорее наша промышленность получит дешевый ценный продукт.

Доктор биологических наук **Н. И. Шарапов** и **А. М. Лебедева**

Ботанический институт им. В. Л. Комарова АН СССР

оптимизация режима объединенных энергосистем, Изв. АН СССР, Энергетика и транспорт, 1965, № 3.

14. Гончаренко А. С., Курзанов А. Н., Руденко Ю. Н. и Соловьев С. А., Определение оптимальных режимов энергосистем, «Электричество», 1964, № 8.

15. George E. E., Intrasystem transmission losses, Transactions of AIEE, vol. 62, 1943, March, p. 153—158.

16. Kron G., Tensorial analysis of integrated transmission systems. Part I. The six basis reference frames, AIEE Transactions, vol. 70, pt III, 1951, p. 1239—1246.

17. Ваегер H., Optimaler Verbundbetrieb. Archiv für Elektrotechnik, H. I, 1955.

18. Fischer Marvin J., Power System Economic Load Allocation Using a New Equation for Transmission Losses, Power Apparatus and Systems, 1960, № 49.

19. Чачатрян В. С., Методика расчета потерь мощности в сетях энергосистем, Изв. АН Армянской ССР, Серия техн. наук, т. 15, 1962, № 1.

20. Маркович И. М., Общая формула потерь мощности в сетях и вычисление удельных приростов потерь, «Электричество», 1962, № 4.

21. Мельников Н. А., Учет потерь в сети при определении наивыгоднейшего режима энергосистемы, «Электричество», 1960, № 2.

22. Холмский В. Г., Применение регулируемых трансформаторов в электрических сетях, Госэнергоиздат, 1950.

О СТАТИСТИЧЕСКИХ МЕТОДАХ РАСЧЕТА И ИССЛЕДОВАНИЯ ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ НАГРУЗОК ПРОМЫШЛЕННЫХ СЕТЕЙ

(По поводу заметки С. Е. Кузина, «Электричество», 1963, № 12)

В заметке С. Е. Кузина сделаны предложения и дополнения к статье Б. В. Гнеденко и Б. С. Мешеля, опубликованной в журнале «Электричество» № 2 за 1961 г.

Эти предложения нельзя признать полезными. Наоборот, если их принять, они сведут на нет важные результаты, полученные в упомянутой статье. В этой статье ставится совершенно четкая задача — определение расчетной нагревающей нагрузки по заданной ее вероятности.

Такую совершенно правильную и единственную возможную постановку вопроса С. Е. Кузин своей заметкой снимает. Он, во-первых, предлагает определять квадрат максимального отклонения от среднего значения суммы нагрузок как сумму квадратов таких отклонений слагаемых. При этом не учитывается, что найденные из отдельных выборок отклонения слагаемых — это случайные величины, имеющие разные и заранее не известные вероятности.

При таких условиях теорема о сложении дисперсий не может быть использована для сложения квадратов отклонений. Следовательно, это первое предложение С. Е. Кузина ошибочно.

Допуская эту ошибку, С. Е. Кузин одновременно снимает вопрос о вероятности расчетной нагрузки, т. е. отбрасывает само существо поставленной и решенной в статье Б. В. Гнеденко и Б. С. Мешеля задачи.

Во второй части заметки автор предлагает метод определения максимальной нагрузки тяговой подстанции электрифицированной железной дороги.

В связи с этим следует прежде всего обратить внимание на то, что в заметке не сформулирована постановка задачи. И поэтому в ней отсутствует определенная направленность в дальнейших выкладках и имеются необоснованные допущения.

При вероятностном подходе, в зависимости от типа решаемой задачи, термин «максимальная нагрузка» будет иметь различные значения. Поэтому, не поставив конкретную задачу, нельзя говорить о расчете максимальной нагрузки.

В некоторых случаях важно знать повторяемость превышения заданного уровня нагрузки. При этом максимальная нагрузка определяется как такая нагрузка, число случаев превышения которой за некоторый интервал времени будет с заданной вероятностью меньше допустимого.

Ни этого, ни какого-либо другого определения максимальной нагрузки С. Е. Кузин не дает.

Все дальнейшие выводы в его заметке базируются на предположении, что вероятности максимальных нагрузок линии равны вероятности максимальной нагрузки подстанции. Это предположение не только необоснованно, но и совершенно неизвестно.

С вероятностной точки зрения максимальную нагрузку нельзя считать какой-то определенной величиной; она является функцией вероятности, которая задается с учетом требуемой степени надежности работы рассчитываемого сооружения. Поэтому непонятно, что имеет в виду С. Е. Кузин, когда говорит о максимальной нагрузке линии. Если речь идет о наибольшей из возможных нагрузок, то вероятность ее при любом понимании равна нулю. Во всех остальных случаях для определения максимальной нагрузки надо задаться ее вероятностью, от чего С. Е. Кузин как раз и отказывается.

По нашему мнению, заметка С. Е. Кузина не только не развивает идеи, выдвинутые в статье Б. В. Гнеденко и Б. С. Мешеля, но, наоборот, запутывает четкую постановку вопроса, данную в этой статье.

Канд. техн. наук Г. Г. Марквардт



ОТ РЕДАКЦИИ

Редакционная коллегия напоминает всем авторам, что журнал «Электричество» является научным электротехническим журналом широкого профиля, рассчитанным на читателей различных электротехнических специальностей. Поэтому статьи, помещаемые в журнале, одними читателями изучаются во всех деталях, а другими просматриваются с целью получить общее представление об основном содержании статьи. Для того, чтобы облегчить работу читателя с журналом, редакционная коллегия рекомендует авторам придерживаться следующей структуры статей:

1. Краткое изложение состояния рассматриваемого вопроса и постановка задачи, решаемой в настоящей статье.
2. Метод решения задачи и принятые допущения.

3. Основное содержание статьи — физическая сущность, исходные и конечные математические выражения, — эксперименты и расчеты, примеры, иллюстрации.

4. Обсуждение полученных результатов и сопоставление с известными ранее.

5. Выводы и рекомендации.

6. Приложения: доказательства использованных в статье положений, математические выкладки и преобразования.

7. Список литературы.

В дальнейшем, при рассмотрении статей, редакционная коллегия будет обращать внимание не только на научное содержание, но и на их структуру.

ВСЕСОЮЗНЫЙ СИМПОЗИУМ ПО ТЕМАТИЧЕСКОМУ ПАТЕНТНО-ИНФОРМАЦИОННОМУ ПОИСКУ

29 августа 1966 г. начнет свою работу Всесоюзный Симпозиум по тематическому патентно-информационному поиску.

Симпозиум обсудит и примет решения по следующей группе вопросов:

I. Система поиска.

II. Классификатор понятий.

III. Отбор и кодирование патентных описаний.

IV. Определение тенденции научно-технического прогресса и уровня мировой техники.

V. Опыт использования сборников закодированных патентных описаний для создания узкоотраслевого патентного фонда.

Оргкомитет Симпозиума: Москва, Г-59, Бережковская наб., д. 24, комн. 82 (тел. Г 3-75-47).

НАУЧНО-ТЕХНИЧЕСКОЕ СОВЕЩАНИЕ «ОПЫТ ЭКСПЛУАТАЦИИ УСТРОЙСТВ РЕЛЕЙНОЙ ЗАЩИТЫ И ЭЛЕКТРОАВТОМАТИКИ»

В директивах XXIII съезда КПСС намечены пути развития советской энергетики. Основной ввод в действие новых мощностей на тепловых электростанциях будет осуществляться за счет крупных энергетических блоков мощностью 300 Мвт. Будут введены в эксплуатацию блоки 500 и 800 Мвт. Наличие большого количества крупных блоков в энергосистемах, увеличение мощностей, передаваемых по линиям электропередачи, значительно повышает требования к релейной защите и электроавтоматике. В связи с этим представляет интерес проходившее с 11 до 15 апреля с. г. в Туле научно-техническое совещание, организаторами которого были ОДУ ЕЭС европейской части СССР, ТулНТОЭП и Тулэнерго. В работе совещания приняло участие большое количество работников центральных служб релейной защиты многих энергосистем и местных служб почти всех основных электростанций, где установлены крупные блоки, представители ведущих научно-исследовательских и проектных институтов, работники заводов, производящих релейную аппаратуру. Совещание уделило внимание в основном двум вопросам:

а) эксплуатации устройств релейной защиты и электроавтоматики блоков 150—300 Мвт;

б) освоению опытных лабораторных и промышленных образцов устройств релейной защиты и электроавтоматики, использующих полупроводниковые приборы и магнитоэлектрические реле.

Совещание открылось вступительным словом главного инженера Тулэнерго В. А. Крыжановского.

Доклады В. М. Зятина, О. П. Махарадзе, И. Р. Таубеса (Тулэнерго), У. К. Курбаналиева, Е. С. Юрова (Калининэнерго), В. Н. Пеклера (Челябинскэнерго), Н. М. Фомина (ДнепроЭнерго), В. В. Сиелькина, А. Г. Хакимова (Татэнерго) и др. были посвящены опыту эксплуатации релейной защиты мощных блоков.

В докладах отмечалось, что в энергосистемах был принят ряд решений по изменению проектных схем релейной защиты и реконструкции аппаратуры. В частности, были рассмотрены вопросы реконструкции защиты от перегрузки токами обратной последовательности с реле РТФ-2 и РТФ-3 и защит трансформаторов собственного расхода.

В докладе тульских релейщиков указывалось, что на одной из станций системы установлена защита мощных генераторов от сверхтоков обратной последовательности конструкции ВНИИЭ. С докладом об этой защите выступил М. А. Федосеев. Он отметил, что в последнее время на генераторах и блоках генератор — трансформатор средней и большой мощности в качестве резервной защиты от сверхтоков применяется токовая защита обратной последовательности с независимой выдержкой времени. Однако с внедрением в эксплуатацию новых типов турбогенераторов с непосредственным охлаждением обмоток указанная защита перестала отвечать всем предъявляемым требованиям. Поэтому появилась необходимость в разработке специальной защиты от перегрузки генераторов токами обратной последовательности. Аналогичная защита разработана и в институте Энергосетьпроект, о чем говорил в своем докладе Е. В. Лысенко. Принципиальное отличие этих двух конструкций заключается в способе получения характеристики времени срабатывания защиты. Если в защите ВНИИЭ для получения этой характеристики применяются магнитные элементы с прямоугольной петлей гистерезиса и полупроводниковые приборы, то в защите Энергосетьпроекта для этой же цели используется контур РС, т. е. принцип зарядки конденсатора через активное сопротивление. В докладе В. Н. Вавина (ТЭП) были изложены рекомендации по реконструкции токовой защиты обратной последовательности мощных турбогенераторов, предложенные в эксплуатационном циркуляре Э-11/65 технического управления по

эксплуатации энергосистем Министерства энергетики и электрификации СССР.

В последние годы все больше и больше устройств релейной защиты выполняется с использованием полупроводниковых приборов и магнитоэлектрических реле. Данному вопросу, помимо рассмотренных выше докладов М. А. Федосеева и Е. В. Лысенко, на совещании был посвящен еще целый ряд других докладов. О новых разработках в этой области рассказали представители института Энергосетьпроект.

Т. В. Смирнова в своем докладе «Комплектная защита на полупроводниковых приборах для блоков генератор — трансформатор» отметила, что эта защита выполнена с учетом современных требований и использованием ряда новых принципов. В частности, продольная дифференциальная защита трансформатора осуществлена с торможением от апериодических составляющих токов, выделенных с помощью специальных фильтров. Торможение выполнено не пофазным, а общим, что исключает ложное действие защиты в переходном режиме на той из фаз, где отсутствует бросок апериодической составляющей тока. Весь комплект защит блока собран в одном кожухе. Доклады М. Ф. Федоровой и В. Л. Каццева были посвящены дистанционным защитам с использованием магнитоэлектрических реле для сетей с малыми токами замыкания на землю и для сетей 110—330 кв. В обоих докладах подчеркивалось, что выпускаемые в настоящее время дистанционные защиты типов ПЗ-152 (153) и ПЗ-158 (159) в ряде случаев не удовлетворяют предъявляемым к ним требованиям, с точки зрения чувствительности, быстродействия, потребления и т. п. Использование магнитоэлектрических реле взамен индукционных систем, сложных в настройке и малопадежных в эксплуатации, позволило разработать защиты с лучшими параметрами и вполне конкурентоспособные с зарубежными образцами.

Опыт эксплуатации устройств релейной защиты и автоматики, выполненных с использованием полупроводников и магнитоэлектрических реле, был рассмотрен в докладах представителей энергосистем: В. А. Ежова, Г. Г. Иващенко (Тулэнерго), К. Г. Бакалинского (Челябинскэнерго), Г. Э. Линта (Куйбышевэнерго), В. И. Пунтуса (Волжская ГЭС им. В. И. Ленина), Н. М. Фомина (ДнепроЭнерго) и др. Некоторые итоги наладки и эксплуатации устройств релейной защиты, выполненных с использованием полупроводников и магнитоэлектрических реле, были подведены В. И. Иоэльсоном (ОРГРЭС). Все докладчики, выступавшие по опыту эксплуатации релейных защит, выполненных с использованием полупроводников и магнитоэлектрических реле, дали в целом положительную оценку этим защитам.

В настоящее время в схемах устройств релейной защиты и автоматики начинают применяться бесконтактные логические элементы. Некоторые схемы, основанные на применении этих элементов, были разобраны в докладе Л. Д. Паперно «Устройства сигнализации действия релейной защиты и автоматики на бесконтактных логических элементах». Докладчик рассказал, что в проблемной лаборатории Рижского политехнического института разработаны элементы индивидуальной световой сигнализации на тиатроне с холодным катодом типа МТХ-90. По своим функциям это устройство аналогично реле РУ-21. Разработана также схема звуковой сигнализации на транзисторах. Л. Д. Паперно предложил использовать разработанные элементы в бесконтактных устройствах релейной защиты и автоматики.

Следует отметить, что работа релейных лабораторий энергосистем, научно-исследовательских институтов и вузов страны была довольно широко освещена на совещании. В лабораториях за последние годы разработаны многочисленные новые устройства, обеспечивающие повышение уровня автоматизации

и надежности работы энергосистем: газовое реле РГЧ, автоматические регуляторы возбуждения для синхронных компенсаторов, автоматические регистраторы сигналов, автоматические регуляторы напряжения для трансформаторов, устройства автоматического контроля исправности высокочастотных каналов и т. д.

В докладе В. Д. Соколика были названы четыре новые разработки центральной лаборатории Тулэнерго: устройство отбора напряжения от гирлянд изоляторов ЛЭП, устройство контроля цепей напряжения УКН-64, схема автоматического запуска осциллографа Н-13 и дифференциально-фазная защита трансформатора.

Разработке, внедрению и опыту эксплуатации дифференциально-фазных защит шин высшего напряжения в Белорусской энергосистеме посвятил свой доклад Л. И. Соколик (Главное управление энергетики и электрификации при Совете Министров БССР).

Со схемой дифференциальной защиты с торможением для сборных шин 110—220 кв познакомил участников совещания Г. Т. Грек (релейная лаборатория Энергосетьпроекта). Кстати сказать, эта защита получила высокую оценку со стороны представителя Челябинского, где она находится в опытной эксплуатации.

Отдельная группа докладов была посвящена вопросам автоматического регулирования и противоаварийной автоматики в энергосистемах.

Основные требования к работе систем регулирования мощных блоков котел — турбина при переходных процессах в энергосистеме сформулировал Б. И. Иофьев (Энергосетьпроект).

Анализ работы системы регулирования турбины К-300-240, оборудованной электроприставкой, был сделан в докладе К. М. Тимофеевой (ВНИИЭ) и Л. М. Чекаловец (Энергосетьпроект). Как выяснилось, электроприставки, применяемые для уменьшения наброса оборотов турбины при отключении генератора от сети, могут неправильно действовать при коротких замыканиях и качаниях в энергосистеме. С другой стороны, реконструированные электроприставки можно использовать для повышения пределов статической и динамической устойчивости. Исследованию этого вопроса был посвящен еще один доклад, представленный на совещание Б. И. Иофьевым, Л. М. Чекаловец и Б. М. Шмелькиным (НИИПТ).

О развитии средств электроавтоматики в энергосистемах рассказали на совещании Н. Л. Израилевский и М. А. Розенбаум (Донбассэнерго) и др.

В основу доклада Э. П. Смирнова (Энергосетьпроект) «Первые итоги работы по исследованию надежности устройств релейной защиты» легли две его статьи, опубликованные в журнале «Электричество» (№ 9 за 1965 г. и № 6 за 1966 г.). Докладчик ознакомил совещание с общими положениями теории надежности и с теми особенностями техники релейной защиты, которые необходимо учитывать при разработке вопросов ее надежности.

Выступивший в прениях по этому докладу Н. А. Манов (ЛПИ) говорил о перспективах применения теории надежности в релейной защите энергетических систем.

Можно было ограничиться этим кратким сообщением о докладе Э. П. Смирнова и выступлении Н. А. Манова, если бы не одно обстоятельство, на котором нам хочется остановиться особо. Как известно, вопросу надежности работы устройств, в том числе и устройств релейной защиты, уделяется сейчас очень большое внимание. На промышленных предприятиях и в научно-исследовательских институтах создаются специальные «службы надежности», которые должны глубоко и всесторонне прорабатывать этот вопрос. Однако если говорить конкретно о релейной защите, то, как показало совещание, работники центральных и местных служб РЭ пока еще не проявляют должного интереса к теории надежности, считая ее какой-то «отвлеченной наукой». Справедливости ради надо сказать, что и научные работники, разрабатывающие теорию надежности работы устройств релейной защиты, до сих пор не дали каких-либо практических рекомендаций в этой области. Поэтому как отрадный факт следует считать то, что совещание в своем решении специально обратило внимание релейщиков страны на необходимость планомерного сбора таких статистических данных о работе устройств релейной защиты и электроавтоматики, которые способствовали бы практическому применению теории надежности.

Помимо перечисленных докладов, посвященных, как правило, узким специальным вопросам, участники совещания прислушали и целый ряд докладов, охватывающих широкий круг проблем. Так, опытом работы центральных служб защиты погорелись Н. В. Виноградов (Мосэнерго), Д. М. Нестеров (Тулэнерго), В. Д. Панин (Челябинскэнерго). Интересный доклад об анализе аварий, связанных с работой устройств релейной защиты и автоматики, сделал М. И. Сулимова (ОРГРЭС). С большим вниманием участники совещания прислушали доклады Н. П. Симакина (ОДУ ЕЭС) о перспективах развития Единой энергетической системы европейской части СССР и Л. С. Линдорфа (ВНИИЭ) об эксплуатационных характеристиках современных мощных турбогенераторов.

Кроме того, на совещании выступили: Ю. Г. Назаров (ВНИИЭ), который сделал доклад на тему «Защита от замыкания обмотки ротора синхронной машины на корпус в одной точке», Р. Р. Ибрагимов (Министерство энергетики и электрификации Узбекской ССР), С. И. Фейгин (ОРГРЭС) и др.

В работе совещания принимали участие главный специалист Министерства энергетики и электрификации СССР Е. Д. Зейлидзин и зам. начальника центральной службы ОДУ ЕЭС европейской части СССР В. А. Семенов.

В решении научно-технического совещания по релейной защите намечен ряд конкретных мер по устранению имеющихся недостатков. В частности, обращено серьезное внимание на неудовлетворительное качество релейной аппаратуры, выпускаемой некоторыми нашими заводами.

В заключение следует отметить прекрасную организацию совещания, отличавшегося деловитостью и четкостью, в чем прежде всего «повинин» работники центральной службы защиты Тулэнерго О. П. Махарадзе, В. А. Ежов, Ю. Кучера, И. Р. Таубес и др.

А. З. Ставицкий

УДК 621.3(043)

ДИССЕРТАЦИИ¹ НА СОИСКАНИЕ УЧЕНОЙ СТЕПЕНИ КАНДИДАТА ТЕХНИЧЕСКИХ НАУК

Сибирское отделение АН СССР

Д. Г. Левченко защитил 15 июня 1964 г. диссертацию на тему «Анализ двухчастотной индуктивной электроразведочной аппаратуры». Официальные оппоненты: д. т. н. Ю. В. Якубовский и проф. Л. Ф. Кулаковский.

Основной задачей диссертации является рассмотрение принципов построения и анализ погрешностей двухчастотной аппаратуры, анализ основных ее элементов и создание методики их расчета, а также разработка и экспериментальное

¹ С диссертациями можно ознакомиться в Государственной библиотеке имени Ленина и в библиотеках соответствующих институтов.

исследование в лабораторных и полевых условиях опытного макета наземной двухчастотной электроразведочной аппаратуры.

В диссертации сравниваются различные типы датчиков слабого переменного магнитного поля. Показано, что в двухчастотной электроразведочной аппаратуре целесообразно применять настроенные в резонанс индукционные датчики с ферритовыми сердечниками. Предлагается методика расчета таких датчиков ограниченных размеров с целью получения их максимальной чувствительности и добротности при заданной погрешности. Выведен ряд уравнений, связывающих различные электрические и конструктивные параметры датчика. Для выделения сигналов опорной и рабочей частот и измерения их разности предназначен двухчастотный вольтметр, который состоит из широкополосного измерительного усилителя, разделяльных цепей и дифференциального измерителя.

Параллельно с разработкой теоретических вопросов осуществлялось макетирование и экспериментальное исследование как отдельных узлов аппаратуры, так и всего комплекта в целом.

В. С. Соболев защитил 15 июня 1964 г. диссертацию на тему «Бесконтактные измерения удельного сопротивления полупроводниковых материалов методом вихревых токов». Официальные оппоненты: чл.-корр. АН СССР А. В. Ржанов и проф. Л. Ф. Кулаковский.

Автор систематизировал сведения о современных методах измерения удельного сопротивления полупроводниковых материалов. Он показал, что в большинстве случаев контактные методы можно заменить более прогрессивными бесконтактными. Им разработаны основные положения теории метода вихревых токов с применением накладного датчика для контроля неферромагнитных материалов. Получены аналитические выражения, устанавливающие связь между электрическими и геометрическими параметрами системы датчик — образец и величиной вносимых в датчик образцом сопротивлений. На основе анализа этих выражений определены оптимальные условия измерения удельного сопротивления полупроводниковых материалов и металлов, обеспечивающие максимальную чувствительность и минимальные погрешности. Автором осуществлен теоретический анализ метода проходного датчика с учетом неоднородности его поля для контроля образцов сферической формы. Полученные результаты дают возможность разработать методику измерений и соответствующие устройства для контроля удельного сопротивления гранулированных полупроводниковых материалов.

На основе проведенных исследований разработан метод бесконтактного измерения удельного сопротивления полупроводниковых материалов при помощи резонансного измерителя добротности, не требующий его предварительной градуировки. Разработан также ряд приборов для измерения, которые внедрены в производство.

**Новочеркасский политехнический институт
имени Серго Орджоникидзе**

В. В. Клейменов защитил 30 сентября 1964 г. диссертацию на тему «Исследование и расчет переходных процессов и коммутации в машинах постоянного тока при помощи электронных вычислительных машин». Официальные оппоненты: д. т. н., проф. Н. С. Сиунов и д. т. н., проф. В. А. Алехин.

Автором разработана комплексная методика исследования и расчета переходных процессов и коммутации в машинах постоянного тока при помощи электронных вычислительных машин. На основе изложенных в диссертации методов исследованы:

переходные процессы в машинах постоянного тока, работающих в системах электроприводов магистральных локомотивов;

влияние характеристик щеточного контакта на процессы коммутации в машинах постоянного тока;

влияние формы коммутирующего магнитного поля и величины щеточного перекрытия на процессы коммутации в машинах постоянного тока.

В результате проведенных исследований получены новые данные о переходных процессах и коммутации в машинах постоянного тока и даны рекомендации, принятые к промышленному использованию. Предложенные методы исследований и расчетов приняты к использованию в научно-исследовательской и проектно-конструкторской практике.

Азербайджанский институт нефти и химии имени Азизбекова

Н. Б. Мелик-Еганов защитил 28 октября 1964 г. диссертацию на тему «Рекуперативно-динамическое

торможение асинхронного электропривода буровой лебедки в процессе спуска труб при бурении нефтяных и газовых скважин». Официальные оппоненты: д. т. н., проф. Я. Б. Кадымов и к. т. н. М. Д. Эльбирт.

На основании проведенных исследований автором делается вывод о том, что параметры роторных контуров, применяемых в двигателях буровых лебедок для целей пуска, неприемлемы для целей динамического торможения при спуске труб. Им предложена методика выбора необходимых параметров роторного контура бурового двигателя по его каталожным данным. Разработана более простая по сравнению с известной методика расчета механических характеристик динамического торможения с использованием кривой намагничивания двигателей. Рассчитанные по этой методике характеристики отличаются от экспериментально построенных не более чем на 3%.

Автором разработана автоматизированная система торможения спускаемых труб, при которой в качестве тормозного устройства используется асинхронный привод буровой лебедки, работающий сначала в режиме рекуперации, а затем в режиме динамического торможения. На базе существующей схемы управления электроприводом лебедки предложена простая схема управления, обеспечивающая работу электропривода как в двигательном режиме при подъеме труб, так и в режиме рекуперативно-динамического торможения при их спуске.

Система рекуперативно-динамического торможения приводных асинхронных двигателей при спуске колонны труб является простой и экономичной и применима для буровых установок глубокого бурения с асинхронным электроприводом лебедок.

**Объединенный ученый совет отделения технических наук
АН УзССР**

Х. М. Мансуров защитил 8 июня 1963 г. диссертацию на тему «Исследование устройства нелинейного компаундирования возбуждения синхронных генераторов». Официальные оппоненты: д. т. н. А. А. Эфендизаде и доц. Б. В. Остапчук.

Было исследовано устройство силового компаундирования с нелинейной электрической цепью. Оно состоит из компаундирующего силового трансформатора, действующего через батареи конденсаторов, выпрямительное устройство и серийную обмотку возбуждения возбудителя непосредственно на обмотку возбуждения генератора. Работа устройства нелинейного компаундирования исследована аналитически с последующей экспериментальной проверкой. Выведены расчетные формулы для результирующей вольт-амперной характеристики и характеристики отдельных цепей по упрощенной схеме с учетом условий работы компаундирования.

Устройство нелинейного компаундирования было вначале собрано и испытано для упрощенной схемы системы электропередачи, состоящей из синхронного генератора и линии передачи, подключенной к приемной системе неизменного напряжения. Линию воспроизводили индуктивные катушки (средоточенными параметрами). Были рассчитаны основные характеристики системы электропередачи — зависимости мощности и напряжения генератора от угла между э. д. с. генератора и напряжением приемной системы. Эти характеристики сопоставлялись с соответствующими характеристиками, полученными экспериментально. Определялись пределы передаваемой мощности по условиям статической системы электропередачи.

Для более полного выявления эффективности системы возбуждения с устройством нелинейного компаундирования на повышение динамической устойчивости линий электропередач была проведена серия экспериментов на модели системы. Устройство нелинейного компаундирования может быть применено также в схемах компаундирования и автоматического регулирования возбуждения возбудителей.

Доц. А. С. Сергеев



ПРОФЕССОР ГРИГОРИЙ АРТЕМЬЕВИЧ СИСОЯН

(К 70-летию со дня рождения)

Исполнилось 70 лет со дня рождения заслуженного деятеля науки и техники Грузинской ССР, доктора технических наук, профессора Григория Артемьевича Сисояна.

Г. А. Сисоян окончил Московский энергетический институт в 1931 г. и был оставлен в МЭИ ассистентом на кафедре теоретических основ электротехники. Одновременно он начал работать во Всесоюзном электротехническом институте им. В. И. Ленина, где принимал участие в разработке устойчивости энергосистем.

В 1932 г. он был направлен на работу в Грузинский политехнический институт им. В. И. Ленина на кафедру теоретической и общей электротехники.

Это был период зарождения в Закавказье мощной электротермической промышленности.

Г. А. Сисоян направляет всю свою деятельность на решение основных электротехнических задач электротермии. В результате в печати появился ряд его статей по исследованию электропечей. В 1940 г. эти статьи были объединены в одну работу «Оптимальный режим мощных ферросплавных печей», за которую Г. А. Сисояну была присвоена степень кандидата технических наук. Параллельно с педагогической и научной деятельностью Г. А. Сисоян в этот период вел большую производственную работу. Он возглавлял электроинспекцию Грузэнерго и занимался вопросами экономного использования электроэнергии в промышленности.

В военные годы, когда страна ис-



пытывала нужду в ферросплавах и карбиде кальция, а снабжение Закавказья коксом было затруднено, Г. А. Сисоян занимается исследованием режимов электропечей при работе их на каменном угле. Результаты этих исследований изложены в его монографии: «Применение каменного угля при выплавке ферросилиция». Так как оптимальные режимы работы печей тесно связаны с процессами, протекающими в самой ванне печи, Г. А. Сисоян в этот же период большое внимание уделял изучению электрических процессов в самой

ванне. Эти исследования послужили материалом для издания монографии: «Электрические явления в ванне мощной руднотермической печи», за которую Г. А. Сисояну была присвоена степень доктора технических наук.

Серьезным вкладом в советскую электротермию явились опубликованные Г. А. Сисояном в 1954 и 1961 гг. монографии по горению мощной электрической дуги.

Всего за 35 лет своей научной деятельности Г. А. Сисояном опубликовано свыше 50 научных работ.

Крупный ученый и общественник— Г. А. Сисоян является одним из организаторов и участников многих созывавшихся у нас научных конференций и совещаний по электротермии.

Особенно большая заслуга Г. А. Сисояна в подготовке инженерных и научных кадров. В течение 35 лет он ведет курс теоретических основ электротехники, под его руководством обучались многочисленные научные работники Грузии и Армении. Многие из них ныне уже кандидаты и доктора наук и сами плодотворно обучаются молодежь.

Многолетняя педагогическая и научная деятельность Г. А. Сисояна получила высокую оценку. Он награжден орденом «Знак Почета» и медалями. Ему присвоено также звание заслуженного деятеля науки и техники Грузинской ССР.

Поздравляем Григория Артемьевича с 70-летием со дня его рождения и желаем ему крепкого здоровья и дальнейших творческих успехов в научной и педагогической деятельности.

Л. Г. Абелишвили, А. П. Альтгаузен, М. Ю. Байчер, Н. В. Габашвили, М. С. Дицидзе, Ю. Е. Ефромович, А. К. Котия, Г. Д. Купрадзе, И. С. Курдиани, А. В. Нетушил, Л. Е. Никольский, Ш. М. Размадзе, А. Д. Свенчанский, М. Я. Смелянский, Г. К. Ткешелашвили и др.

РЕДАКЦИОННАЯ КОЛЛЕГИЯ:

Г. И. Атабенов, В. В. Афанасьев, А. И. Бертинов, В. Г. Бирюков, Н. П. Богородицкий, 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: К 4-24-80.

Почтовый адрес: Москва, Главный почтамт, абонентский ящик № 648.

Адрес для телеграмм: МОСКВА, ЭЛЕКТРИЧЕСТВО

Сдано в пр-во 15/VI 1966 г.

Формат бумаги 60×90^{1/2}

Т-11039

Подписано к печати 27/VII 1966 г.

Уч.-изд. л. 14,32

Зак. 2473

Московская типография № 10 Главполиграфпрома Комитета по печати при Совете Министров СССР.
Шлюзовая наб., 10.

Вологодская областная универсальная научная библиотека

www.booksite.ru

СОДЕРЖАНИЕ

<p>М. И. Крайцберг и А. Е. Загорский — О применении электродвигателей повышенной частоты в автономной системе приводов</p> <p>Е. П. Маслов — Метод оценки динамических характеристик объектов управления</p> <p>Л. В. Карниушин и В. М. Чернышев — Экспериментальное определение передаточных функций методом измерения импульсных моментов</p> <p>И. А. Зборовский и А. А. Янко-Триницкий — Аналитический метод исследования и особенности переходных процессов в однофазной мостовой выпрямительной схеме</p> <p>Н. С. Клинов и В. П. Токарев — Обратный ток в высоковольтном ионном приборе</p> <p>А. И. Долгинов, А. И. Ступель и Л. С. Левина — Алгоритм и программа расчета на ЭЦВМ электромагнитных переходных процессов в электрических системах</p> <p>Н. Д. Анисимова, Л. А. Жуков и А. М. Гусейнов — Инженерная методика выполнения упрощающих преобразований электрических систем</p> <p>Д. М. Агранов, Л. П. Дмитраков, В. И. Прокопенко и В. А. Царьков — Помехозащищенность быстродействующих электроизмерительных систем автоматического контроля и регулирования</p> <p>Б. В. Новоселов — К вопросу улучшения качества силовой следящей системы сигналом по ошибке специальной корректирующей системы</p> <p>Ю. А. Фокин и Е. А. Конюхова — О выборе сечений линий в городской сети напряжением до 1 000 в с коммунально-бытовой нагрузкой</p> <p>В. С. Околотин — Об экономичности глубокого охлаждения токонесущих устройств</p>	<p>В. Н. Шихов, В. В. Ткачев и В. П. Ситников — О выборе высоковольтных нейтрализаторов электростатических зарядов</p> <p>Л. П. Наседкин — Метод определения максимальной температуры маломощных теплостойких трансформаторов</p> <p>С. Н. Вешеневский — Регулирование скорости асинхронных двигателей изменением частоты</p> <p>С. З. Барский — Некоторые вопросы теории и расчета автономного асинхронного генератора стабильной частоты</p> <p>А. М. Ланген — О влиянии перемагничивания на характеристики магнитно-жесткого материала</p>
<p>1</p> <p>5</p> <p>11</p> <p>14</p> <p>18</p>	<p>53</p> <p>56</p> <p>59</p> <p>63</p> <p>70</p>
ДИСКУССИИ	
Теоретические основы экономически наивыгоднейшего распределения активных и реактивных нагрузок в автоматизированной энергосистеме — От редакции; В. Г. Холмский, А. В. Богословский, Д. В. Холмский, Р. Д. Ципциор; В. М. Горнштейн; Г. М. Павлов; А. Г. Москалев; Л. А. Крумм, Н. А. Мельников, Ю. Н. Руденко	
<p>23</p> <p>29</p> <p>76</p>	
ЗАМЕТКИ И ПИСЬМА	
Советский шеллак. О статистических методах расчета и исследования электрических нагрузок промышленных сетей	
<p>35</p> <p>39</p> <p>90</p>	
ХРОНИКА	
Научно-техническое совещание «Опыт эксплуатации устройств релейной защиты и электроавтоматики» Диссертаций	
<p>44</p> <p>49</p> <p>92</p> <p>93</p> <p>95</p>	
Профessor Григорий Артемьевич Сисоян	



CONTENTS

<p>On Using High-Frequency Motors in an Independent Drive System — М. И. Крайцберг, А. Е. Загорский</p> <p>A Method for Evaluating the Dynamic Characteristics of Controlled Members — Е. П. Маслов</p> <p>Determining Transfer Functions Experimentally by a Method of Measuring Pulse Moments — Л. В. Карниушин, В. М. Чернышев</p> <p>An Analytical Method of Studying Transients in a Single-phase Rectifier Bridge and Their Characteristics — И. А. Зборовский, А. А. Янко-Триницкий</p> <p>The Reverse Current in a High-Voltage Electronic Instrument — Н. С. Клинов, В. П. Токарев</p> <p>The Algorithm and Program for Calculating Electromagnetic Transients in Power Systems on a Digital Computer — А. И. Долгинов, А. И. Ступель, Л. С. Левина</p> <p>A Practical Method for Making Simplifying Transformations on Power Systems — Н. Д. Анисимова, Л. А. Жуков, А. М. Гусейнов</p> <p>The Noiseproof Characteristics of Fast-Response Electrical Measuring Circuits for Automatic Control and Regulation — Д. М. Агранов, Л. П. Дмитраков, В. И. Прокопенко, В. А. Царьков</p>	<p>Improving the Quality of a Power Servomechanism Using the Error Signal from a Special Correcting System — В. В. Новоселов</p> <p>On Selecting the Cross-section of Lines in Urban Networks up to 1,000 V with Community and Appliance Loads — У. А. Фокин, Е. А. Конюхова</p> <p>The Economy in Deep-Freezing Current-Carrying Devices — В. С. Околотин</p> <p>Selecting High-Voltage Electrostatic Charge Neutralizers — В. Н. Шихов, В. В. Ткачев, В. П. Ситников</p> <p>A Method for Finding the Maximum Temperature in Small Heat-Resistant Transformers — Л. П. Наседкин</p> <p>Speed Control of Induction Motors by Varying the Frequency — С. Н. Вешеневский</p> <p>Some Theoretical and Design Aspects of a Stable Frequency Asynchronous Generator — С. З. Барский</p> <p>The Effect of Remagnetization on the Characteristics of Magnetically Hard Material — А. М. Ланген</p>
<p>1</p> <p>5</p> <p>11</p> <p>14</p> <p>18</p> <p>23</p> <p>29</p> <p>35</p>	<p>39</p> <p>44</p> <p>49</p> <p>53</p> <p>56</p> <p>59</p> <p>63</p> <p>76</p>
DISCUSSION	
NOTES AND LETTERS	
<p>90</p> <p>92</p>	
CHRONICLE	
<p>92</p>	

