

ЭЛЕКТРИЧЕСТВО

1969



ИЗДАТЕЛЬСТВО «ЭНЕРГИЯ»

2

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

УДК 621.313.322.07

Исследование комплексного регулирования подмагничиваемой синхронной машины

Н. Д. АНИСИМОВА, В. А. ВЕНИКОВ, И. П. КОПЫЛОВ, И. Ф. КОТЕЛЕНЕЦ и В. А. СТРОЕВ

Московский энергетический институт

Введение. Современные методы регулирования тока возбуждения синхронных генераторов позволили существенно улучшить устойчивость энергосистем. В то же время показано [Л. 1—4], что пути дальнейшего совершенствования методов регулирования и улучшения устойчивости энергосистем идут прежде всего в направлении комплексного регулирующего воздействия на генерирующие агрегаты. Отыскание наиболее рациональных воздействий требует применения надежных методов синтеза комплексных систем регулирования [Л. 5—7], позволяющих уверенно подойти к их созданию. В комплексное регулирование должно быть вовлечено совместное воздействие на систему возбуждения, систему регулирования турбины и, наконец, систему устройств аварийного воздействия, например, устройств торможения. Именно в этом смысле регулирование должно быть комплексным.

Воздействие на систему возбуждения — регулирование возбуждения — за последние годы также претерпело ряд существенных изменений: от простого воздействия на величину напряжения возбуждателя в функции напряжения на зажимах генератора к воздействию по комплексу параметров, включая первую и вторую производные режимных величин. Однако исследования показали, что регулирование может и в ряде случаев должно осуществляться по более сложным законам, например, с введением производных более высоких порядков. Кроме того, оказалось, что добиться большего эффекта от регулирования возбуждения можно, если ускорить его воздействие на э. д. с., а этому неизбежно препятствует большая постоянная времени обмотки возбуждения. Отсюда появилась идея осуществлять регулирование путем изменения параметров синхронной машины таким образом, чтобы рабочий поток (хотя бы частично) миновал «инерционную» обмотку возбуждения [Л. 8 и 9].

Область практического применения рекомендуемого регулирования синхронных машин, имеющих подмагничивание, весьма широка. Повышение устойчивости при сближении статического и динамического пределов мощности оказывается возможным не только для явнополюсных машин — гидрогенераторов и синхронных компенсаторов, но и для сверхмощных турбогенераторов.

В настоящей статье излагаются результаты проведенных в МЭИ исследований, основанных на изложенных выше положениях.

Выбор структуры системы комплексного регулирования возбуждения и подмагничивания. Задачей теоретического исследования явилось рассмотрение вопросов обеспечения статической устойчивости системы путем комплексного регулирования. Исследования были проведены на основе схемы «станция — шины неизменного напряжения», позволяющей наиболее наглядно проанализировать эффективность различных возможных систем регулирования.

При анализе статической устойчивости можно воспользоваться известными [Л. 8] дифференциальными уравнениями процессов:

$$\left. \begin{aligned} T_J \frac{d^2 \delta}{dt^2} + M_{эл} &= M_T; \\ \frac{d\Psi_f}{dt} + [\Psi_f(m_f + m_{fs}) + (\Psi_{ш} - \Psi_{ad})m_{fs}]r_f &= U_f; \\ \frac{d\Psi_{ш}}{dt} + [\Psi_{ш}(m_{ш} + m_{fs}) + (\Psi_f - \Psi_{ad})m_{fs}]r_{ш} &= U_{ш}; \\ (\Psi_f + \Psi_{ш} - \Psi_{ad})m_{fs} &= \Psi_{ad} \left(m_o + m_a + \frac{1}{x_s} \right) - \\ &\quad - \frac{U_c}{x_s} \cos \delta, \end{aligned} \right\} \quad (1)$$

где

 $M_{эл}$ — электромагнитный момент генератора; M_T — момент на валу первичного двигателя, принимаемый постоянным [Л. 4]; δ — угол между векторами синхронной э. д. с. эквивалентного генератора станции и напряжения приемной системы; T_J — постоянная инерции эквивалентного генератора станции; U_c — напряжение на шинах приемной системы; $U_f, U_{ш}$ — напряжения возбуждения и подмагничивания; $\Psi_f, \Psi_{ш}, \Psi_{ad}$ — потокоцепления обмотки возбуждения, обмотки подмагничивания и взаимной индукции обмоток статора и ротора; $m_f, m_{ш}, m_{f\sigma}, m_0, m_a$ — магнитные сопротивления ротора, шунтов, рассеяния ротора, воздушного зазора и статора; x_Σ — суммарное индуктивное сопротивление электропередачи, связывающей эквивалентный генератор с шинами неизменного напряжения (x_c) и рассеяния обмотки статора генератора ($x_{a\sigma}$); $r_f, r_{ш}$ — активные сопротивления обмоток возбуждения и подмагничивания.

Уравнения (1) составлены при обычных [Л. 4] допущениях и условии, что $x_q = x_d \frac{x_{q0}}{x_{d0}}$, где индексом «0» обозначены ненасыщенные значения соответствующих реактивных сопротивлений.

Для малых отклонений систему линеаризованных дифференциальных уравнений удобно записать в следующей матричной форме:

$$\begin{pmatrix} (T_J p^2 + \frac{\partial M_{эл}}{\partial \delta}) & \frac{\partial M_{эл}}{\partial \Psi_{ad}} & \frac{\partial M_{эл}}{\partial \Psi_f} & \frac{\partial M_{эл}}{\partial \Psi_{ш}} \\ \frac{U_c}{x_\Sigma} \sin \delta & M_a & -m_{f\sigma} & -m_{f\sigma} \\ 0 & -r_f m_{f\sigma} (p + r_f M_f) & r_f m_{f\sigma} & \\ 0 & -r_{ш} m_{f\sigma} & r_{ш} m_{f\sigma} & (p + r_{ш} M_{ш}) \end{pmatrix} \times$$

$$\times \begin{pmatrix} \Delta \delta \\ \Delta \Psi_{ad} \\ \Delta \Psi_f \\ \Delta \Psi_{ш} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 0 \\ 0 \\ \Delta U_f \\ \Delta U_{ш} \end{pmatrix}, \quad (2)$$

$$M_a = m_{f\sigma} + m_0 + m_a + \frac{1}{x_\Sigma} + \frac{\partial m_a}{\partial \Psi_{ad}} \Psi_{ad};$$

$$M_f = m_f + m_{f\sigma} + \frac{\partial m_f}{\partial \Psi_f} \Psi_f;$$

$$M_{ш} = m_{ш} + m_{f\sigma} + \frac{\partial m_{ш}}{\partial \Psi_{ш}} \Psi_{ш}.$$

При совместном регулировании возбуждения и подмагничивания можно в общем случае записать:

$$\left. \begin{aligned} \Delta U_f &= \sum_i W_{fi}(p) \Delta \Pi_{fi}; \\ \Delta U_{ш} &= \sum_j W_{шj}(p) \Delta \Pi_{шj}, \end{aligned} \right\} \quad (3)$$

где $\Pi_{fi}, \Pi_{шj}$ — параметры регулирования возбуждения и подмагничивания;

$W_{fi}(p), W_{шj}(p)$ — передаточные функции автоматических регуляторов с учетом силовых и измерительных элементов по параметрам $\Pi_{fi}, \Pi_{шj}$.

Характеристическое уравнение системы (2) с учетом (3) может быть представлено в следующем виде:

$$D_o(p) + \sum_i W_{fi}(p) D_{fi}(p) + \sum_j W_{шj}(p) D_{шj}(p) + \sum_{ij} W_{fi}(p) W_{шj}(p) D_{fшij}(p) = 0, \quad (4)$$

где $D_o(p) = \sum_{k=0}^4 a_k p^{4-k}$ — операторный [полином, соответствующий характеристическому уравнению нерегулируемой системы];

$D_{fi}(p) = \sum_{k=0}^3 b_{ki} p^{3-k}$, $D_{шj}(p) = \sum_{k=0}^3 c_{kj} p^{3-k}$ — операторные полиномы, определяющие эффект регулирования возбуждения (по параметру Π_{fi}) и подмагничивания (по параметру $\Pi_{шj}$);

$D_{fшij}(p) = d_{oij} p^2 + d_{zij}$ — операторный полином, определяющий эффект совместного регулирования возбуждения и подмагничивания по параметрам Π_{fi} и $\Pi_{шj}$.

Основная задача при выборе регулирования возбуждения и подмагничивания состоит в том, чтобы обеспечить эффективную стабилизацию всех возможных режимов работы исследуемой системы до предельных по условию апериодической устойчивости [Л. 1]. Это условие должно выполняться при значении коэффициента регулирования по отклонению напряжения на зажимах генератора (k_{ou}), удовлетворяющем требованиям обеспечения заданных величин статизма и предельной передаваемой мощности. Другими словами, выбираемое значение k_{ou} не должно ограничиваться условием самораскачивания (т. е. условием выбора настройки регулятора).

Как следует из изложенных выше требований, для выбора регулирования возбуждения и подмагничивания может быть применен метод синтеза систем автоматического регулирования высокой точности [Л. 5 и 6].

Согласно методу синтеза для обеспечения устойчивости системы при сколь угодно больших значениях коэффициентов усиления по отклонению регулируемых величин (k_{ou}) необходимо и достаточно обеспечить устойчивость решений так называемых вспомогательного и вырожденного уравнений [Л. 5 и 6]. При

этом вспомогательное уравнение определяет структуру системы стабилизации (при стабилизации по производным параметра режима — количество этих производных) и позволяет сформулировать требования к параметрам стабилизации в виде неравенств в частных производных [Л. 7]. Рассмотрение условий устойчивости вырожденного уравнения приводит к уточнению требований к параметрам стабилизации. Таким образом, основным при синтезе является обеспечение устойчивости решений вспомогательного уравнения.

Для составления вспомогательного уравнения, соответствующего характеристическому уравнению рассматриваемой системы (4), необходимо уточнить вид передаточных функций, входящих в это уравнение, т. е. $W_{fi}(p)$ и $W_{mj}(p)$.

С учетом инерционности (постоянных времени) силовых и измерительных блоков регулятора передаточные функции по параметрам регулирования могут быть записаны в виде [Л. 4]:

$$W_{fi}(p) = \frac{k_{fi}}{(1 + T_e p)(1 + T_p p)},$$

$$W_{mj}(p) = \frac{k_{mj}}{(1 + T'_e p)(1 + T'_p p)}, \quad (5)$$

где

$$k_{fi} = \sum_{k=0}^n k_{fik} p^k, \quad k_{mj} = \sum_{k=0}^m k_{mjk} p^k. \quad (6)$$

Будем считать в дальнейшем, что регулирование возбуждения (и подмагничивания) ведется по отклонению заданного параметра режима $\Pi_{j0}(\Pi_{m0})$ и по производным некоторого (определяемого в результате синтеза) параметра $\Pi_{j1}(\Pi_{m1})$, т. е. что $i=0; 1$ ($j=0; 1$). Тогда характеристическое уравнение (4) можно представить с учетом (5) в следующем виде:

$$D_0(p)(1 + T_e p)(1 + T_p p)(1 + T'_e p)(1 + T'_p p) +$$

$$+ k_{f0} \left\{ \left[\sum_{i=0}^1 k'_{fi} D_{fi}(p) \right] (1 + T'_e p)(1 + T'_p p) \right\} +$$

$$+ k_{f0} \left\{ \left[\sum_{j=0}^1 k'_{mj} D_{mj}(p) \right] (1 + T_e p)(1 + T_p p) \right\} +$$

$$+ k_{f0}^2 \left[\sum_{i=0}^1 \sum_{j=0}^1 k'_{fi} k'_{mj} D_{fmi}(p) \right] = 0, \quad (7)$$

где

$$k' = k/k_{f0},$$

или

$$D'_0(p) + k_{f0} D'_1(p) + k_{f0}^2 D'_2(p) = 0. \quad (8)$$

Вспомогательное уравнение, определяющее корни (8), стремящиеся к бесконечности при $k_{f0} \rightarrow \infty$, составляется из коэффициентов при высших степенях полиномов $D'_0(p)$, $D'_1(p)$ и $D'_2(p)$ [Л. 5 и 6]. Необходимым условием устойчивости этого уравнения является то, чтобы разность порядков любых двух рядом стоящих полиномов в (8) была равна 1 (вспомогательное уравнение 1-го рода) или 2 (вспомогательное уравнение 2-го рода). В рассматриваемом случае для обеспечения этого условия необходимо, чтобы стабилизация осуществлялась по

первым или по первым и вторым производным параметров режима системы.

Большие возможности в смысле обеспечения стабилизации системы дает регулирование по первым двум производным параметров режима ($n=m=2$), и этот вариант рассматривается в дальнейшем. (Вариант $n=m=1$ будет частным случаем принятого варианта, соответствующим $k_{f2}=k_{m2}=0$). Вспомогательное уравнение 1-го рода при $n=m=2$ имеет вид:

$$T_e T_p T'_e T'_p a_0 p^3 + (T'_e T'_p b_0 k_{f2} + T_e T_p c_0 k_{m2}) p + d_0 k_{f2} k_{m2} = 0, \quad (9)$$

где

$$a_0 = T_j M_a; \quad b_0 = -T_j \left(M_a \frac{\partial \Pi_{f1}}{\partial \Psi_f} + m_{j\sigma} \frac{\partial \Pi_{f1}}{\partial \Psi_{ad}} \right);$$

$$c_0 = -T_j \left(M_a \frac{\partial \Pi_{m1}}{\partial \Psi_m} + m_{j\sigma} \frac{\partial \Pi_{m1}}{\partial \Psi_{ad}} \right);$$

$$d_0 = T_j \left\{ M_a \left(\frac{\partial \Pi_{f1}}{\partial \Psi_f} \frac{\partial \Pi_{m1}}{\partial \Psi_m} - \frac{\partial \Pi_{f1}}{\partial \Psi_m} \frac{\partial \Pi_{m1}}{\partial \Psi_f} \right) + \right.$$

$$+ m_{j\sigma} \left[\left(\frac{\partial \Pi_{f1}}{\partial \Psi_{ad}} \frac{\partial \Pi_{m1}}{\partial \Psi_m} - \frac{\partial \Pi_{f1}}{\partial \Psi_m} \frac{\partial \Pi_{m1}}{\partial \Psi_{ad}} \right) - \right.$$

$$\left. \left. - \left(\frac{\partial \Pi_{f1}}{\partial \Psi_{ad}} \frac{\partial \Pi_{m1}}{\partial \Psi_f} - \frac{\partial \Pi_{f1}}{\partial \Psi_f} \frac{\partial \Pi_{m1}}{\partial \Psi_{ad}} \right) \right] \right\}.$$

Решения этого уравнения устойчивы при любых положительных значениях коэффициентов регулирования¹ по вторым производным (k_{f2} , k_{m2}), если $a_0 > 0$, $b_0 > 0$, $c_0 > 0$ и $d_0 > 0$. Эти условия определяют требования к параметрам стабилизации.

Специфика исследуемой системы регулирования состоит в том, что она, хотя и содержит два контура стабилизации, не является двухконтурной в полном смысле слова, поскольку фактически должен стабилизироваться один параметр — напряжение на зажимах генератора. По этой причине регулирование может осуществляться по одному из каналов — возбуждения или подмагничивания. Как следует из рассмотрения уравнений (4) и (5), структура стабилизации, полученная методом синтеза, в каждом из этих случаев останется неизменной (т. е. стабилизацию следует осуществлять по первой и второй производным параметра режима), изменятся только требования к параметру стабилизации, т. е. с точки зрения структуры регулирования оба канала равноценны и может быть выбран любой из них.

Однако с учетом того, что система подмагничивания имеет значительно меньшие возможности регулирования рабочего потока машины, чем система возбуждения [Л. 8], целесообразно канал регулирования по отклонению напряжения генератора оставить только в системе регулирования возбуждения. С помощью канала подмагничивания при этом может осуществляться только стабилизация, эффективность которой обусловливается малой инерционностью системы подмагничивания и будет, очевидно, больше в случае инерционной системы возбуждения генератора.

По этим соображениям для детального рассмотрения был выбран вариант, в котором регулирова-

¹ Считается, что коэффициенты стабилизации положительны. Изменение знака этих коэффициентов приводит к требованию изменения знака параметра стабилизации, и эффект регулирования останется неизменным.

ние по отклонению напряжения на зажимах генератора осуществляется по каналу возбуждения, а стабилизация — по каналу подмагничивания. Для сопоставления рассматривался также случай обычного регулирования — автоматического регулирования возбуждения (АРВ) сильного действия.

Для упрощения анализа было принято, что насыщение в поперечной оси машины не учитывается ($x_q = x_{q0} = \text{const}$)². Тогда вспомогательное уравнение 1-го рода может быть записано в виде:

$$T'_e T'_I M_{ap} - k_{2\pi} m_{j\sigma} \frac{\partial \Pi_{\text{ш}}}{\partial \Psi_{ad}} = 0, \quad (10)$$

т. е. решение этого уравнения устойчиво при

$$\frac{\partial \Pi_{\text{ш}}}{\partial \Psi_{ad}} < 0. \quad (11)$$

Как следует из анализа выражений частных производных для параметров режима, применяемых в схемах стабилизации АРВ сильного действия [Л. 3] — тока статора I и угла вектора напряжения на зажимах генератора δ_{U_r} , ни один из этих параметров не удовлетворяет условию (11). Исключение составляют отклонение напряжения на зажимах генератора от заданного значения ($\Delta U_r = U_{r0} - U_r$) и линейные комбинации параметров режима ($\Pi_{\text{ш}} = \Delta U_r + \beta_1 I$ или $\Pi_{\text{ш}} = \Delta U_r + \beta_2 \delta_{U_r}$).

Очевидно, имеет смысл рассматривать в качестве параметра стабилизации только указанные линейные комбинации, как более общий вариант, предельным случаем для которого при $\beta = 0$ является $\Pi_{\text{ш}} = \Delta U_r$.

Условие устойчивости решения вспомогательного уравнения (10) определяет максимально допустимые значения коэффициентов β :

$$\beta_{1\text{max}} = \frac{\frac{\partial U_r}{\partial \Psi_{ad}}}{\frac{\partial I}{\partial \Psi_{ad}}}, \quad \beta_{2\text{max}} = \frac{\frac{\partial U_r}{\partial \Psi_{ad}}}{\frac{\partial \delta_{U_r}}{\partial \Psi_{ad}}}.$$

Анализ условий устойчивости вырожденного уравнения приведет к уточнению допустимого диапазона изменения β . Для окончательного выбора значения β в этом диапазоне следует провести расчеты областей устойчивости для заданных режимов системы (или для наиболее тяжелого режима по условию устойчивости) при вариации β , и на основании полученных результатов окончательно определить параметр стабилизации. При таком подходе необходимость в анализе вырожденного уравнения отпадает.

Расчеты статической устойчивости, проведенные по изложенной методике, подтвердили эффективность выбранной структуры и параметров стабилизации возбуждения и подмагничивания [Л. 8 и 9]. При этом оказалось, что стабилизация по подмагничиванию может оказаться действенным средством повышения статической устойчивости системы при

² Как показали результаты конкретных расчетов, такое упрощение приводит к некоторому (незначительному) сдвигу угловой характеристики мощности генератора в сторону больших значений угла и оказывает малое влияние на степень насыщения машины по продольной оси (оцениваемую по величине x_d).

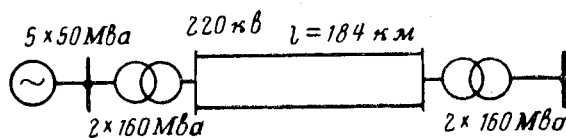


Рис. 1. Схема исследуемой системы.

инерционной системе возбуждения. При быстросействующей системе возбуждения ($T_e = 0,04 - 0,05 \text{ сек}$) статическая устойчивость системы, как правило, обеспечивается с помощью АРВ (полученного методом синтеза), без применения комплексного регулирования. В этом случае регулирование подмагничивания целесообразно осуществлять с целью улучшения условий динамической устойчивости системы.

Экспериментальное исследование устойчивости системы, содержащей регулирующую подмагничиваемую машину. Эксперименты проводились на электродинамической модели МЭИ для наиболее наглядной схемы системы: «станция — шины неизменного напряжения». Моделировалась схема, соответствующая следующей энергосистеме (рис. 1): гидроэлектростанция мощностью $5 \times 50 = 250 \text{ Мва}$ работает через линию электропередачи 220 кВ длиной 184 км на мощную приемную систему.

На электродинамической модели ГЭС воспроизводилась одним модельным генератором, имеющим на роторе систему ферромагнитных шунтов с обмотками подмагничивания ($S_{\text{ш}} = 3,5 \text{ кВа}$, $U_{\text{ш}} = 365 \text{ в}$, $\cos \varphi_{\text{ш}} = 0,9$). Экспериментально определенные параметры модельного генератора (при отсутствии тока подмагничивания) следующие: $x_d = 1,22$; $x'_d = 0,183$; $T_{d0} = 1,84 \text{ сек}$; $T_J = 8,85 \text{ сек}$ (отметим, что при отсутствии шунтов реактивные сопротивления модельного генератора составляли: $x_d = 1,83$; $x'_d = 0,346$).

Система возбуждения генератора, а также система питания обмоток подмагничивания были выполнены на базе машин постоянного тока. Эти системы обладают большим быстросействием ($T_e = 0,04 - 0,05 \text{ сек}$) и моделируют ионные системы возбуждения и подмагничивания. В качестве автоматических регуляторов возбуждения и подмагничивания (АРП) применялись АРВ сильного действия (типа РВХ-00), в которых был установлен дополнительный блок формирования параметра стабилизации, позволяющий осуществлять регулирование по производным параметра $\Pi = \alpha_1 \Delta U_r + \beta_1 I$. Коэффициенты α_1 и β_1 могли регулироваться в широких пределах.

Исследование статической устойчивости. Цель исследования состояла в сравнительной оценке стабилизирующих свойств АРВ и АРП при малых возмущениях в системе. Для каждого из этих видов регулирования рассматривалось два варианта стабилизации: 1) по первым двум производным параметра $\Pi = \alpha_1 \Delta U_r + \beta_1 I$ и 2) по первым двум производным тока и первой производной напряжения на зажимах генератора. Для этой цели по известной методике определялись области статической устойчивости и кривые равного затухания в плоскости коэффициентов регулирования по производным (k_1, k_2).

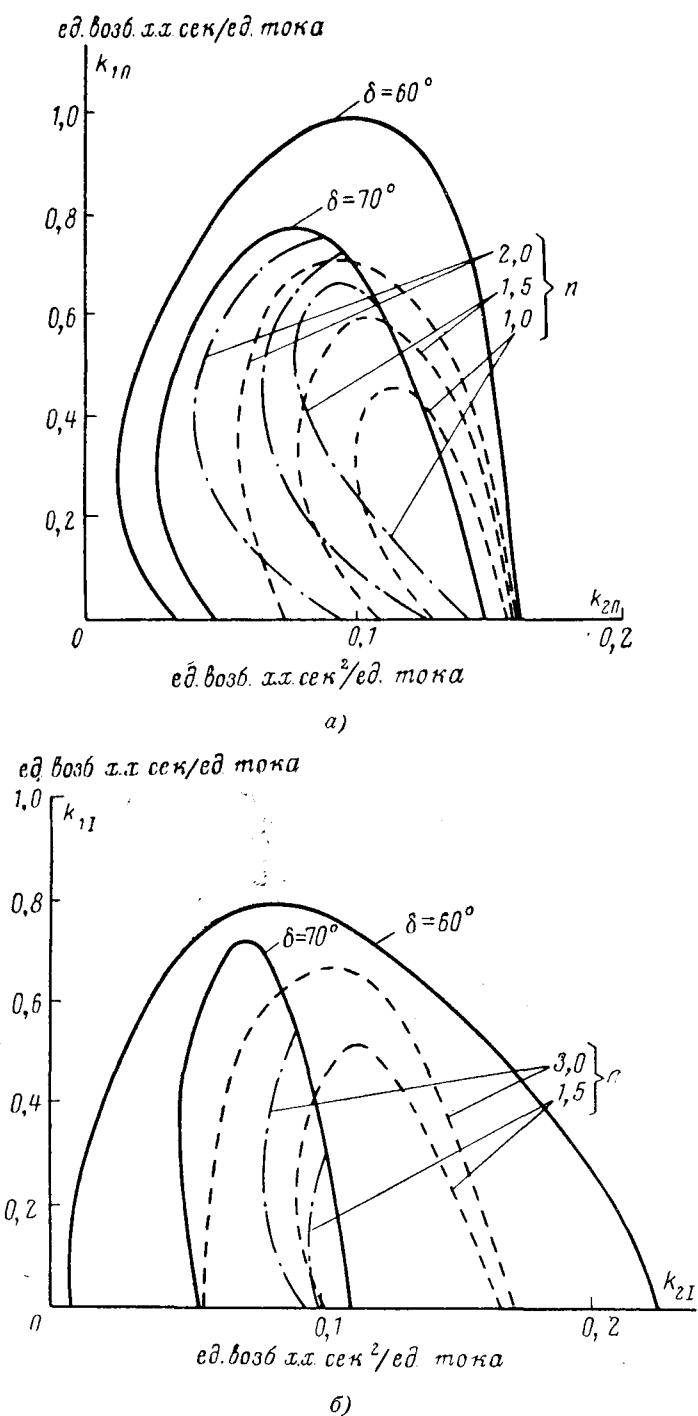


Рис. 2. Области устойчивости и кривые равного затухания при различных параметрах стабилизации АРВ.

а) $P = \alpha_1 \Delta U_r + \beta_1 I$, б) $P = I$.

--- кривые равного затухания при $\delta = 60^\circ$; — кривые равного затухания при $\delta = 70^\circ$ (n — число циклов колебаний угла δ после возмущения).

В соответствии с поставленной задачей улучшения устойчивости в режимах наибольших нагрузок исследовались два режима работы генератора: $P = 0,8 P_n$, $\delta = 60^\circ$ и $P = 1,15 P_n$, $\delta = 70^\circ$.

Результаты исследований статической устойчивости следующие:

1. При стабилизации по каналу возбуждения регулирование по производным параметра $P_1 = \alpha_1 \Delta U_r + \beta_1 I$ оказалось более эффективным, чем

регулирование по производным тока и первой производной напряжения (рис. 2).

2. Демпфирующий эффект короткозамкнутых обмоток подмагничивания практически не сказывается на размерах областей устойчивости и виде кривых равного затухания. Это объясняется тем, что обмотки подмагничивания в силу своего конструктивного исполнения не создают демпферного контура в поперечной оси машины и оказывают лишь незначительное влияние на поток по продольной оси машины.

3. При стабилизации по каналу подмагничивания размеры областей устойчивости и вид кривых равного затухания для двух рассматриваемых параметров стабилизации примерно одинаковы (рис. 3) и позволяют обеспечить статическую устойчивость номинального режима работы системы при достаточно интенсивном демпфировании свободных колебаний.

4. Сравнение полученных результатов показало, что для рассматриваемой системы стабилизация с помощью АРВ несколько более эффективна, чем с помощью АРП. Это следует из сопоставления

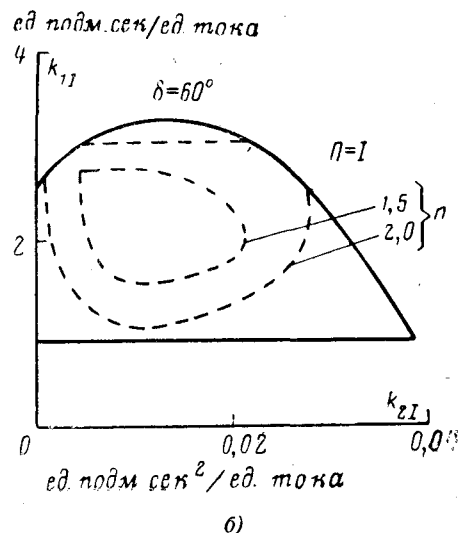
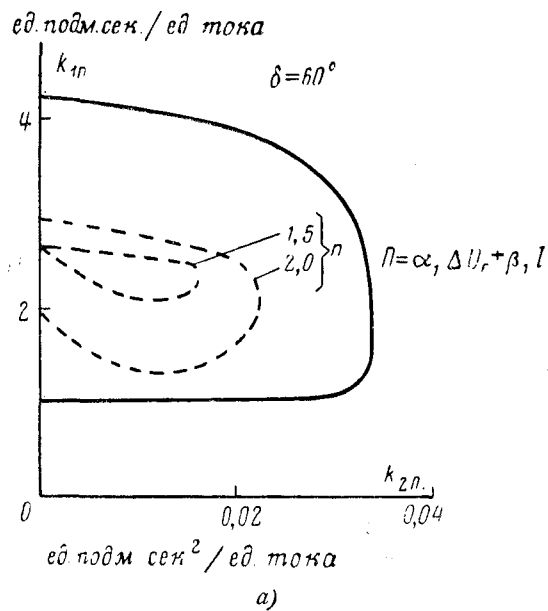


Рис. 3. Области устойчивости и кривые равного затухания при стабилизации регулирования генератора по каналу подмагничивания.

а) $P = \alpha_1 \Delta U_r + \beta_1 I$,

б) $P = I$.

(n — число циклов колебаний угла δ после возмущения).

рис. 2 и 3. Кроме того, при стабилизации с помощью АРП колебательность системы (оцениваемая по амплитуде колебаний напряжения возбуждения при устойчивых настройках регулятора) значительно выше, чем при стабилизации по каналу возбуждения.

Исследование динамической устойчивости. Цель исследования состояла в сравнительной оценке двух способов регулирования (АРВ и АРП) и в определении пределов динамической устойчивости при больших возмущениях в системе, а также в выборе наиболее целесообразного способа комплексного регулирования с точки зрения динамической устойчивости.

Динамическая устойчивость системы рассматривалась при переходящих трехфазных коротких замыканиях длительностью 0,2 сек на отпавном конце передачи.

Результаты экспериментов показали следующее:

При стабилизации по каналу возбуждения регу-

лирование по производным параметра $\Pi = \alpha_1 \Delta U_r + \beta_1 I$ обеспечивает более интенсивное демпфирование колебаний, чем при стабилизации по производным тока и первой производной напряжения.

При стабилизации по каналу подмагничивания динамическая устойчивость номинального режима системы не обеспечивается даже при $\Delta t_{к.з.} = 0,1$ сек. Это связано с тем, что система возбуждения (с помощью которой осуществляется регулирование только по отклонению напряжения) дает затянутые форсировки и расфорсировки, приводящие к самораскачиванию системы. Мощности системы подмагничивания в этом случае недостаточно для демпфирования возникающих и нарастающих колебаний угла.

Полученные результаты позволяют сделать вывод, что наиболее эффективной системой комплексного регулирования возбуждения и подмагничивания может служить такая, когда:

регулирование возбуждения осуществляется по отклонению напряжения на зажимах синхронной машины и по первым двум производным параметра $\Pi = \alpha_1 \Delta U_r + \beta_1 I$;

регулятор дополняется устройством однократной форсировки, срабатывающим при снижении напряжения генератора ниже заданного уровня и отключающимся в момент $\delta = \delta_{\max}$ (т.е. это устройство обеспечивает форсировку при изменении угла δ от начального до максимального значения);

устройство однократной форсировки воздействует как на систему регулирования возбуждения, так и на систему регулирования подмагничивания, причем система регулирования подмагничивания работает лишь при наличии сигнала форсировки.

В результате по каналу возбуждения осуществляется непрерывное регулирование с однократной форсировкой при больших возмущениях; по каналу подмагничивания осуществляется импульсное регулирование (однократная форсировка), действующее только при больших возмущениях. Такая импульсная система регулирования подмагничивания

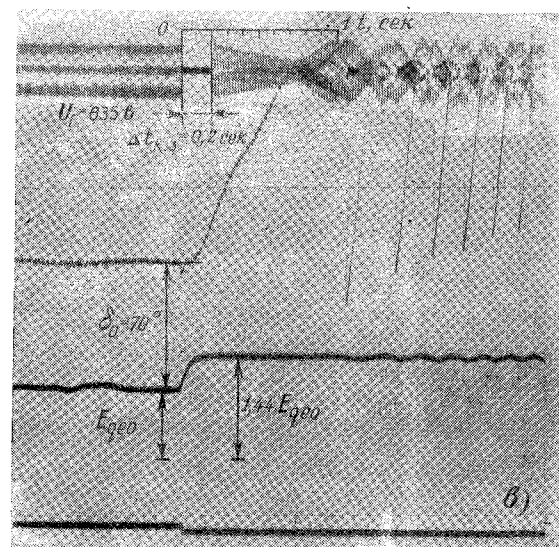
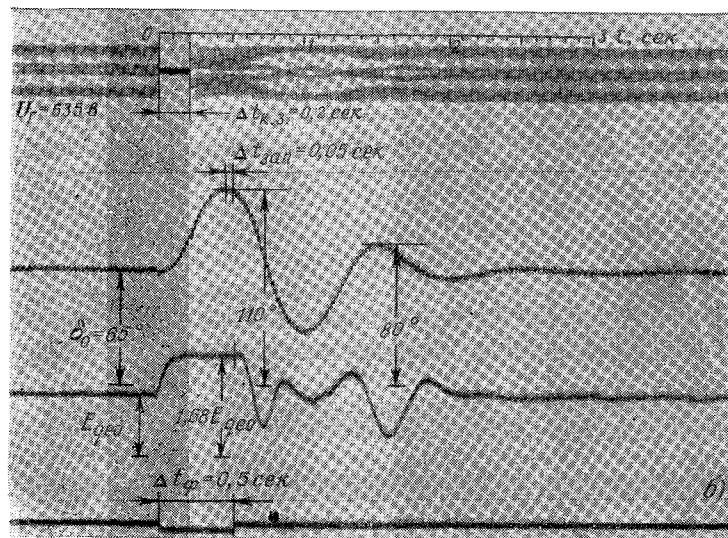
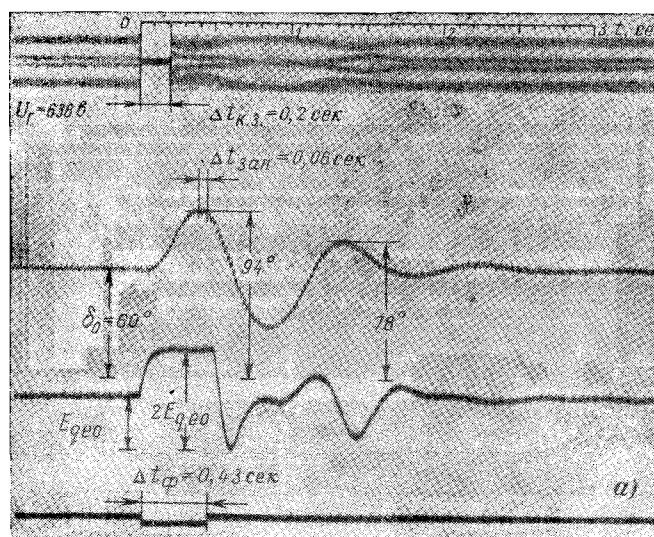


Рис. 4. Осциллограммы переходного процесса при коротком замыкании. Генератор снабжен АРВ сильного действия и устройством форсировки возбуждения.

а) $\delta_0 = 60^\circ$; б) $\delta_0 = 65^\circ$; в) $\delta_0 = 70^\circ$.

позволяет значительно уменьшить сечение, объем и вес меди обмоток подмагничивания, что дает возможность разместить ферромагнитные шунты с обмотками подмагничивания без изменения основных геометрических размеров ротора и обмоток возбуждения.

Для оценки эффективности комплексного регулирования, а также для выявления эффективности форсировки по каналам возбуждения и подмагничивания (кратность которой в номинальном режиме генератора составляла 1,7) была проведена серия опытов по определению пределов динамической устойчивости.

Эти опыты показали:

1. При форсировке по каналу возбуждения предельный по условию динамической устойчивости режим системы характеризуется следующими параметрами: $P=3,58$ кВт, $\delta=69^\circ$ (рис. 4).

2. При форсировке по каналу подмагничивания предельного по устойчивости режима $P=3,67$ кВт, $\delta=70^\circ$ (рис. 5). Эти результаты отражают эффект одновременного действия АРВ и форсировки по каналу подмагничивания. Предельный по условию динамической устойчивости режим при отсутствии какой-либо форсировки характеризуется $P=3,24$ кВт, $\delta=66^\circ$. Это позволяет сделать вывод, что эффект форсировки как по каналу возбуждения, так и по каналу подмагничивания примерно одинаков.

3. При одновременной форсировке по каналам возбуждения и подмагничивания предельный по условию динамической устойчивости режим характеризуется $P=3,95$ кВт, $\delta=72^\circ 30'$ (рис. 6).

Полученные результаты можно обобщить в виде таблицы значений запасов мощности по динамической устойчивости, определенных по отношению к номинальной мощности генератора.

Вид регулирования	$k_{з.п} = \frac{P_{пред} - P_n}{P_n} 100\%$
Без форсировки	2,85
Форсировка возбуждения	13,6
Одновременная форсировка возбуждения и подмагничивания	25,4

При наличии форсировки по каналу возбуждения введение форсировки подмагничивания повышает предел мощности по динамической устойчивости на 0,37 кВт, т. е. примерно на 10% по отношению к предельной мощности при форсировке возбуждения.

Полученные результаты свидетельствуют об эффективности комплексного регулирования возбуждения и подмагничивания.

Эксперименты проводились также для синхронной машины, имеющей уменьшенный момент инерции, — без дополнительных дисков на роторе ($T_J=4,2$ сек). Все остальные параметры, а также режимы работы исследуемой схемы остались неизменными.

Для того чтобы сохранить значения запасов по динамической устойчивости примерно такими же, как и ранее, длительность короткого замыкания

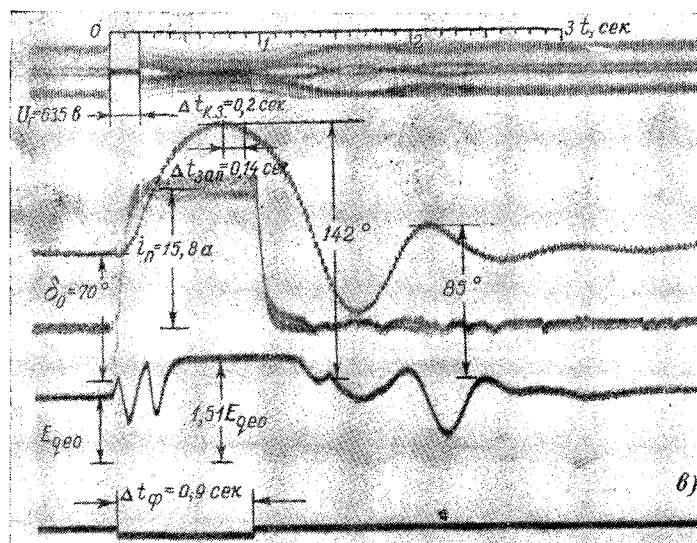
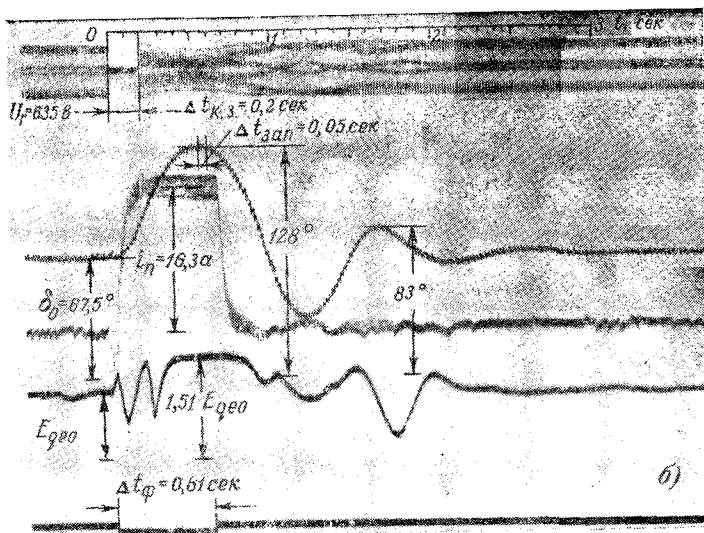
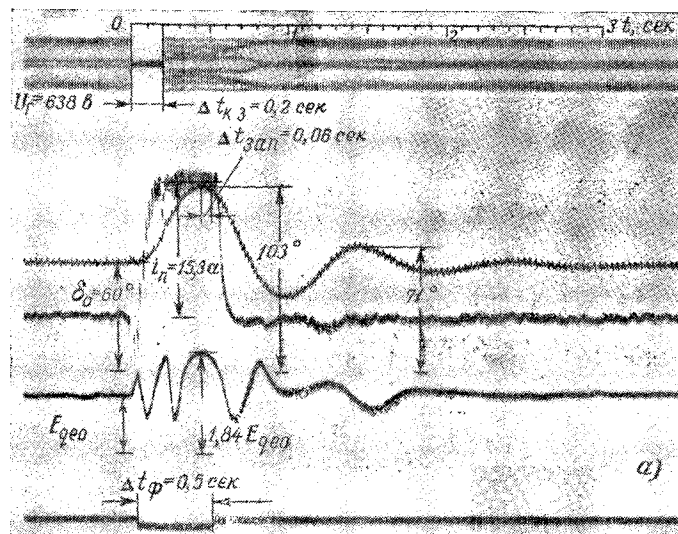
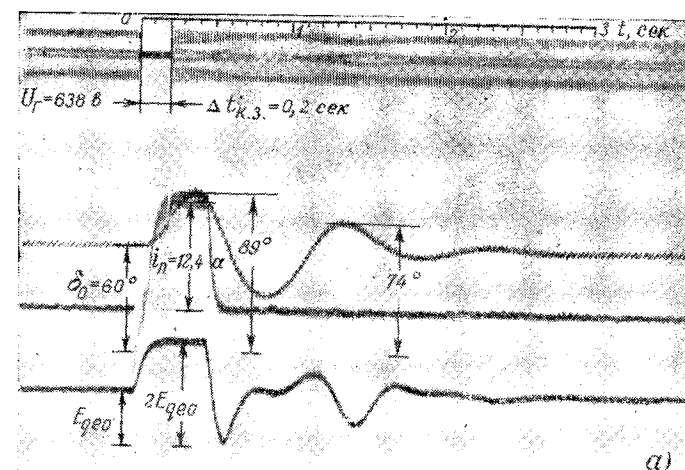
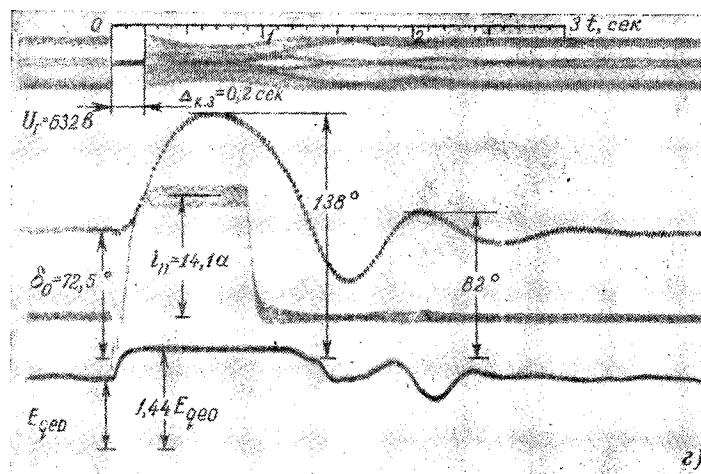


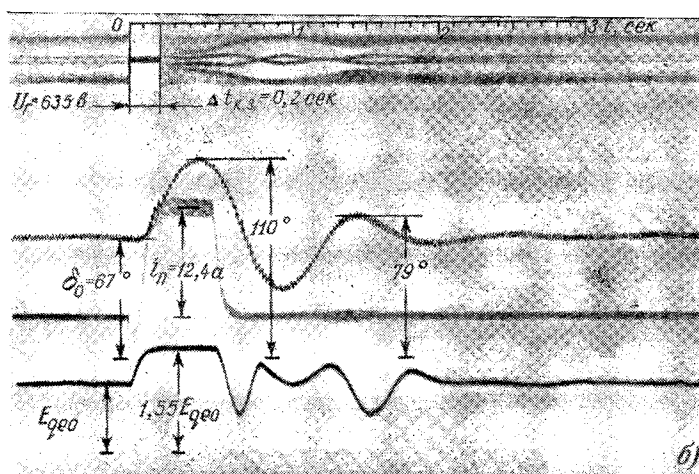
Рис. 5. То же, что рис. 4, но при форсировке подмагничивания.
а) $\delta_0=60^\circ$; б) $\delta_0=67,5^\circ$; в) $\delta_0=70^\circ$.



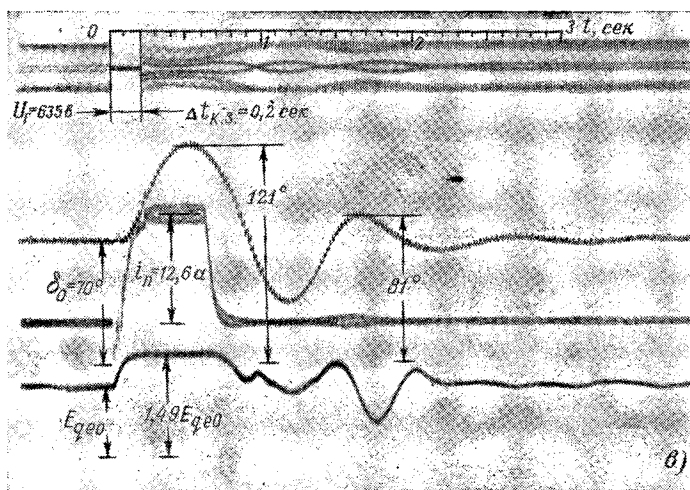
а)



з)



б)



в)

Рис. 6. То же, что рис. 4, но при форсировке возбуждения и подмагничивания.

а) $\delta_0=60^\circ$; б) $\delta_0=67^\circ$; в) $\delta_0=70^\circ$; г) $\delta_0=72,5^\circ$.

пришлось уменьшить до 0,15 сек, а кратность форсировки возбуждения — увеличить до 2,2.

Эксперименты показали, что при наличии АРВ сильного действия с форсировкой введение дополни-

тельной форсировки по каналу подмагничивания увеличивает предел по динамической устойчивости от 3,46 квт до 3,67 квт, т. е. примерно на 6,5% по отношению к номинальной мощности генератора. С увеличением кратности форсировки возбуждения эффект дополнительного регулирования по каналу подмагничивания уменьшается. Так, для исследованной схемы при увеличении кратности форсировки возбуждения свыше трех эффект регулирования подмагничивания практически не проявляется. Это объясняется тем, что при больших кратностях форсировки ротор машины сильно насыщается, что уменьшает регулирующий эффект шунтов. Кроме того, постоянная времени обмотки возбуждения сравнительно невелика ($T_{d0}=2,5$ сек), и эффект подмагничивания, состоящий в уменьшении эквивалентной постоянной времени обмотки возбуждения, не будет существенно сказываться на характере переходного процесса при коротком замыкании.

Выводы. 1. Применение комплексного регулирования подмагничиваемой машины (возбуждения и подмагничивания) дает лучшие результаты по сравнению с используемыми в настоящее время в практике работы электрических систем регуляторами сильного действия. При этом параметры комплексного регулирования целесообразно выбирать с помощью предложенного метода.

2. В ряде случаев для максимального повышения предела динамической устойчивости целесообразно систему регулирования возбуждения генератора дополнить устройством однократного воздействия на подмагничивание, работающим при больших возмущениях в системе.

3. Система подмагничивания может быть весьма эффективна при ее импульсном режиме (при конечных возмущениях в системе). При этом возможно значительное увеличение электрических нагрузок обмоток подмагничивания, уменьшение их весов и габаритов.

4. Все исследования проводились для явнополюсной машины, снабженной на роторе магнитными шунтами. В случае других конструкций решения видоизменяются, но, как общую закономерность, можно отметить то, что эффект подмагничивания сказывается наиболее существенно при неблагоприятных, с точки зрения устойчивости, параметрах машины.

Автоматическое управление мощностью паровых турбин с целью повышения устойчивости

Инженеры Б. И. ИОФЬЕВ, Л. Н. ЧЕКАЛОВЕЦ (Энергосетьпроект)
и канд. техн. наук Я. Н. ЛУГИНСКИЙ (ВНИИЭ)

Постановка вопроса. Статья посвящена способам повышения устойчивости параллельной работы электростанций в энергосистемах путем управления мощностью паровых турбин. Для осуществления такого управления гидравлические системы регулирования паровых турбин можно оборудовать электрогидравлическими преобразователями (ЭГП), позволяющими полностью реализовать быстродействие сервомоторов современных турбин.

Основное внимание в работе уделено одному из возможных способов управления мощностью турбины, заключающемуся в подаче через ЭГП импульсов определенной амплитуды и длительности. Интенсивность управляющего воздействия на ЭГП определяется автоматически в зависимости от сочетания некоторых параметров исходного режима с параметрами, фиксируемыми в момент повреждения. Связь между этими параметрами и интенсивностью управляющего воздействия реализуется при таком способе управления в соответствии с заранее рассчитанной настройкой.

Рассмотрен вопрос о повышении устойчивости параллельной работы только путем снижения мощности турбины.

Для гашения избыточной кинетической энергии агрегата необходимо лишь временное снижение его механической мощности. В этом случае воздействие на ЭГП может быть импульсным. Может быть также выполнено быстрое снижение уровня мощности в послеаварийном режиме, если это требуется для обеспечения статической устойчивости.

Чтобы добиться существенного повышения устойчивости, требуется настолько глубокое снижение мощности турбины, что оно само по себе является, как правило, серьезным возмущением ре-

жима, способным в ряде случаев привести к опасному понижению частоты и нарушению параллельной работы по межсистемным связям. Поэтому устройства управления мощностью турбины должны быть в максимально возможной степени селективными, т. е. они должны срабатывать лишь при появлении реальной угрозы нарушения устойчивости. Кроме того, они должны достаточно правильно дозировать интенсивность воздействия (необходимая точность дозировки зависит от конкретных условий работы станции в энергосистеме).

Требование селективности действия при больших возмущениях в энергосистеме (кратком замыкании, включении и отключении линий электропередачи, асинхронном ходе и т. п.) касается, очевидно, не только системы внешнего управления мощностью турбины, но и устройств, непосредственно входящих в состав ее системы регулирования: дифференциатора, электроприставки и т. п. Поэтому далее кратко рассмотрен ряд положений, относящихся к работе и этих устройств в указанных режимах.

Реакция турбины на одиночный управляющий импульс большой амплитуды. Определим реакцию турбины на импульс от системы внешнего управления, пользуясь упрощенной моделью, изображенной на рис. 1. Она состоит из золотника (передаточная функция W_z), сервомотора (W_c), регулирующих клапанов турбины (W_k) и промежуточного парового объема (W_n) между этими клапанами и регулирующей ступенью агрегата. Такая модель является достаточно грубой и относится главным образом к турбинам без промежуточного перегрева пара. Однако при наличии отдельных сервомоторов на клапанах ступеней высокого и среднего давле-

5. Проведенная работа является первым этапом исследования возможностей комплексного регулирования возбуждения и подмагничивания синхронной машины. Дальнейшее развитие этой темы должно, в первую очередь, идти по линии уточнения влияния подмагничивания на параметры магнитной цепи машины. На этой базе представляется возможной разработка оптимальной конструкции синхронной машины с точки зрения расходов активных материалов и диапазона регулирования ее параметров.

Литература

1. Веников В. А. и Литкенс И. В., Новые пути анализа статической устойчивости и обеспечения ее запасов, Сб. БТИ ОРГРЭС «Устойчивость и надежность энергосистем СССР», изд-во «Энергия», 1964.
2. Веников В. А., Применение кибернетики в электрических системах, сб. «Кибернетику — на службу коммунизму», т. 1, Госэнергоиздат, 1961.

3. Веников В. А. и др., Сильное регулирование возбуждения, Госэнергоиздат, 1963.

4. Веников В. А., Переходные электрохимические процессы в электрических системах, изд-во «Энергия», 1964.

5. Мееров М. В., Синтез систем автоматического регулирования высокой точности, Физматгиз, 1959.

6. Мееров М. В., Системы многосвязного регулирования, изд-во «Наука», 1965.

7. Веников В. А. и Строев В. А., Выбор закона регулирования возбуждения генераторов электрической системы на основе метода синтеза, Известия АН СССР, «Энергетика и транспорт», 1967, № 2.

8. Анисимова Н. Д. и др., Регулируемое подмагничивание синхронной машины, как средство управления режимами и улучшения устойчивости электрических систем, Известия АН СССР, «Энергетика и транспорт», 1967, № 4.

9. Анисимова Н. Д. и др., Некоторые вопросы регулирования синхронных машин, сб. «Регулирование возбуждения и устойчивость мощных синхронных генераторов», Рефераты докладов к конференции «Системы возбуждения и регулирования мощных электрических машин переменного и постоянного тока», Информстандартэлектро, М., 1967.



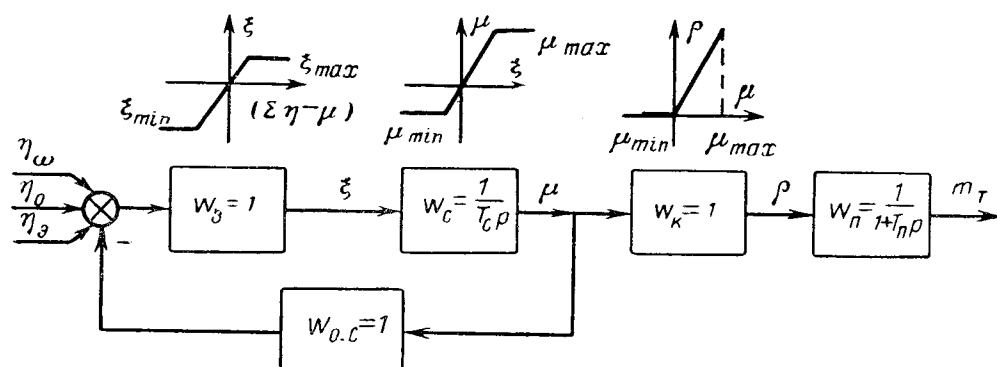


Рис. 1. Упрощенная модель турбины для анализа процессов при больших управляющих сигналах.

ния и при подаче импульсов такой амплитуды, что на закрытие двигаются клапаны не только высокоого, но и среднего давления, она пригодна для приближенного отображения процессов и в турбинах с промежуточным перегревом.

На входе модели показан сигнал η_{ω}^* от центробежного (или иной конструкции) регулятора турбины, сигнал η_3 от ЭГП и сигнал η_0 от механизма изменения скорости вращения, имеющийся в исходном режиме. Последний при отсутствии двух других сигналов равен нагрузке турбины $m_{т.о.}$ На рис. 1 показаны те нелинейные элементы, которые необходимо учитывать [Л. 1], если на вход модели подается большое возмущение.

Для обеспечения максимальной скорости движения сервомотора на закрытие необходимо, чтобы величина открытия окон золотника $\xi = \xi_{\min}$. Принимая во внимание ограничение в ходе сервомотора ($\mu > \mu_{\min}$), можно сделать вывод, что такие условия возникают, если от ЭГП подать отрицательный сигнал, т. е. когда

$$|\eta_3| \geq |\xi_{\min} + \mu_{\min} - \eta_0 - \eta_{\omega}|. \quad (1)$$

При подаче от ЭГП прямоугольного импульса, удовлетворяющего (1) и имеющего продолжительность T_{π} , могут быть получены значения времени t_1 движения клапанов на закрытие и момента t_2 начала открытия клапанов (рис. 2). Эти значения приведены в таблице. Время полного закрытия

Значения времени t_1 и t_2

Время	Значения времени при условии		
	$T_{\pi} < t_{1\max}$	$t_{1\max} < T_{\pi} < t_{\text{уп}}$	$t_{\text{уп}} < T_{\pi}$
t_1	T_{π}	$t_{1\max}$	$t_{1\max}$
t_2	T_{π}	$T_{\pi} + (T_{\pi} - t_{1\max}) \frac{T_{\text{откр}}}{T_{\text{закр}}}$	$T_{\pi} + T_{\text{откр}} \frac{-\mu_{\min}}{\mu_{\max} - \mu_{\min}}$

клапанов турбины из положения открытия ρ_0 , соответствующего μ_0 , составляет:

* Все величины в данном разделе приведены к их номинальным значениям, соответствующим номинальной мощности турбины.

$$t_{1\max} = T_{\text{закр}} \frac{\mu_0}{\mu_{\max} - \mu_{\min}}, \quad (2)$$

а время перемещения сервомотора до упора

$$t_{\text{уп}} = T_{\text{закр}} \frac{\mu_0 - \mu_{\min}}{\mu_{\max} - \mu_{\min}}, \quad (3)$$

где $T_{\text{закр}}$ — время полного закрытия сервомотора, определяемое обычно экспериментальным путем как время перемещения его поршня от положения $\mu_{\max}$ до $\mu_{\min}$ при

$\xi = \xi_{\min}$ (аналогично определяется время полного открытия $T_{\text{откр}}$).

Выражение для момента турбины после подачи большого отрицательного импульса имеет вид:

$$m_{\tau}(t) = m_{\tau.0} - (\mu_{\max} - \mu_{\min}) \left[\frac{t - T_{\pi} \left(1 - e^{-\frac{t}{T_{\pi}}}\right)}{T_{\text{закр}}} - k_1 \frac{t - t_1 - T_{\pi} \left(1 - e^{-\frac{t-t_1}{T_{\pi}}}\right)}{T_{\text{закр}}} - k_2 \frac{t - t_2 - T_{\pi} \left(1 - e^{-\frac{t-t_2}{T_{\pi}}}\right)}{T_{\text{откр}}} \right], \quad (4)$$

где k_1 и k_2 — коэффициенты;

при $t < t_1$ $k_1 = k_2 = 0$, при $t > t_2$ $k_1 = k_2 = 1$,

при $t_1 < t < t_2$ $k_1 = 1$ $k_2 = 0$.

T_{π} — постоянная инерция парового объема.

На рис. 2 показаны графики момента турбины при разных значениях T_{π} (в приводимых здесь выражениях и на рис. 1, 2 не учтено запаздывание τ от момента подачи сигнала на ЭГП до момента появления сигнала η_3 на входе золотника; τ , как показывают расчеты и опытные данные, обычно лежит в пределах 0,06—0,12 сек).

Момент турбины достигает минимального значения через время

$$t_{\min} = -T_{\pi} \times \ln \frac{1}{T_{\text{откр}} \left[\frac{1}{T_{\text{закр}}} \left(e^{-\frac{t_1}{T_{\pi}}} - 1 \right) + \frac{1}{T_{\text{откр}}} e^{-\frac{t_2}{T_{\pi}}} \right]} \quad (5)$$

с момента начала процесса. Может быть получено максимальное значение снижения момента турбины $\Delta m_{\tau \max} = m_{\tau.0} - m_{\tau}(t_{\min})$ при заданной длительности импульса T_{π} , если вычислить $m_{\tau}(t_{\min})$, подставляя в (4) значение $t_{\min}$ из (5).

Изменяя значение T_{π} , можно получить так называемую импульсную характеристику турбины; одна из таких характеристик, довольно типичная для современных турбин, показана на рис. 3. Сопоставление характеристик на рис. 3 показывает, что принятая достаточно грубая модель качествен-

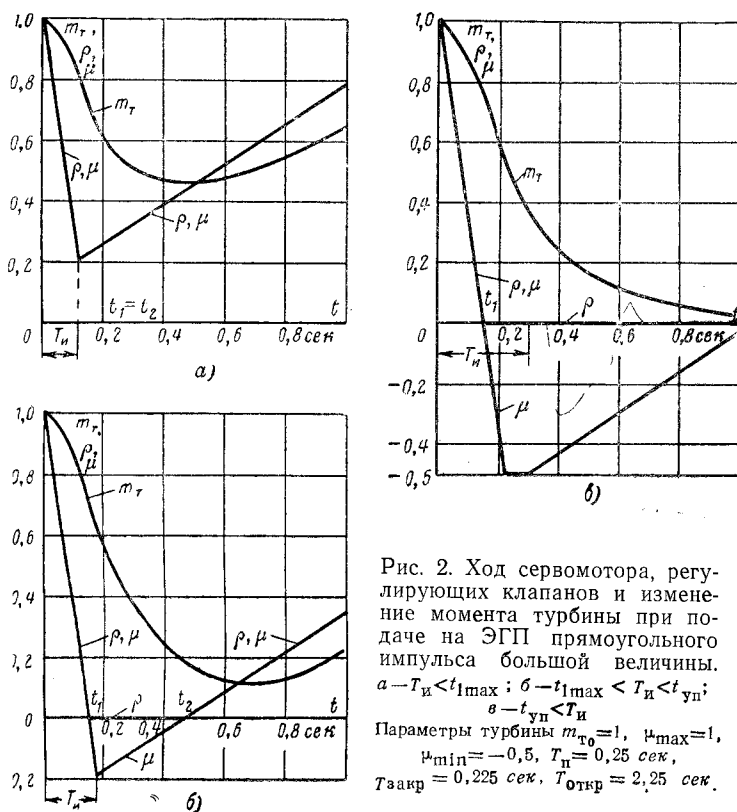


Рис. 2. Ход сервомотора, регулирующих клапанов и изменение момента турбины при подаче на ЭГП прямоугольного импульса большой величины. а — $T_n < t_{\text{max}}$; б — $t_{\text{max}} < T_n < t_{\text{уп}}$; в — $t_{\text{уп}} < T_n$.
Параметры турбины $m_{T0} = 1$, $\mu_{\text{max}} = 1$, $\mu_{\text{min}} = -0,5$, $T_n = 0,25$ сек, $T_{\text{авр}} = 0,225$ сек, $T_{\text{откр}} = 2,25$ сек.

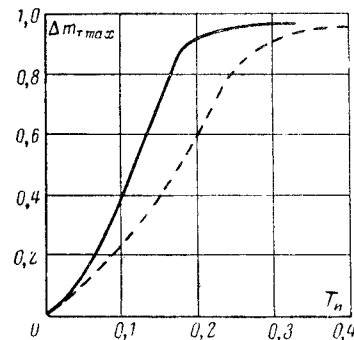
но правильно отражает сущность явления; лучший же результат в количественном отношении может быть достигнут специальным подбором параметров модели. Из этой характеристики следует, что при необходимости изменить турбины меньше, чем на 70—75%, длительность импульса, удовлетворяющего (1), должна составлять меньше 0,2 сек. Сопоставляя эту длительность импульса с графиками момента на рис. 2, можно прийти к выводу что с учетом указанных значений τ импульс на ЭГП с амплитудой, соответствующей (1), должен быть снят еще до того, как изменение момента станет практически ощутимым. Указанное обстоятельство крайне затрудняет разработку способов автоматического регулирования момента турбины при больших возмущениях и делает естественным применение такого рода способа, при котором длительность управляющего импульса выбирается заранее.

Заметим, что на практике часто целесообразно использовать импульсы с амплитудой, меньшей, чем требуется по условию (1). Поэтому в общем случае интенсивность воздействия на ЭГП следует характеризовать как функцию не только длительности импульса, но и значения k управляющего сигнала η_a , т. е. как $F(k, T_n)$. При этом под $F(k, T_n)$ понимается функция, отражающая влияние k и T_n на процесс снижения момента турбин.

Условия необходимости разгрузки электропередачи. Устройства автоматики, действующие на разгрузку электропередачи (в частности, путем снижения момента турбины), должны срабатывать только при таком возмущении в сети, которое может вызвать нарушение устойчивости. Поэтому устрой-

Рис. 3. Импульсная характеристика турбины (сплошная линия), рассчитанная при тех же параметрах, что и на рис. 2.

П р и м е ч а н и е. Пунктиром показана характеристика, полученная на более детальной, чем на рис. 1, математической модели турбины К-300-240 ЛМЗ.



ства автоматики должны учитывать ряд параметров переходного режима и их взаимное сочетание.

Для электропередачи, связывающей станцию с энергосистемой бесконечной мощности и имеющей угловую характеристику мощности вида $P = P^{(k)} \sin \delta$ (где (k) — номер режима), такими параметрами являются амплитуды характеристик мощности в исходном, послеаварийном и аварийном режимах (P^I, P^{II}, P^{III}), мощность P_n , передаваемая в исходном режиме, постоянная инерции T_j и длительность короткого замыкания $t_{к.з.}$. Если характеристику мощности аварийного режима в диапазоне углов от начального δ_n , до предельного $\delta_{пр}$, при котором по условию устойчивости допустимо отключение короткого замыкания, заменить прямой линией, то границы устойчивости рассматриваемой системы при $F(k, T_n) = 0$ можно получить в виде:

$$\arcsin T + 2 \frac{T(1 - N^{III})}{a_1 N^{III}} \left[1 - \cos \sqrt{\frac{a_1 \omega_n N^{III}}{2T_j}} t_{к.з.} \right] = \delta_{пр}, \quad (6)$$

где согласно [Л. 2]

$$a_1 = \frac{\sin \delta_{пр} - T}{\delta_{пр} - \arcsin T} + \sqrt{1 - T^2} \quad (7)$$

и, как известно,

$$\delta_{пр} = \arccos \left[\frac{1}{N^{III} - N^{III}} \left(\pi T - T \arcsin T - T \arcsin \frac{T}{N^{II}} - N^{III} \sqrt{1 - T^2} - N^{II} \sqrt{1 - \left(\frac{T}{N^{II}} \right)^2} \right) \right]. \quad (8)$$

В этих выражениях T, N^{II} и N^{III} равны соответственно P_n, P^{II} и P^{III} , отнесенным к P^I . К P^I отнесена также и величина T_j (сек). Как показали сопоставительные расчеты, точность приведенного уравнения приемлема, если $\delta_{пр} \leq \frac{\pi}{2}$.

Все параметры режима, от которых зависит положение границ области устойчивости, с той или иной степенью точности могут быть автоматически зафиксированы и введены в некоторое вычислительное устройство. В зависимости от сочетания этих параметров и с учетом коэффициентов запаса, вводимых в связи с неизбежной неточностью изме-

рений и расчетов, оно должно определять, нужно или не нужно при данном переходе воздействие на снижение механической мощности агрегата.

Обычно в исходном режиме непосредственно измеряется и фиксируется величина P_n . Величина T_j может быть введена в устройство персоналом в зависимости от состава работающих в системе агрегатов (принципиальных трудностей не вызывает и автоматический ввод этой величины, однако это потребовало бы установки большого количества аппаратуры для сбора информации).

Величины P^I и P^II определяются автоматически по исходному и соответственно послеаварийному составу линий и трансформаторов на электропередаче. Состав работающего оборудования определяется с помощью телемеханической аппаратуры (повышенной надежности [Л. 3]), а соответствующие ему значения P^I и P^II должны быть вычислены заранее, например, с помощью расчетной модели.

Для учета величины $t_{к.з}$ обычен такой подход, при котором возможность нарушения устойчивости определяется сразу после возникновения короткого замыкания в предположении, что $t_{к.з}$ будет иметь минимальное, типичное для данной сети значение $t_{к.з0}=0,12-0,2$ сек. Если в дальнейшем устройство контроля длительности короткого замыкания показывает, что $t_{к.з} > t_{к.з0}$, то возможность нарушения устойчивости определяется заново в расчете на $t_{к.з}$, возможное в случае отказа в действии выключателя. Такой подход имеет большой недостаток: поскольку правильное значение $t_{к.з}$ определяется с запозданием, действие автоматики может оказаться неэффективным и устойчивость будет нарушена. Чтобы избежать этого, в некоторых энергосистемах допустимо с самого начала определять

необходимость воздействия на турбину, исходя из $t_{к.з} > t_{к.з0}$ [Л. 15]. Излишняя разгрузка частично может быть уменьшена путем съема воздействий на турбину в момент исчезновения короткого замыкания, если зафиксировано, что в действительности $t_{к.з} = t_{к.з0}$.

Значение P^III может быть определено косвенным образом по значению снижения (сброса) передаваемой активной мощности в момент повреждения:

$$\Delta P_0 = P_n - P^III \sin \delta_n,$$

откуда, принимая $\Delta P_0/P^I = \Delta N_0$,

$$N^III = 1 - \frac{\Delta N_0}{T}. \quad (9)$$

Если в выражения (6) и (8) подставить N^III из (9), то, как показано на рис. 4, можно получить границы устойчивости в виде семейств кривых, характеризующих зависимость ΔN_0 от T . Каждое из этих семейств соответствует определенному значению величины N^II . Отдельные кривые в семействах получены при разных значениях параметра $\tau_{к.з} = t_{к.з}/\sqrt{T_j}$.

Изображение границ устойчивости, как это показано на рис. 4, позволяет уяснить возможный способ выполнения устройства, которое предназначено для управления исполнительными органами разгрузки электропередачи, т. е. в данном случае разгрузки турбин. В соответствии с получаемой информацией о величинах N^II и $\tau_{к.з}$ должна выбираться определенная характеристика $\Delta N_0 = f(T)$, т. е. должен вводиться в работу один определенный орган, срабатывающий при опасном в этих условиях сочетании ΔN_0 и T и тем самым вызывающий разгрузку электропередачи.

Как известно, характеристика $\Delta N_0 = f(T)$ в устройствах противоаварийной автоматики может аппроксимироваться ступенчато с помощью отдельных максимальных реле сброса мощности и максимальных реле мощности, передаваемой в исходном режиме. В 1966 г. институт «Энергосеть-проект» выпустил технические требования к реле сброса мощности с характеристикой срабатывания, зависящей от значения мощности в исходном режиме. По этим техническим требованиям ведется разработка аппаратуры.

Очевидно, изложенные способы выполнения устройств противоаварийной автоматики могут применяться не только при рассмотренной, но и при более сложной схеме энергосистемы, хотя в последнем случае количество необходимой информации увеличивается, аппаратура ее обработки усложняется, а точность и, следовательно, эффективность действия устройств снижается.

Определение необходимой интенсивности воздействия на разгрузку турбины. Для обеспечения устойчивости в режимах, которые выходят за естественную ее границу, требуется воздействие на разгрузку турбины с интенсивностью $F(k, T_n)$ тем большей, чем дальше режим от этой границы. Иначе говоря, чем больше применяемая величина $F(k, T_n)$, тем шире область устойчивости. Степень рас-

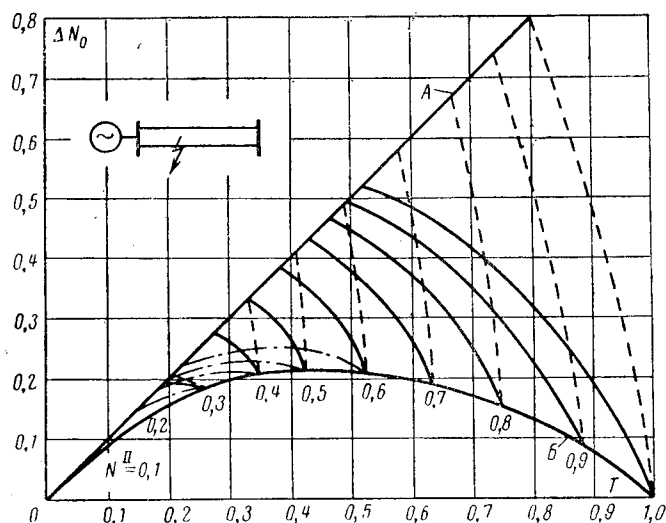
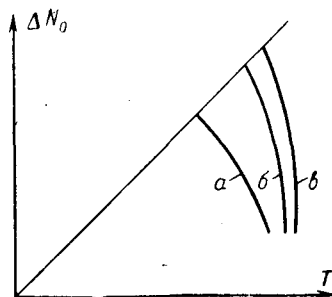


Рис. 4. Зависимость предельного по условию динамической устойчивости значению величины сброса мощности ΔN_0 от исходной нагрузки электропередачи T .

А — граница устойчивости при полном сбросе мощности; Б — граница устойчивости в случае отключения линии без короткого замыкания (простой переход); — — — граница устойчивости при коротком замыкании, $\tau_{к.з} = 0,04$ сек; — — — — то же, $\tau_{к.з} = 0,1$ сек; — · — · — то же, $\tau_{к.з} = 0,20$ сек.

Примечание. Значение N^II для каждого из семейств кривых показано цифрой у общей точки семейства, лежащей на кривой Б.

Рис. 5. Положение границы устойчивости при различных значениях $F(k_1, T_H)$; $a - F(k_1, T_H) = 0$; $b - F(k_1, T_H) > 0$; $c - F(k_2, T_{H2}) > F(k_1, T_{H1})$.



ширения области устойчивости при таком воздействии ограничена прежде всего тем, что и подача управляющего импульса, и тем более изменение мощности турбины, запаздывают по отношению к моменту начала короткого замыкания. В результате при $t_{к.з} = 0,12 - 0,2$ сек и имеющихся скоростях снижения мощности турбины основной эффект рассматриваемого мероприятия связан не с уменьшением кинетической энергии, накопленной агрегатом за время короткого замыкания, а с более интенсивным гашением этой энергии после отключения повреждения. Этот эффект может заключаться в повышении предела динамической устойчивости передачи на несколько процентов или на несколько десятков процентов — в зависимости от конкретных условий.

В связи с большой сложностью процессов в энергосистеме при изменении механической мощности агрегатов затруднительно установить аналитический критерий устойчивости перехода, подобный (6), для случая $F(k, T_H) \neq 0$. Практическим путем определения границ области устойчивости при этом является непосредственный расчет переходных процессов при различных значениях $F(k, T_H)$ с помощью моделирующих установок или других вычислительных средств. В результате получают характеристики, подобные показанным на рис. 5, где границы областей устойчивости изображены в плоскости $\Delta N_0 - T$ (остальные параметры предполагаются неизменными). Имея такого рода характеристики, можно построить устройство автоматики, управляющее величиной $F(k, T_H)$ заранее обусловленным образом с учетом всех фиксируемых параметров. Выбранные значения $F(k, T_H)$ теоретически могут приближаться к граничным по условиям устойчивости со сколь угодно большой точностью, зависящей от объема собираемой информации о режиме и точности ее обработки. Однако практические соображения заставляют использовать ограниченное число значений $F(k, T_H)$. Например, в проектах противоаварийной автоматики для Черепетской и Конаковской ГРЭС [Л. 16 и 17] предусмотрена возможность выбора одного из трех наперед заданных значений $F(k, T_H)$, существенно отличающихся друг от друга.

При определении величины $F(k, T_H)$ указанным выше способом одновременно могут быть определены и границы ввода автоматики в работу, соответствующие устойчивому режиму при $F(k, T_H) = 0$. Такой подход является единственно возможным для сложной энергосистемы. Применяется он и для простой энергосистемы, так как позволяет прибегать к эквивалентированию в значительно меньшей

степени, чем это приходится делать при использовании аналитических критериев.

Управление процессом восстановления мощности турбины. Невозможность мгновенно восстановить мощность турбины в момент, когда исчезла необходимость продолжать торможение генератора, неминуемо приводит к излишне интенсивному, а часто и опасному движению ротора с отрицательным скольжением. В результате этого явления может возникнуть: 1) асинхронный ход генератора с отрицательным скольжением относительно энергосистемы, если имеется значительная нагрузка поблизости от шин генератора [Л. 4—6]; 2) нарушение устойчивости при увеличении угла на втором или следующих за ним периодах качаний [Л. 16 и 17]. Задачей управления процессом восстановления мощности турбины является обеспечение на втором и следующих за ними циклах качаний того уровня устойчивости, который достигим на первом. Следует, однако, заметить, что это не всегда удастся, а значит, в ряде случаев эффективность разгрузки турбины оказывается пониженной.

Чтобы избежать первой из этих опасностей, приходится ограничивать применяемую величину $F(k, T_H)$, тем самым идя на снижение эффективности управления турбиной.

Вторая опасность связана с тем, что мощность турбины восстанавливается не в оптимальный для этого момент, а в течение следующих затем периодов качаний. Чем больше скорость увеличения мощности турбины и чем глубже качания, тем вероятнее нарушение устойчивости. Поэтому имеется два основных пути предотвратить нарушение: один заключается в снижении скорости восстановления мощности, а другой — в увеличении степени демпфирования качаний.

Замедлить восстановление мощности турбины можно, создавая управляющий импульс не с прямоугольным, а с экспоненциальным задним фронтом [Л. 16 и 17]. Постоянная времени схемы импульса может составлять 1—2 сек [Л. 17]. Это легко осуществимое мероприятие не всегда применимо там, где задержка в ликвидации дефицита мощности может вызвать значительное понижение частоты или нарушение устойчивости по тем или иным межсистемным связям. Кроме того, оно неблагоприятно сказывается на значении давления пара перед турбиной во время переходного процесса. Поэтому не исключены условия, когда, не имея возможности применять съем импульса с достаточной постоянной времени, придется идти на снижение его значения, а следовательно, и эффективности разгрузки.

Демпфирование качаний, возникших после короткого замыкания и разгрузки турбины, можно добиваться, применяя воздействие на систему возбуждения генератора и систему регулирования турбины [Л. 7]. Не останавливаясь на вопросах регулирования возбуждения, предположим, что имеется некоторое устройство, способное подавать на вход ЭГП сигналы, действие которых приводит к образованию демпферной составляющей момента Δm_d с амплитудой $\Delta m_{дм}$. Значение $\Delta m_{дм}$ получается максимальным, если использовать наибольшие возможные скорости движения сервомотора. По-

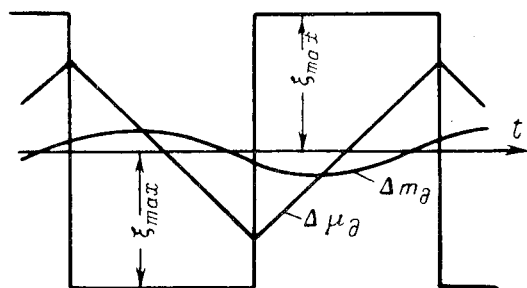


Рис. 6. Образование демпферной составляющей момента путем периодического изменения открытия окон золотника ξ от $-\xi_{\max}$ до $+\xi_{\max}$.

скольку, однако, в существующих турбинах, как правило, $T_{\text{откр}} > T_{\text{закр}}$, это привело бы к результирующему смещению клапанов в сторону закрытия. Избежать такого явления можно, например, путем выравнивания скоростей движения сервомотора в обе стороны, иначе говоря, соблюдением условия $-\xi_{\max} < \xi < \xi_{\max}$ (рис. 6).

В этом случае амплитуда $\Delta\mu_{dm}$ треугольной волны $\Delta\mu_d$ при качаниях с частотой Ω (рад/сек) определится как

$$\Delta\mu_{dm} = \frac{\pi}{2\Omega T_{\text{откр}}} (\mu_{\max} - \mu_{\min}).$$

Выделив 1-ю гармонику этой волны и учитывая передаточную функцию парового объема W_n (рис. 1), получим:

$$\Delta m_{dm} = \frac{4 (\mu_{\max} - \mu_{\min})}{\pi \Omega T_{\text{откр}} \sqrt{1 + \Omega^2 T_n^2}}. \quad (10)$$

Расчет по (10) при частоте качаний 1 гц и уже указанных (рис. 2) параметрах турбины дает $\Delta m_{dm} = 0,072$.

Для турбины с промежуточным перегревом пара такое значение Δm_{dm} может быть получено только при условии параллельного управления клапанами всех частей машины. На машинах же отечественных заводов принято только последовательное управление, при котором на колебания с частотой 1 гц отзывается практически только часть высокого давления турбины. Поэтому полученное значение Δm_{dm} должно быть уменьшено пропорционально доле части высокого давления в общей мощности машины, т. е. в условиях переходного режима в 2,5—2,7 раза. Таким образом, при принятых параметрах и глубоких послеаварийных качаниях можно получить лишь очень небольшую интенсивность демпфирования. Путем уменьшения значения $T_{\text{откр}}$ можно ее несколько повысить.

Принципиально имеется возможность в 1,5—2,0 раза увеличить значение Δm_{dm} , если вместо выравнивания скоростей применить максимальную скорость на закрытие, ограничив продолжительность движения в эту сторону так, чтобы к концу периода качаний сервомотор успевал вновь вернуться в исходное положение. Однако это требует значительно более сложной системы управления движением, а эффективности демпфирования качественно не меняет.

Рассматривая процесс восстановления мощности турбины, приходится учитывать, что во многих

случаях условия статической устойчивости послеаварийного режима не позволяют поднимать нагрузку электропередачи до исходного значения. В послеаварийном режиме она не должна превышать $P_{II}/1,08$, где 1,08 — обычно принимаемый в этом случае коэффициент.

Это означает, что при $P_{II} > \frac{P_{II}}{1,08}$ нагрузка должна быть уменьшена до значения, которое на $\left(P_{II} - \frac{P_{II}}{1,08}\right)$ меньше исходного.

Наиболее просто это можно осуществить с помощью механизма изменения скорости вращения турбины (МИСВ), устанавливая его в новое положение за то время, пока нагрузка еще не поднялась до опасного значения. Однако для этого необходимо соответствующее быстрое действие МИСВ. Недостаток такого способа — его неточность. Несколько более сложен, но, по-видимому, тоже недостаточно точен так называемый автоматический ограничитель мощности АОМ [Л. 8]. В настоящее время ведутся поиски других способов решения этой задачи.

Оценка неселективности управления мощностью турбины с помощью упрощенных устройств. Если неселективная разгрузка станции не ведет к особо неблагоприятным последствиям для энергосистемы, то допустимо идти на упрощение управляющих устройств. Так, например, иногда применяется разгрузка гидростанций просто по факту возникновения повреждения в сети [Л. 9 и 10]. Представляет интерес рассмотреть возможность применения упрощенных устройств и для управления мощностью паровых турбин.

Одно из первых устройств, предназначенных для управления разгрузкой турбин в рассматриваемых целях было построено на измерении сброса мощности в момент короткого замыкания ΔN_0 [Л. 4]. Подобные предложения имеются и в настоящее время [Л. 6—8].

Орган, реагирующий на величину ΔN_0 , выполнить затруднительно: в силу определенных электромагнитных явлений уменьшение передаваемой активной мощности при коротком замыкании может происходить не мгновенно¹, а в течение примерно 0,02—0,05 сек, и орган, реагирующий строго на ΔN_0 , не мог бы сработать. Поэтому и известные конструкции таких устройств [Л. 11], и разрабатываемые в настоящее время реле сброса мощности реально реагируют не на ΔN_0 , а на снижение ΔN текущего значения мощности $N(t)$ по отношению к ее исходной величине $N(t-t_{\Phi})$, фиксируемой на некоторое время t_{Φ} :

$$\Delta N = N(t-t_{\Phi}) - N(t) \quad (11)$$

(орган, реагирующий на ΔN_0 , имеет $t_{\Phi} \rightarrow 0$).

В первый момент после повреждения чувствительность реле, реагирующего на ΔN , та же, что и чувствительность реле, реагирующего на ΔN_0 . Но первое из этих реле обладает серьезным недостатком: оно может срабатывать не только при коротких замыканиях, но и при синхронных качаниях.

¹ На это обстоятельство обратил внимание Л. А. Кошечев (НИИПТ).

У второго реле этот недостаток может проявляться в значительно меньшей степени.

Предположим, что в сети произошло повреждение, вызвавшее предельный по условиям устойчивости переходный процесс — угол передачи δ достиг критического значения $\delta_{кр}$ и далее уменьшился до δ_{min} .

Величину δ_{min} можно определить путем решения уравнения

$$T\delta_{min} + \cos \delta_{min} + \sqrt{1 - T^2} - T(\pi - \arcsin T) = 0. \quad (12)$$

Здесь предполагается, что момент турбины и, следовательно, T при изменении δ от $\delta_{кр}$ до δ_{min} остаются неизменными и демпфирование качаний отсутствует. Если исходное значение мощности фиксируется на время t_{ϕ} , превышающее время достижения углом значения δ_{min} , то этому углу соответствует значение ΔN , равное:

$$\Delta N' = T - \sin \delta_{min}. \quad (13)$$

На рис. 7 показана зависимость $\Delta N'$ от T . Максимальное значение ΔN , т. е. ΔN_{max} , равно $\Delta N'$ только в случае, если $\delta_{min} \geq -90^\circ$. В противном случае $\Delta N_{max} = 1 + T$ (рис. 7).

Даже довольно грубое реле сброса мощности с параметром срабатывания $\Delta N_{ср} = 0,5$ может сработать при качаниях в режиме передачи с $T \leq 0,82$. В режимах же с $T \leq 0,6$ вообще не существует мощности срабатывания, обеспечивающей селективность при качаниях, так как $\Delta N_{max} > 1$. Таким образом, в общем случае нельзя надеяться на то, что реле, обеспечивающее чувствительность при коротких замыканиях, окажется удовлетворительным и с точки зрения селективности при качаниях. Однако в частных случаях, на сильно нагруженных передачах, при больших постоянных инерции вращающихся масс и малых $t_{к.з}$ (рис. 4) могут встретиться благоприятные условия выбора $\Delta N_{ср}$. Некоторого нерадикального повышения селективности реле сброса мощности можно достичь уменьшением времени t_{ϕ} .

Чтобы избежать неправильного действия автоматики, пуск ее осуществляют только на 0,2—0,3 сек после возникновения короткого замыкания в сети. Для этого используют устройство блокировки при качаниях [Л. 12], фиксирующее факт короткого замыкания, например, по появлению тока или напряжения обратной последовательности и тока нулевой последовательности. Однако, предотвращая неправильное действие автоматики при качаниях, указанная блокировка не в состоянии предотвратить такое действие, если короткое замыкание произошло в режиме, не опасном для устойчивости.

Все изложенное выше о неселективности автоматики, реагирующей на ΔN , относится, очевидно, и к другим устройствам, где используется эта же или близкая к ней величина. Так, неправильное действие при качаниях аварийного регулятора мощности из комплекта АРИОМ [Л. 8] было выяв-

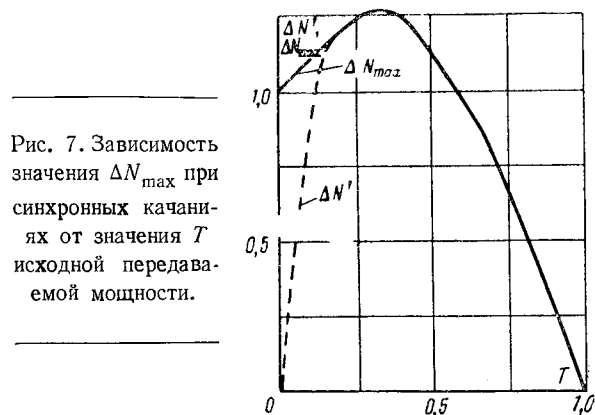


Рис. 7. Зависимость значения ΔN_{max} при синхронных качаниях от значения T исходной передаваемой мощности.

лено при испытаниях на турбогенераторах 50 и 100 Мвт Серовской ГРЭС. Тем же недостатком обладает и устройство НКН [Л. 13] из электроприставки к системе регулирования турбины К-300 (это устройство предназначено, впрочем, не для повышения устойчивости, а для улучшения приемистости турбины, т. е. ее динамических свойств при изменениях частоты).

Свойства, близкие к рассмотренным выше, имеют и различные устройства, предназначенные для ограничения скорости вращения агрегатов при сбросе нагрузки. Так, например, легко показать, что такими свойствами обладают дифференциаторы в регуляторах скорости турбин, поскольку измеряемая ими величина производной от скорости вращения по времени также пропорциональна ΔN . Неправильные действия дифференциаторов при качаниях отмечались и в практике работы энергосистем, и при указанных выше испытаниях на Серовской ГРЭС.

Неселективность рассмотренных устройств особенно опасна потому, что их действие (за исключением действия устройства НКН) должно в принципе обеспечивать закрытие регулирующих клапанов с максимально возможной скоростью. В то же время при синхронных качаниях происходит периодическое чередование воздействий с $\Delta N > 0$ и $\Delta N < 0$, что при $T_{откр} > T_{закр}$ вызывает результирующее смещение сервомотора в сторону закрытия регулирующих клапанов (явление, упомянутое выше в связи с рассмотрением поведения устройства для демпфирования качаний). Разница между значениями $T_{откр}$ и $T_{закр}$ у современных турбин достаточно велика, поэтому, даже если качания электрической мощности сравнительно неглубоки, несколько их периодов могут привести к полному закрытию регулирующих клапанов и временному прекращению доступа пара в турбину [Л. 16].

Изложенное препятствует использованию устройств типа дифференциатора или НКН без применения дополнительных, корректирующих их работу элементов [Л. 16 и 17]. Что же касается устройств, предназначенных для повышения устойчивости и реагирующих только на величину ΔN , то их недостатком может оказаться, кроме неселективности, еще и недостаточная чувствительность при большой нагрузке электропередачи, когда опасность для устойчивости создают возмущения с малой величиной ΔN_0 .

Возможности использования устройств НКН и дифференциатора. Устранить указанные выше недостатки устройства НКН, одновременно сохранив его как устройство, предназначенное для повышения приемистости турбины, можно путем искусственного симметрирования максимальных значений сигналов, поступающих от него на вход золотника сервомотора. Как было показано выше, для устранения результирующего смещения сервомотора при синхронных качаниях сигнал η на закрытие клапанов должен быть ограничен таким значением, чтобы удовлетворялось неравенство $-\xi_{\max} < \xi < \xi_{\max}$.

Если же конкретные условия работы агрегата позволяют мириться с некоторым снижением мощности турбины при длительных качаниях, то сигнал η может быть несколько увеличен. В частности, исследования турбин К-300 ЛМЗ на математической и электродинамической моделях (последнее в НИИПТ) [Л. 16 и 17] показали, что ограничение воздействия на входе НКН значением 0,1—0,4 позволяет получить уменьшение мощности турбины на значение, не превышающее 5—10% ($\xi_{\max}=0,1$; коэффициент усиления НКН равен 1,6).

В режиме малых колебаний частоты воздействие на входе НКН вряд ли может превышать 0,05—0,1. Поэтому, несмотря на указанное ограничение (0,1—0,4), полезное влияние НКН на приемистость турбины полностью сохраняется.

Сохранить положительную роль дифференциатора в случае отключения нагруженного генератора от сети можно лишь при том условии, что факт такого отключения будет зафиксирован каким-либо другим органом, не реагирующим на качания. Такими органами в наиболее простом случае являются блок-контакты выключателей, которые и раньше использовались с подобной целью [Л. 8, 14 и 17]. Если турбина оборудована ЭГП, то эти контакты могут, конечно, и самостоятельно подавать соответствующий импульс в ее систему регулирования, и тогда необходимость в дифференциаторе с рассматриваемой здесь точки зрения отпадает.

Применение блок-контактов выключателя вместо или вместе с дифференциатором приводит к некоторому снижению надежности, которое, как это чаще всего и бывает, является издержкой повышения селективности.

Следует отметить, что рассмотренные выше устройства типа НКН или дифференциатора могут сыграть положительную роль в режиме асинхронного хода генератора, когда снижение механической мощности нужно и для ограничения скорости вращения, и для ресинхронизации. В этом случае действие указанных устройств при колебаниях электрической мощности является полезным, и эти устройства следует использовать без каких бы то ни было ограничений воздействия от них [Л. 16 и 17].

Характеристика пускового органа, осуществляющего ввод в работу дифференциатора и снятие ограничения сигнала НКН на закрытие клапанов, должна удовлетворять требованиям достаточной чувствительности при асинхронном ходе и селективности при синхронных качаниях. Таким пус-

ковым органом может быть реле, реагирующее на повышение скорости вращения агрегата или частоты [Л. 17]. Этот пусковой орган сам по себе не может удовлетворить указанным требованиям, однако сочетание его с дифференциатором или НКН обеспечивает значительно большую селективность, чем любое из этих устройств, взятых в отдельности, поскольку при синхронных качаниях максимум скорости вращения (или частоты) наступает лишь через четверть периода качаний после максимума ускорения.

Изложенные в данной статье рекомендации, касающиеся управления турбинами и развивающие положения из [Л. 4, 5 и 8], сформулированы авторами совместно с сотрудниками ЛМЗ им. XII съезда КПСС в ходе работы, законченной в 1965 г. [Л. 16]. Основные положения этой работы были проверены в 1966 г. совместно с сотрудниками НИИПТ на электродинамической модели применительно к условиям Конаковской ГРЭС [Л. 17]. На основании указанных работ институт «Энергосеть-проект» выполнил проекты противоаварийной автоматики для ряда крупных тепловых электростанций, а соответствующие организации провели реконструкцию аппаратуры, связанной с устройством НКН и дифференциатором. В настоящее время запроектированные устройства управления мощностью турбин, предназначенные для повышения устойчивости, и устройства, корректирующие действие НКН и дифференциаторов, проходят экспериментальную проверку в энергосистемах и подготавливаются к вводу в работу. Как показано в данной статье, они позволяют получить лишь часть эффекта, принципиально достижимого с помощью управления турбинами. Поэтому необходимы дальнейшие работы по совершенствованию систем управления мощностью турбин, а также по улучшению динамических характеристик самих турбин и их систем регулирования скорости.

Литература

1. Применение аналоговых вычислительных машин в энергетических системах, Под ред. Н. И. Сколова, изд-во «Энергия», 1964.
2. Иофьев Б. И., О сравнительной эффективности трехфазного и фазного АПВ на одиночной линии и на двух параллельных линиях, Сб. «Релейная защита и автоматика энергосистем», изд-во «Энергия», 1966.
3. Скитальцев В. С., Телеотключение в энергосистемах, изд-во «Энергия», 1964.
4. Майер Г. И., Аварийное регулирование паровых турбин как мера увеличения устойчивости электрической системы, «Электричество», 1934, № 13.
5. Груздев И. А. и Кучумова Е. О., Особенности параллельной работы мощных турбогенераторов при быстродействующем регулировании их первичных двигателей, «Устойчивость и надежность энергосистем СССР», изд-во «Энергия», 1964.
6. Герценберг Г. Р., Каштелян В. Е. и Хейфец М. З., Повышение устойчивости параллельной работы турбогенераторов с помощью быстродействующего управления вращающим моментом паровой турбины, Труды ВЭИ, 1966, № 73.
7. Веников В. А. и др., Регулирование турбины как средство улучшения переходных процессов электрических систем, «Электричество», 1967, № 2.
8. Мурганов Б. П., Регулирование мощности турбогенераторов, работающих в энергетической системе, «Теплоэнергетика», 1961, № 2.

О коммутации шунтовых конденсаторных батарей высокого напряжения

Чл.-корр. АН СССР, доктор техн. наук проф. М. В. КОСТЕНКО,
доктор техн. наук проф. Г. С. КУЧИНСКИЙ и канд. техн. наук доц. А. К. ЧЕРНОВЕЦ

Ленинградский политехнический институт им. М. И. Калинина

Опыт эксплуатации применяемых в настоящее время шунтовых конденсаторных батарей с автоматическим включением и форсировкой является не вполне удовлетворительным [Л. 1]. Низкую надежность высоковольтных конденсаторных батарей нельзя целиком относить за счет недостаточно высокого качества конденсаторов, как это делается в [Л. 2]; причину следует искать также в способах коммутации батарей, выборе номинального напряжения и индивидуальной защиты конденсаторов, организации их эксплуатации и профилактики.

В настоящей статье рассматриваются способы ступенчатого изменения схемы и мощности шунтовых батарей, которые позволили бы повысить их эксплуатационную надежность независимо от типа индивидуальных предохранителей (встроенных или наружных).

В настоящее время батареи проектируются так, что при уменьшении потребности в реактивной мощности отключается часть конденсаторов; при этом оставшиеся в работе конденсаторы находятся под номинальным напряжением, а при использовании форсировки или при перегорании внутренних предохранителей даже длительно перегружаются. Процесс старения диэлектрика в конденсаторах и изменение интенсивности внезапных отказов зависят от напряжения на их зажимах в пятой—восьмой степени. Кроме того, повышенное напряжение на конденсаторе приводит к повышению температуры, что также сильно сказывается на уменьшении срока службы.

С точки зрения потерь при регулировании в первом приближении безразлично (при $\operatorname{tg} \delta = \text{const}$), уменьшать ли вырабатываемую батареей мощность отключением части конденсаторов, либо, оставив все конденсаторы в работе, изменить схему их соединений так, чтобы напряжение на элементах снизилось до необходимой величины. Равноценность обоих способов объясняется тем, что как выработка реактивной мощности, так и потери энергии в конденсаторе пропорциональны квадрату приложенного напряжения. Однако с точки зрения

старения диэлектрика и надежности работы батареи второй способ регулирования имеет существенные преимущества.

Для получения количественных характеристик надежности сравним принципиальные схемы регулируемых батарей. Обычно число ступеней не превосходит четырех; ступени выполняются одинаковыми по мощности, хотя в ряде случаев по условиям баланса реактивной мощности или регулирования напряжения на подстанции требуются различные соотношения их мощностей.

На рис. 1, 2, 3 и в табл. 1 показано, как, не меняя общего количества конденсаторов, можно изменять схему их соединений в батарее для получения от нее различной реактивной мощности. Помимо этого, в каждой схеме предусмотрена возможность отключения половины батареи с уменьшением мощности вдвое (рис. 1, д, 2, д и 3, д). Последний режим можно рекомендовать лишь для ремонтных и аварийных условий, чтобы не отключать всю батарею, так как напряжение на конденсаторах при этом остается номинальным; при этом каждая из отмеченных на рис. 1, а, 2, а и 3, а полуфаз конденсаторов снабжается разъединителями и располагается на отдельных конструкциях.

Выбор той или иной из приведенных схем зависит от графика реактивной нагрузки, причем ее изменение осуществляется четырьмя различными или одинаковыми ступенями, а число выключателей не превышает их количества при регулировании по обычным схемам.

Выигрыш в надежности объясняется тем, что от батареи требуется номинальная мощность только в течение нескольких часов в сутки, а процессы старения диэлектрика, интенсивность внезапных отказов и срок службы конденсаторов в сильной мере зависят от напряжения на их зажимах.

В настоящее время имеется значительный статистический материал, на основе которого можно определять срок службы конденсаторов в зависимости от приложенного напряжения.

9. Барзам А. Б., Автоматическое отключение части генераторов электростанций для сохранения и восстановления устойчивости, «Электрические станции», 1961, № 1.

10. Совалов С. А. и Беркович М. А., Режимная автоматика мощных гидроэлектростанций и электропередач 400—500 кВ, «Электрические станции», 1962, № 8.

11. Азарьев Д. И., Повышение пропускной способности электропередач, «Электричество», 1955, № 6.

12. Федосеев А. М., Основы релейной защиты, Госэнергоиздат, 1961.

13. Хейфец М. З., Авторское свидетельство № 153722, «Бюллетень изобретений и товарных знаков», 1965, № 2, стр. 104.

14. Киракосянц Г. А., Повышение быстродействия регулирования паровых турбин, «Энергетик», 1957, № 2.

15. Иофьев Б. И. и др., Повышение устойчивости энергосистемы в случае затяжки отключения короткого замыкания, «Электрические станции», 1968, № 5.

16. Тимофеева К. М. и Чекалов Л. Н., Анализ и корректировка действия системы регулирования турбины К-300-240, оборудованной электроприставкой, при переходных процессах в энергосистеме, сб. «Опыт эксплуатации релейной защиты и электроавтоматики в энергосистемах», вып. 1, изд-во «Энергия», 1968.

17. Иофьев Б. И. и др., Исследование на электродинамической модели внешнего управления электроприставкой к системе регулирования турбин 300 Мвт в условиях Конаковской ГРЭС, сб. «Опыт эксплуатации релейной защиты и электроавтоматики в энергосистемах», вып. 1, изд-во «Энергия», 1968.

[30.6.1967]

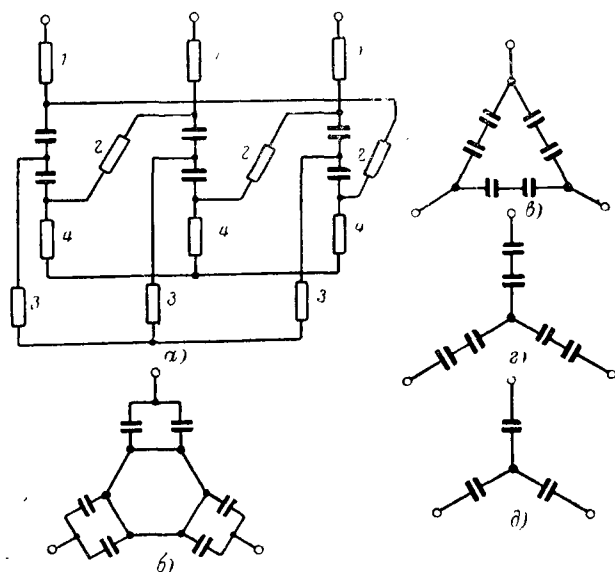


Рис. 1. Схема коммутации батареи (а) с соотношением мощностей в схемах (б), (в), (г) и (д) соответственно 1 : 0,75 : 0,25 : (0,5).

Согласно [Л. 3 и 4] при изменении напряжения промышленной частоты U_i срок службы конденсатора (L) определяется по формуле

$$L = \frac{K}{U_i^n}, \quad (1)$$

где K — постоянная, зависящая от температуры диэлектрика конденсатора.

В формуле (1) $n=7,7$ согласно [Л. 3] и $n=5 \div 7$ согласно [Л. 4].

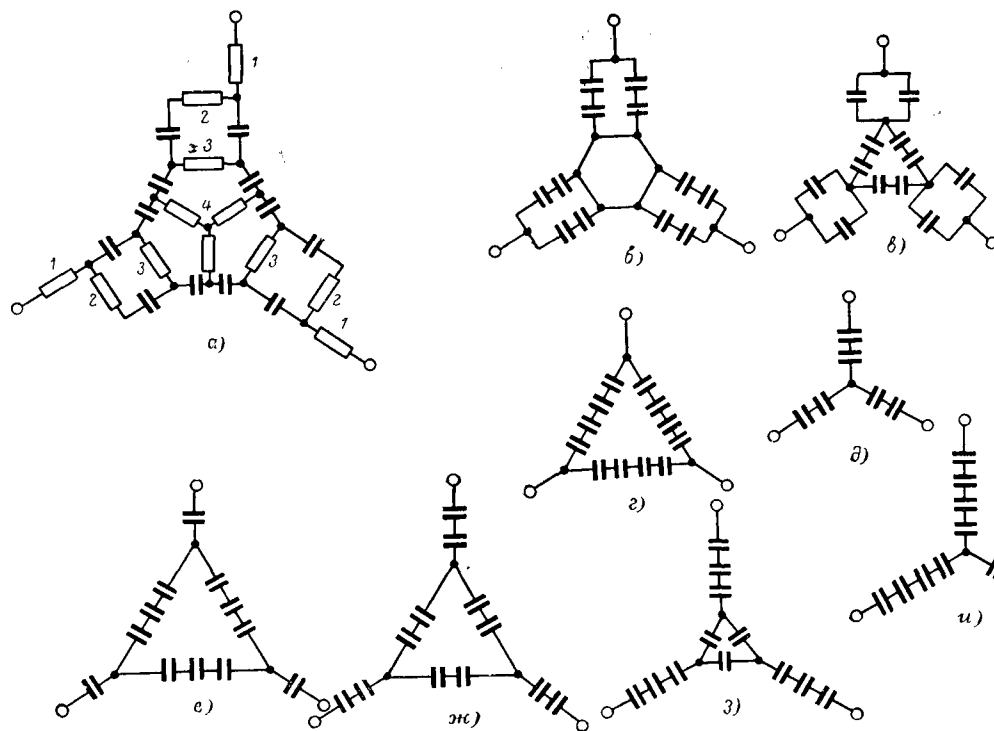


Рис. 3. Схема коммутации батареи (а) с соотношением мощностей в схемах (б), (в), (г) и (д) соответственно 1 : 0,86 : 0,75 : (0,5) : 0,5 : 0,375 : 0,3 : 0,25.

Если напряжение на зажимах конденсатора меняется в процессе эксплуатации, то согласно [Л. 3]

$$L_0 = \frac{\sum_{i=1}^m t_i}{\sum_{i=1}^m \frac{t_i}{L_i}}, \quad (2)$$

где L_0 — срок службы в условиях реальной эксплуатации;

t_i — абсолютное время за весь срок службы L_0 , в течение которого конденсатор работает при напряжении U_i ;

L_1 — срок службы при напряжении U_i , определяемый согласно формуле (1).

Соответственно интенсивность внезапных отказов можно вычислить по формуле:

$$\lambda_i = \lambda_n \left(\frac{U_i}{U_n} \right)^n, \quad (3)$$

где λ_n — интенсивность внезапных отказов партии конденсаторов при номинальном напряжении U_n , которая в зависимости от качества выпускаемых конденсаторов имеет пределы $\lambda_n = (10^{-4} \div 10^{-6}) 1/\text{ч}$.

Принимая, что поток отказов конденсаторов стационарный, ординарный и без последствия и, следовательно, количество отказов, появляющихся за время t , распределено по закону Пуассона, получим выражение для математического ожидания вышедших из строя конденсаторов N при условии замены поврежденных единиц

$$N = \sum_{i=1}^m \lambda_i t_i N_i, \quad (4)$$

где λ_i — интенсивность внезапных отказов в промежутке времени t_i ;

N_i — число конденсаторов в работе.

Батарея, регулируемая отключением ступеней, работает при постоянстве напряжения на конденсаторах и $\lambda_i = \lambda_n = \text{const}$, но $N_i < N_{\text{ном}}$ при отключении ступени. При регулировании по предлагаемой схеме $\lambda_i < \lambda_n$, но $N_i = \text{const}$, за исключением ремонтных и аварийных режимов.

При комплектации и эксплуатации батарей следует иметь в виду, что в большой партии всегда имеются конденсаторы различного качества, которые можно характеризовать спектром интенсивностей отказов. В целях упрощения расчетов этот спектр можно характеризовать двумя интенсивностями отказов: интенсивностью отказов λ_1 исправной части партии, доля которой составляет C_1 , и интенсивностью отказов λ_2 доли C_2 , соответствующей выходу из строя менее надежных единиц.

В этом случае при включении батареи под напряжение имеют место приработочные отказы, и распределение времени безотказной работы с достаточной точностью описывается линейной комбинацией двух экспоненциальных законов.

Можно показать, что интенсивность отказов в такой партии конденсаторов составит

$$\lambda_n(t) = \frac{C_1 \lambda_1 \exp(-\lambda_1 t) + C_2 \lambda_2 \exp(-\lambda_2 t)}{C_1 \exp(-\lambda_1 t) + C_2 \exp(-\lambda_2 t)}. \quad (5)$$

В частности, при $t = 0$:

$$\lambda_n(0) = C_1 \lambda_1 + C_2 \lambda_2 = \lambda_1 \left(C_1 + C_2 \frac{\lambda_2}{\lambda_1} \right) = K_{\text{увел}} \lambda_1.$$

В виде примера в табл. 2 приведены значения $K_{\text{увел}}$ для партий, имеющих дефектные конденсаторы с различной интенсивностью отказов λ_2 при $\lambda_1 = 10^{-5} 1/\text{ч}$ и время приработки, начиная с которого $\frac{\lambda(t)}{\lambda_1} \leq 1,1$.

Из табл. 2 следует, что период приработки в конденсаторных батареях может быть длительным, интенсивность приработочных отказов партии превышает значение для исправной части и зависит от рабочего напряжения в той же степени, что и для интенсивности внезапных отказов в период нормальной работы.

Из-за длительности периода приработки в конденсаторах эти отказы заводскими испытаниями

Таблица 1

Соотношение напряжений на конденсаторах и мощности батареи при регулировании по разным схемам

Схема соединения батарей	Напряжение на конденсаторах, отн. ед.	Мощность батареи, отн. ед.	Положение выключателей			
			1	2	3	4
Рис. 1, б	1,0	1,0	Включен	Включен	Включен	Отключен
Рис. 1, в	0,835	0,75	Включен	Включен	Отключен	Отключен
Рис. 1, е	0,5	0,25	Включен	Отключен	Включен	Включен
Рис. 1, д	1,0	0,5	Включен	Отключен	Включен	Отключен
Рис. 2, б	1,0	1,0	Включен	Включен	Включен	Отключен
Рис. 2, в	0,835	0,75	Включен	Включен	Отключен	Отключен
Рис. 2, е	0,74—Y 0,43—Δ	0,375	Включен	Отключен	Отключен	Включен
Рис. 2, д	1,0	0,5	Включен	Отключен	Включен	Отключен
Рис. 3, б	1,0	1,0	Включен	Включен	Отключен	Включен
Рис. 3, в	0,835—Y 1,0—Δ	0,83	Включен	Включен	Включен	Отключен
Рис. 3, е	0,835	0,75	Включен	Включен	Отключен	Отключен
Рис. 3, д	1,0	0,5	Включен	Отключен	Отключен	Включен
Рис. 3, е	1,0—Y 0,58—Δ	0,5	Требуется большее количество выключателей			
Рис. 3, ж	0,74—Y 0,43—Δ	0,375				
Рис. 3, з	0,58—Y 0,29—Δ	0,3				
Рис. 3, и	0,5	0,25				

Таблица 2

Влияние приработочных отказов на интенсивность отказов партии конденсаторов

C_1	C_2	λ_2/λ_1	$K_{\text{увел}}$	$t_{\text{прир}} \cdot \text{ч}$
0,98	0,02	1 000	21	530
		100	3	3 000
		20	1,4	7 000
0,95	0,05	1 000	51	600
		100	6	4 000
		20	2	11 000

выявлять нецелесообразно. Поэтому и с этой точки зрения применение предлагаемых схем также желательно.

Наконец, возможны случаи, когда в партии конденсаторов имеется некоторая доля с существенными дефектами, интенсивность отказов которой очень велика и непосредственно не связана с воздействием напряжения (течь масла, механические повреждения). Безусловно, что такие конденсаторы не следует допускать к установке — они должны выявляться при заводских или приемных испытаниях, и поэтому такие отказы не должны фигурировать при расчете надежности батарей.

Расчеты по формулам (3) и (4) при $n = 5 \div 7,7$ показывают, что если в четырехступенчатой батарее три ступени оставлены в работе, то математическое ожидание количества вышедших из строя конденсаторов за произвольный отрезок времени приблизительно в 2,1—3,0 раза превысит соответствующее значение при осуществлении регулирования путем переключения $\Delta U/\Delta$ (рис. 1, в), а если оставить в работе одну ступень из четырех, то по

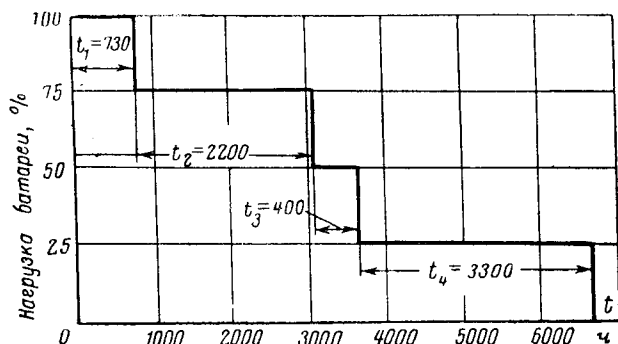


Рис. 4. Предполагаемый график реактивной нагрузки компенсирующего устройства по продолжительности.

сравнению со схемой на рис. 1,2 отношение математических ожиданий вышедших из строя конденсаторов составит соответственно 8—50.

С учетом реального графика работы компенсирующего устройства, когда имеются периоды номинальных нагрузок, выигрыш получается меньший, но довольно существенный. В виде примера на рис. 4 приведен примерный годовой график работы компенсирующего устройства по продолжительности.

Сравним основные показатели четырехступенчатой батареи и батареи, регулируемой по схеме на рис. 1. Если принять $\lambda_n = 10^{-5}$ 1/ч и мощность батареи $Q = 4 \times 60\,000$ кВА (4800 конденсаторов мощностью 50 кВА), то согласно (3), (4), табл. 1 и рис. 4 имеем (в предположении, что период приработки окончен):

1. Математическое ожидание количества вышедших из строя за год конденсаторов:

при регулировании путем отключения ступеней $M = 10^{-5} \cdot 4800 [730 + 0,75 \cdot 2200 + 0,5 \cdot 400 + 0,25 \cdot 3300] = 154$ конденсатора;

при регулировании по схеме на рис. 1 при $n = 7,7$ $M = 10^{-5} \cdot 4800 [730 + (0,865)^{7,7} \cdot 2200 + 5 \cdot 400 + (0,5)^{7,7} \cdot 3300] = 79$ конденсаторов.

При $n = 5$ получается $M = 100$ конденсаторов. Таким образом, при регулировании по схеме рис. 1 математическое ожидание количества вышедших из строя конденсаторов уменьшается в 1,5—2 раза.

2. Средний срок службы конденсаторов в регулируемой батарее по сравнению со сроком службы при непрерывной работе при номинальном напряжении согласно (2):

при регулировании отключением ступеней

$$L_0 = 1,95 L_n;$$

при регулировании по схеме на рис. 1 при $n = 7,7$

$$L_0 = 3,8 L_n,$$

т. е. средняя долговечность конденсаторов возрастает вдвое.

3. Соответственно средние интенсивности внезапных отказов равны:

при отключении ступеней

$$\lambda_0 = 0,513 \lambda_n,$$

при регулировании по схеме на рис. 1 и $n = 7,7$

$$\lambda = 0,263 \lambda_n \approx 0,5 \lambda_0.$$

Если учесть зависимость срока службы от температуры диэлектрика, то увеличение среднего срока службы в результате предлагаемых мероприятий будет еще больше. Аналогичные выводы в пользу предлагаемых схем получаются и для рис. 2 и 3. Выбор оптимальной из них зависит от графика реактивной нагрузки компенсирующих устройств.

Поскольку отключаемые ступени представляют собой по сути дела резервные элементы, то необходимо проверить, не окажется ли надежность батареи из m ступеней выше, чем надежность батареи, все конденсаторы которой находятся в работе.

Принимая $m = 4$, будем считать работу четырехступенчатой батареи безотказной, когда в работе останется по крайней мере две ступени. Тогда вероятность безотказной работы P_Σ за время t равна:

$$P_\Sigma = P_1^4 + 4P_1^3(1 - P) + 6P_1^2(1 - P)^2, \quad (6)$$

$$P_1 = \exp(-\lambda_{\text{ступ}} t), \quad (7)$$

где $\lambda_{\text{ступ}}$ — интенсивность внезапных отказов отключаемой ступени батареи.

Во всех предлагаемых схемах (рис. 1—3) имеется возможность отключения половины батареи с уменьшением ее мощности вдвое, поэтому работу предлагаемых схем будем считать безотказной, когда в строю останется по крайней мере половина батареи. Вероятность безотказной работы

$$P_\Sigma = P_2^2 + 2P_2(1 - P_2), \quad (8)$$

$$P_2 = \exp(-\lambda_{\text{бат}} t), \quad (9)$$

где $\lambda_{\text{бат}}$ — интенсивность внезапных отказов батареи, составленной из полуфаз.

Очевидно, число конденсаторов в батарее, составленной из полуфаз, вдвое больше, чем в одной ступени.

Между интенсивностью отказов отдельного конденсатора и ступени батареи существует сложная зависимость. В частности, если производить замену поврежденных конденсаторов только после отключения батареи релейной защитой (обычно отставка защиты настроена на превышение напряжения на любой из последовательных групп на 10%), то интенсивность отказов батареи окажется значительно выше интенсивности отказов образующих ее конденсаторов.

В виде примера можно указать, что при комплектации батареи напряжением 35 кВ из конденсаторов напряжением 6 кВ с интенсивностью отказов $\lambda_{\text{конд}} = 10^{-5}$ 1/ч интенсивность отказов батареи $\lambda_{\text{бат}} \approx 5,5 \cdot 10^{-4}$ 1/ч, т. е. в 50 раз выше, а при переходе на батарею напряжением 110 кВ из тех же конденсаторов получим $4 \cdot 10^{-3}$ 1/ч, т. е. уже в 400 раз выше¹.

Именно поэтому высоковольтные шунтовые батареи, составленные из большого количества последовательных групп, работают неудовлетвори-

¹ Расчеты выполнены В. Н. Литвиновым

тельно при отсутствии хорошей профилактики, даже если применены и очень надежные конденсаторы.

Если же организовать профилактику так, чтобы заменять поврежденные конденсаторы по выходе из строя двух-трех из них (из приведенного примера видно, что это придется делать для самых мощных батарей не чаще одного раза в неделю), то вероятность безотказной работы такой батареи будет практически равна единице за любой промежуток времени, аварийных отключений не будет и сама батарея станет самым надежным элементом электрической системы.

Несмотря на многообразие факторов, интенсивность отказов ступени батареи прямо пропорциональна интенсивности отказов конденсаторов, а последняя для предлагаемых схем (рис. 1—3), как видно из примера, почти вдвое ниже, чем для отключаемых ступеней.

Поэтому, если за какой-то период вероятность безотказной работы полуфазы согласно (9) равна 0,9, то P_{Σ} для всей батареи, соединенной по предлагаемым схемам, равна 0,991, а для отключаемой четырехступенчатой батареи согласно (6) и (7), равна только 0,976. Таким образом, и в отношении надежности предлагаемые схемы имеют существенное преимущество.

Ранее, при слабом развитии электрических сетей, многоступенчатые батареи имели преимущество с точки зрения меньших толчков напряжения ΔU при их включении и отключении, поскольку

$$\Delta U \approx \frac{Q}{S_{к.з}}, \quad (10)$$

где Q — мощность включаемой ступени;

$S_{к.з}$ — мощность короткого замыкания в точке включения батареи.

Современные магистрально-распределительные сети 35 кВ допускают включение толчком батареи мощностью порядка 60 Мва, а сети 110 кВ — порядка 150 Мва при отклонениях напряжения, соизмеримых со ступенью регулирования трансформаторов с РПН (около 1,5—2%), т. е. и в этом смы-

сле у схемы с отключаемыми ступенями нет существенных преимуществ. Кроме того, применение управляемых реакторов, работающих совместно с батареями, позволяет производить включение и отключение батарей любой мощности вообще без изменений напряжения в момент коммутации [Л. 5]. Учитывая опыт эксплуатации [Л. 1] и сильную зависимость срока службы от напряжения на конденсаторе и температуры его диэлектрика, режим форсировки выдачи реактивной мощности следует считать недопустимым. С этой задачей несравненно лучше справляются синхронные машины, а для плавного регулирования мощности батарей — специальные регулирующие звенья типа управляемых реакторов [Л. 5].

При необходимости уменьшения или увеличения мощности батареи изменение схемы ее соединения согласно рис. 1—3 можно производить как при отключении ее от сети с разрядом емкости, т. е. с перерывом в выработке реактивной мощности, так и без перерыва. Указанный вопрос требует рассмотрения в зависимости от местных условий.

Проведенное исследование позволяет сделать вывод о целесообразности регулирования мощности шунтовых конденсаторных батарей по предлагаемым схемам, с оставлением в работе всех конденсаторов и соответствующим снижением их рабочего напряжения по сравнению с номинальным в процессе регулирования.

Литература

1. Ярославцев А. М. и др., Опыт эксплуатации шунтовой конденсаторной батареи, «Электрические станции», 1967, № 3.
2. Берковский А. М. и Лысков Ю. И., Мощные конденсаторные батареи (шунтовые), изд-во «Энергия», 1967.
3. Menkart G. R., Waldon P. L., CIGRE, 1964/51/8.
4. Кучинский Г. С., Выбор рабочих напряжений в бумажно-масляной конденсаторной изоляции по характеристикам частичных разрядов, «Некоторые вопросы силового конденсаторостроения», Изд-во ВНИИЭМ, 1967.
5. Усов С. В. и др., О надежности управляемых компенсирующих устройств, «Электрические станции», 1967, № 9.

[21.10.1968]



Параметры воздушных линий электропередачи, характеризующие условия отключения неудаленных коротких замыканий

Канд. техн. наук Н. М. ЧЕРНЫШЕВ, инженеры И. П. ЩЕГЛОВ и В. В. КУЗНЕЦОВА
Всесоюзный электротехнический институт им. В. И. Ленина

Введение. В последние 6 лет в Советском Союзе все вновь разработанные и модернизированные выключатели напряжением 110—220 кВ подвергались испытаниям на отключение неудаленных коротких замыканий. В настоящее время требование испытаний выключателей в этом режиме включено в новый ГОСТ 687-67.

Для того чтобы испытания гарантировали надежную работу выключателей в большинстве случаев неудаленных коротких замыканий и велись в различных испытательных установках в сопоставимых условиях, необходимо стандартизировать основные параметры, влияющие на работу выключателей, и методы испытаний. Одна из важных задач — нормирование собственного восстанавливающегося напряжения испытательных схем.

Неудаленные короткие замыкания в трехфазной цепи неоднократно рассматривались в литературе [Л. 1, 2 и др.].

Восстанавливающееся напряжение на полюсе выключателя определяется суммой двух составляющих: напряжением со стороны питающей системы u_c и напряжением со стороны короткозамкнутой линии u_n . Начальная часть результирующей кривой напряжения формируется преимущественно высокочастотными колебаниями составляющей u_n . Эти колебания имеют почти пилообразную форму, так что обусловленная ими скорость восстановления напряжения постоянна до момента наступления первого пика и определяется выражением:

$$S_u = \frac{du_n}{dt} = I \sqrt{2} \omega Z, \quad (1)$$

где I — отключаемый полюсом выключателя ток (действующее значение);

ω — круговая промышленная частота;

Z — эквивалентное волновое сопротивление линии.

Амплитуда первого пика составляющей u_n

$$U_A = \sigma U_n, \quad (2)$$

где σ — коэффициент амплитуды первого пика;

U_n — начальное напряжение на линии (мгновенное значение напряжения на линии в момент отключения тока).

Для данной линии Z и σ зависят от вида короткого замыкания и очередности отключения рассматриваемой фазы.

При индуктивном сопротивлении линии X_n начальное напряжение на ней

$$U_n = I \sqrt{2} X_n \quad (3)$$

или, исходя из действующих значений фазного напряжения питающей системы U_ϕ и тока короткого

замыкания при повреждении непосредственно за выключателем I_k ,

$$U_n = U_\phi \sqrt{2} \left(1 - \frac{I}{I_k}\right). \quad (4)$$

В испытательной установке ток короткого замыкания на выводах источника питания I_k должен быть равен номинальному току отключения выключателя I_n , а снижение тока до требуемых величин I происходит при включении в цепь за выключателем короткозамкнутой линии. Испытания рекомендуется проводить при трех значениях тока I в % от I_n : 60, 75 и 90% [Л. 3].

Как видно из выражений (1) — (4), для данного источника питания составляющая u_n зависит от величины тока I . Можно показать, что и составляющая u_c также однозначно определяется этим током. Следовательно, даже для данного выключателя кривая восстанавливающегося на нем напряжения будет различной в зависимости от величины отключаемого тока. Для выключателей на 110—220 кВ (в дальнейшем, вероятно, и 330 кВ) с различными номинальными токами отключения потребовалось бы нормировать большое число кривых¹. Помимо этого, трудности возникали бы при настройке испытательных схем.

Поэтому для стандартизации условий восстановления напряжения применительно к испытаниям на отключение неудаленных коротких замыканий целесообразно выбрать такие нормируемые параметры, которые не зависят от отключаемого тока. Этими параметрами являются Z и σ линии и параметры, описывающие кривую собственного восстанавливающегося напряжения источника питания.

Особую важность приобретает нормирование параметров линии. Это объясняется высокой чувствительностью выключателей к начальной скорости восстановления напряжения, применением в испытательных схемах искусственных линий и необходимостью регулирования Z при испытаниях выключателей по частям полюса (по дугогасительным разрывам или группам разрывов).

Для изучения переходных процессов в линиях при отключении неудаленных коротких замыканий и определения параметров линий в ряде стран были проведены экспериментальные исследования, основные результаты которых обобщены в [Л. 4]. Часть данных получена в специальных, тщательно выполненных измерениях [Л. 5—7], другая — при испытаниях выключателей, когда из-за влияния по-

¹ Поскольку составляющая u_n определяется двумя параметрами, а составляющая u_c согласно ГОСТ 687-67 — тремя или четырьмя, для описания каждой кривой восстанавливающегося напряжения на выключателе необходимо пять или шесть параметров.

следних на переходные процессы достаточная точность измерений не может быть обеспечена.

Анализ этих работ показал, что только на их основе нельзя построить нормативы для испытаний отечественных выключателей. Большая часть измерений проведена на линиях с расщепленными проводами, которые не применяются в Советском Союзе при напряжениях 110—220 кВ, или на специальных испытательных линиях. Среди случаев, когда типы обследованных линий близки к применяемым в наших энергосистемах, в величинах Z и σ (особенно в величинах σ) наблюдаются существенные расхождения.

В настоящей работе приведены результаты серии измерений, проведенных ВЭИ в Мосэнерго, и на их основе даны рекомендации по нормированию параметров линий.

Обследованные линии электропередачи. Опыты велись на одноцепных линиях на металлических опорах с одиночными проводами в фазе. Основные сведения о линиях даны в табл. 1 и на рис. 1, а, б, в, г.

Опоры линии А с 1 по 14 двухцепные (вторая цепь не подвешена) и с 15 по 20 — одноцепные. Близко к линии А проходят параллельно трассируемые двухцепные линии: справа на протяжении 0,5 км от пункта измерения — две на 110 кВ, слева на протяжении 2,3 км — две на 110 кВ и одна на 35 кВ. Все эти линии при измерениях находились под напряжением.

Линия В длиной 2,5 км получалась последовательным соединением двух аналогичных по конструкции линий (рис. 1, б). В месте соединения участков к линии были подключены две короткие системы шин (Ш₁ длиной около 10 м и Ш₂ — 100 м) и два трансформатора тока (ТТ₁ и ТТ₂). Начиная с опоры 7 параллельно линии В проходит одноцепная линия 110 кВ, которая при опытах находилась под напряжением.

Тросы всех линий заземлены на каждой опоре. Кроме тросов опоры линий Б и В, установленные на территории подстанции, через объединенные заземлители подстанции и НИЦ связаны с первыми опорами этих линий.

В табл. 2 приведены результаты измерений индуктивных и активных сопротивлений прямой (x_1 , r_1) и нулевой (x_0 , r_0) последовательностей линий на частоте 50 Гц, а также их сопротивления

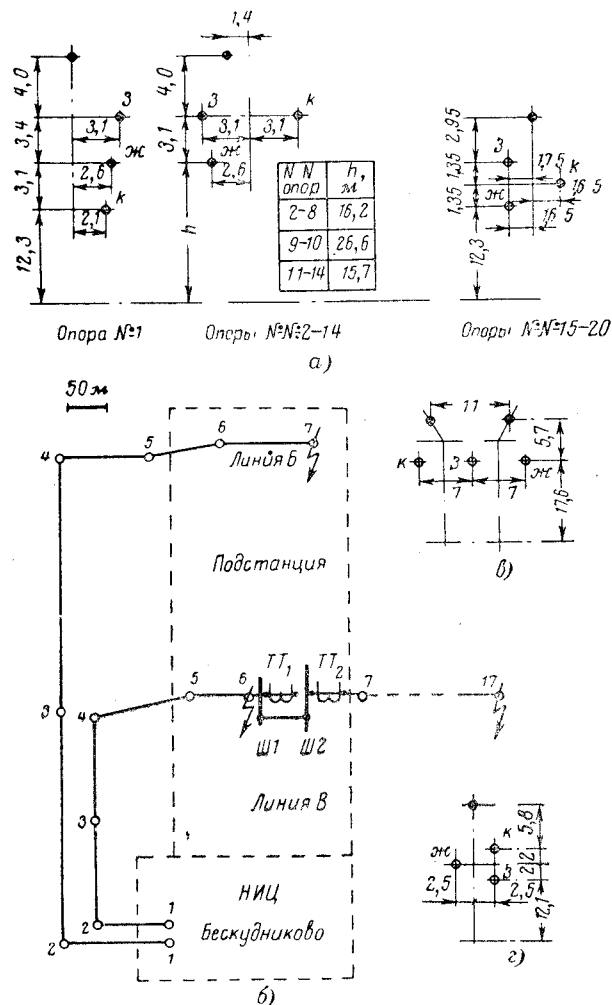


Рис. 1. Обследованные линии электропередачи.

а — расположение проводов и троса на опорах линии А (вид со стороны пункта измерения); б — план трассы линий Б и В; в, г — расположение проводов и тросов на опорах линий Б и В соответственно. Размеры даны в метрах; ж, з, к — маркировка фаз.

при однофазном коротком замыкании ($x^{(1)}$, $r^{(1)}$)*. Так как линии Б и В на части их трассы проходят близко одна от другой (рис. 1, б), то измерения на

* Сопротивления x_1 , r_1 измерены только на линии А. Для линий Б и В значения x_1 , r_1 приняты по [Л. 8] для соответствующей марки провода и среднего геометрического расстояния между проводами.

Таблица 1

Место измерений	Обозначение линии	Напряжение, кВ	Марка провода	Число тросов	Марка троса	Измеряемый участок†		Сопротивления заземления опор, ом
						длина, км	№ опор	
Западная подстанция Мосэнерго	А	110	АС-150* АС-120	1	С-50* Б-50	1,87 4,0	1—11 1—20	Для опор 1—20 от 2 до 8
Научно-исследовательский центр по испытанию высоковольтной коммутационной аппаратуры (НИЦ Бескудников)	Б	220	АС-400	2	С-70	1,11	1—7	Данных нет
	В	110	АС-150	1	С-70	0,56 2,53	1—6 1—17	Данных нет Для опор 7—17 от 0,8 до 4,5

* На начальном участке линии длиной 2,55 км (опоры 1—14), далее провод АС-120 и трос Б-50.

Таблица 2

Линия	Длина участка, км	Сопротивление, ом/км						$\frac{x_0}{x_1}$
		x_1	r_1	x_0	r_0	$x^{(1)}$	$r^{(1)}$	
А	1,87	0,417	0,21	1,5	1,9	0,75	0,85	3,6
Б	1,11	0,41	0,078	1,05	0,42	0,66	0,18	2,6
В	0,56	0,415	0,21	1,0	0,24	0,66	0,23	2,4
	2,53	0,415	0,21	1,32	0,93	0,72	0,44	3,2

каждой из них (включая и часть описанных ниже измерений Z и σ) проделаны дважды. В одном случае все три фазы второй линии были разомкнуты с обоих концов, в другом — заземлены. Однако какого-либо влияния второй линии на результаты измерений не было обнаружено.

Для выявления степени асимметрии на всех линиях сопротивления $x^{(1)}$, $r^{(1)}$ измерялись на каждой из фаз. Отклонения от средних значений, приведенных в табл. 2, находятся в пределах точности измерений и, например, для $x^{(1)}$ не превышают $\pm 3\%$.

Для одноцепных линий со стальными тросами в качестве средних значений можно принять [Л. 8]: $x_1 = 0,42$ ом/км, $x_0 = 3x_1$ и $x^{(1)} = 0,7$ ом/км. Сопротивления обследованных линий незначительно отличаются от этих величин, что позволяет считать эти линии достаточно типичными.

Методика измерений волнового сопротивления и коэффициента амплитуды. Разные методы измерений Z дают в ряде случаев различные его значения для одной и той же линии [Л. 6]. Отклонения составляют около 10%, что затрудняет получение сопоставимых результатов и разработку норм на испытания. Учитывая потребность в измерениях как при накоплении данных о линиях, так и при настройке испытательных схем, желательно унифицировать метод измерения.

Необходимо, чтобы при измерениях в каждом случае была найдена такая величина Z , которая при подстановке в выражение (1) позволила бы определить действительную скорость восстановления напряжения (для данного тока) с учетом всех влияющих на нее факторов. Такому требованию отвечают измерения по методу «отключения тока», заключающемуся в том, что через обследуемую короткозамкнутую линию пропускают синусоидальный ток, который затем отключают для возбуждения колебаний в линии. Метод полностью воспроизводит процесс отключения удаленного короткого замыкания, позволяет изучить действительную форму колебаний напряжения на линии и, наряду с Z , измерить σ .

Определение параметров линии производится следующим путем.

По осциллограммам отключаемого тока i и напряжения на линии u_L определяются скорость спада тока непосредственно перед отключением S_i и скорость нарастания напряжения до первого пика S_u . Волновое сопротивление принимается равным отношению

$$Z = \frac{S_u}{S_i}, \quad (5)$$

которое непосредственно следует из выражения (1).

Кроме того, по осциллограмме u_L определяется амплитуда первого пика U_A и начальное напряжение на линии U_L , что позволяет вычислить σ , используя выражение (2).

Поскольку нормируются собственные параметры линии, при измерениях влияние выключателя (напряжения на дуге, последуговой проводимости межконтактного промежутка, шунтирующих сопротивлений) должно быть исключено и обеспечено «идеальное» отключение точно в момент прохода тока через естественный нуль.

Так как при относительно низком напряжении на линии при удаленных коротких замыканиях корона не возникает, то исследуемый процесс практически не зависит от величины напряжения, и опыты можно вести, отключая небольшой ток. С другой стороны, из-за радиопомех и наводок от соседних линий ток не может быть слишком малым. В измерениях [Л. 6 и 7] опыты с токами в линии на частоте 50 гц около 35 а не всегда давали четкую осциллограмму напряжения u_L . Отключение токов до 300 а [Л. 5] требует использования громоздкого оборудования.

В данной работе применялась установка (индикатор восстанавливающегося напряжения), собранная по схеме колебательного контура (рис. 2,а) **. Конденсатор C емкостью 40 мкф, заряженный до напряжения 1,5 кВ, разряжался через катушку L с индуктивностью 10—40 мГн на линию при включении тиратрона пусковым устройством ПУ. При первом же проходе через нуль ток отключается тиратроном, и в линии возникают свободные колебания подобно тому, как это имеет место при отключении удаленного короткого замыкания (рис. 2,б).

Использованный для коммутации тиратрон типа ТГ1-5/3 обеспечивает отключение токов с амплитудой до 70—90 а без искажений в околонулевой области.

Частота отключаемого тока составляла 150—200 гц. Применение токов повышенной частоты в указанных пределах, как показал анализ погрешностей измерения, практически не влияет на точность измерений и в то же время при сравнительно небольших значениях тока позволяет получить необходимые для отстройки от помех величины напряжения на линии.

Для записи применялся трехлучевой осциллограф ВЭИ ЗКО-20. Запуск осциллографа с опережением по отношению к моменту отключения тока производился синхронизирующим устройством СУ [Л. 9]. Напряжение на вход СУ снималось с цепочки $L_c - R_c$ ($L_c = 0,2$ мГн, $R_c = 0,5$ ом).

Напряжение u_L подавалось непосредственно на пластины ЭО₁ электроннолучевой трубки. Для записи тока i вблизи его нуля в опытах на линии А использовался безындукционный шунт сопротивлением 0,3 ом, напряжение с которого через амплитудный ограничитель и электронный усилитель по-

** При разработке установки за основу принята схема, описанная Н. М. Масленниковым («Электричество», 1958, № 12).

давалось на вторую пару пластин трубки ЭО_2 . В опытах на линиях *Б* и *В* с помощью катушки $L_i=2,4 \text{ мГн}$ записывалась непосредственно скорость тока до его отключения $S_i=\frac{di}{dt}$. Третий луч

использовался для временной калибровки горизонтальной оси.

На каждом из проводов измерения проводились применительно к отключению первой и третьей фазы при трехфазном коротком замыкании с землей (рис. 2, *в* и *г*). Поскольку к сборным шинам подстанции обычно подключено несколько линий, и шины имеют значительную емкость на землю (емкость собственно шин и соединенного с ними оборудования), то по отношению к токам высокой частоты соединенные с шинами провода поврежденной линии оказываются практически замкнутыми на землю. В связи с этим провода, которые при измерениях принимались еще не отключенными, были заземлены также и в начале линии.

На линии *В*, кроме того, был проделан опыт, в котором на расстоянии 0,56 км короткое замыкание имитировалось только на одной фазе, а на расстоянии 2,53 км были замкнуты и заземлены все три фазы. Сравнение полученных осциллограмм с осциллограммами при отключении третьей фазы показало, что колебания напряжения на отключаемом проводе в обоих случаях полностью идентичны. Это позволяет распространить результаты измерений на третьей отключаемой фазе при трехфазном коротком замыкании с землей на случай однофазного короткого замыкания.

Так как исследования условий отключения первой фазы при трехфазном коротком замыкании велись с помощью однофазной измерительной схемы, то для вычисления $\sigma^{(3)}$ по уравнению (2) необходимо определить начальное напряжение на линии, которое имело бы место при отключении первой фазы в случае питания линии от соответствующего трехфазного источника. Если при питании от трехфазного источника начальное напряжение на первом отключаемом проводе составляет $U_{\pi}^{(3)}$, то при отключении тока той же величины в схеме на рис. 2, *в* начальное напряжение на отключаемом проводе по отношению к земле будет:

$$U_{o.п} = k_{cx} U_{\pi}^{(3)},$$

где

$$k_{cx} = \frac{3}{2 + \frac{x_1}{x_0}} -$$

коэффициент схемы, обычно используемый при расчетах восстанавливающегося напряжения.

Следовательно, $U_{\pi}^{(3)} = \frac{U_{\pi}}{k_{cx}}$. Напряжение U_{π} измерялось по осциллограммам, а значения k_{cx} для каждой линии вычислялись по данным табл. 2.

Результаты исследований. На рис. 3, *а—з*, 4, *а—г* и 5, *а—з* приведены типичные осциллограммы для каждой из обследованных линий.

На более длинных участках колебания напряжения имеют характерную треугольную форму. Только на линии *В* длиной 2,53 км заметны иска-

жения, вызванные емкостью шин и трансформаторов тока на подстанции в точке соединения участков линии. С уменьшением длины участков до 1,1 км и особенно до 0,56 км вершина первого пика закругляется, что указывает на сильное затухание высших гармоник в напряжении. Однако по крайней мере для участка 1,1 км фронт волны на значительной его части достаточно линейен.

При обработке осциллограмм скорость нарастания напряжения S_u определялась по касательной к кривой напряжения, которая проводилась так, что она практически совпадала с фронтом волны

Таблица 3

Линия	Длина участка, км	Отключае- мая фаза	Маркировка фазы	Число опытов	Волновое сопротив- ление			Коэффициент амплитуды первого пика	Время наступления мак- симула первого пика, мксек
					Среднее значе- ние, Ом	Отклонение от среднего значе- ния, %			
						положи- тельное	отрица- тельное		
А	1,87	Первая	Ж	6	407	2,5	1,7	2,19	13,5
			З	3	407	0	0	2,14	13,8
			К	2	412	1,0	1,0	2,19	13,8
		Третья	Ж	2	440	1,0	1,0	1,33	13,6
			З	2	447	0,2	0,2	1,3	13,8
			К	3	441	1,6	1,8	1,3	13,8
4,0	Первая	Ж	—	—	—	—	—	—	
		З	2	419	0	0	2,19	29,9	
		К	—	—	—	—	—	—	
	Третья	Ж	—	—	—	—	—	—	
		З	3	434	7,2	4,4	1,31	29,8	
		К	4	442	2,2	1,7	1,31	29,9	
Б	1,11	Первая	Ж	3	413	1,9	1,2	2,08	8,5
			З	3	402	2,2	1,0	2,17	8,6
			К	2	406	2,0	2,0	2,12	9,0
		Третья	Ж	5	431	1,4	0,9	1,6	8,8
			З	6	440	2,6	2,4	1,57	8,7
			К	6	438	1,6	0,2	1,59	9,0
В	0,56	Первая	Ж	3	391	1,8	2,3	1,9	5,0
			З	3	397	1,3	0,5	2,04	5,1
			К	3	391	1,3	1,3	2,0	5,0
		Третья	Ж	5	416	2,9	2,4	1,48	5,1
			З	5	415	1,2	1,2	1,48	5,2
			К	5	405	2,7	5,2	1,44	5,4
2,53	Первая	Ж	3	413	3,2	3,6	2,25	19,6	
		З	3	417	4,1	5,1	2,2	19,7	
		К	5	412	1,0	1,0	2,18	20,2	
	Третья	Ж	4	449	3,6	6,8	1,5	19,4	
		З	5	433	1,2	0,5	1,5	20,1	
		К	5	438	6,2	6,4	1,54	20,0	

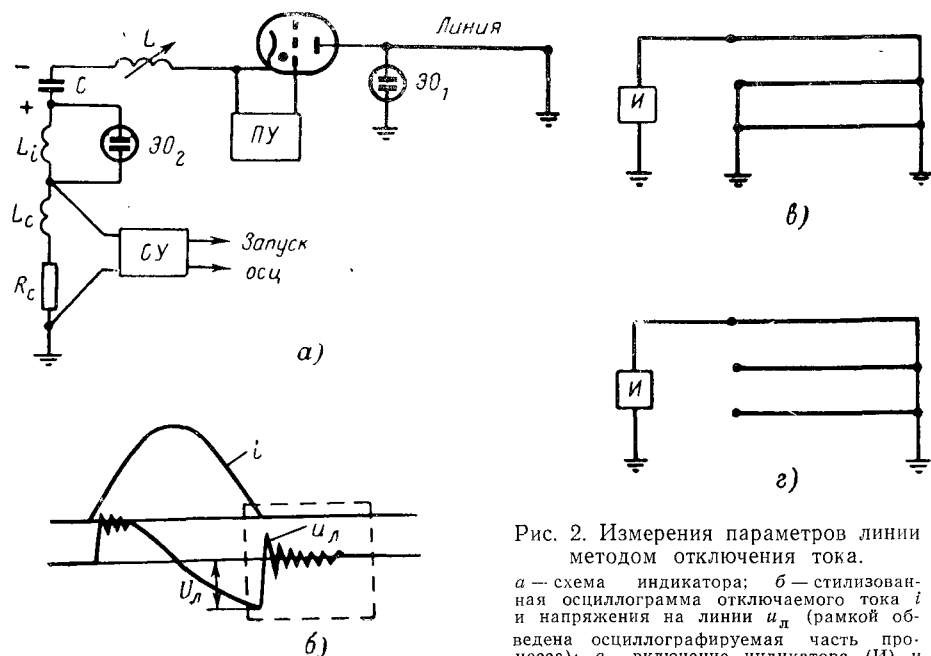


Рис. 2. Измерения параметров линии методом отключения тока.

а — схема индикатора; б — стилизованная осциллограмма отключаемого тока i и напряжения на линии U_n (рамкой обведена осциллографируемая часть процесса); в — включение индикатора (И) и трехфазное короткое замыкание с землей; г — то же при отключении третьей фазы.

напряжения и только область вершины первого пика оказывалась правее касательной.

Результаты вычисления параметров линий приведены в табл. 3.

Волновые сопротивления для разных фаз при данном виде короткого замыкания и данной длине линии практически равны, что указывает на малое влияние асимметрии расположения проводов. На участках более 1 км волновые сопротивления примерно одинаковы как для линий 110 кВ, так и для линий 220 кВ и составляют: $Z^{(1)}=430-450$ ом и $Z^{(3)}=400-420$ ом соответственно для однофазного и трехфазного (первая отключаемая фаза) коротких замыканий. На участке 0,56 км волновые сопротивления ниже: $Z^{(1)}=410$ ом, $Z^{(3)}=390$ ом (средние значения для трех фаз). Во всех случаях $Z^{(1)} > Z^{(3)}$, но разница не превышает 5—8%.

Полученные значения $Z^{(1)}$ и $Z^{(3)}$ позволяют также вычислить волновые сопротивления нулевой Z_0 и прямой Z_1 последовательностей, часто используемые в расчетах восстанавливающегося напряжения при отключении удаленных коротких замыканий. Прибегая к известным соотношениям, связывающим эти сопротивления, для средних значений $Z^{(1)}$ и $Z^{(3)}$ (линии длиной более 1 км) получим: $Z_0=630$ ом, $Z_1=350$ ом.

Как видно из осциллограмм с медленной разверткой, затухание колебаний относительно невелико. При отключении последней фазы в колебаниях всегда возникают биения, что объясняется влиянием ранее отключенных фаз, образующих связанные контуры с близкими частотами колебаний. Однако это не отражается заметно на первом пике колебаний. Тем не менее при однофазном коротком замыкании коэффициенты амплитуды достаточно низки: $\sigma^{(1)}=1,3-1,6$ (для идеальной линии без потерь $\sigma_{ид}^{(1)}=2$).

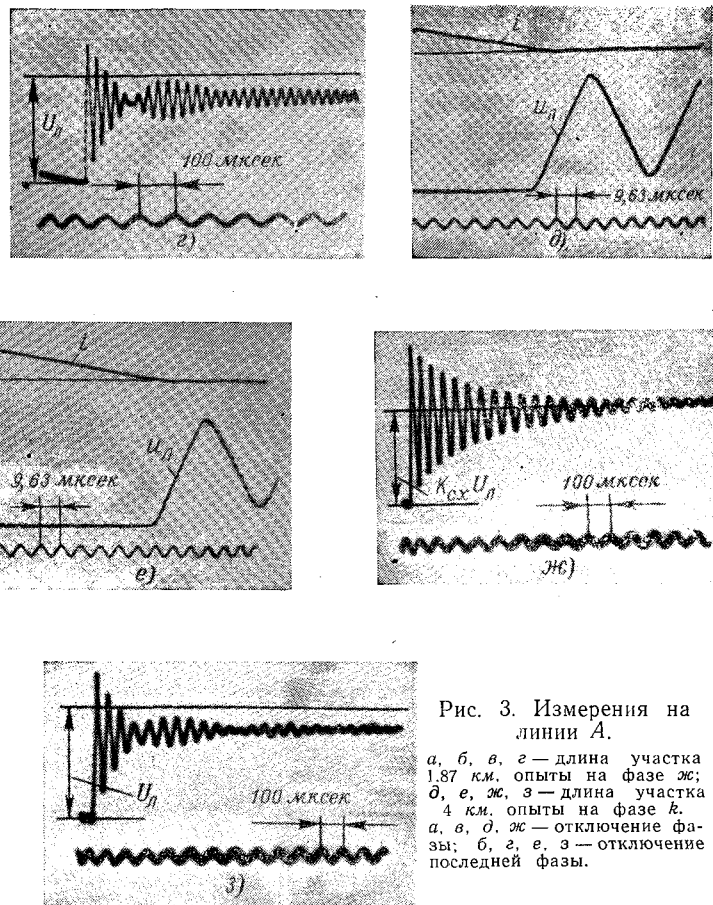


Рис. 3. Измерения на линии А.

а, б, в, г — длина участка 1,87 км. опыты на фазе ж; б, в, ж, з — длина участка 4 км. опыты на фазе к. а, в, д, ж — отключение фазы; б, г, е, з — отключение последней фазы.

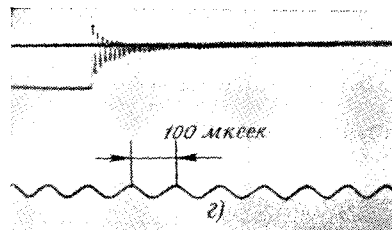
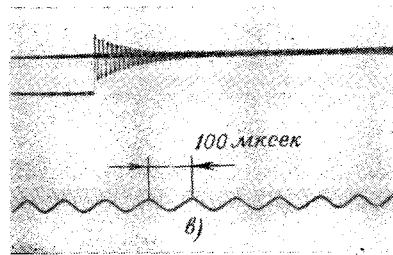
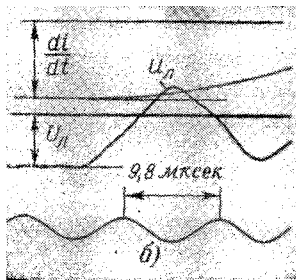
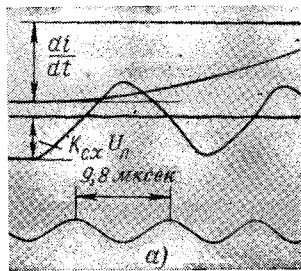


Рис. 4. Измерения на линии Б.
Отключение первой (а, в) и последней (б, г) фазы (опыты на фазе з).

Низкие величины $\sigma^{(1)}$ обусловлены, главным образом, влиянием поверхностного эффекта в земле. Пренебрегая потерями, коэффициент амплитуды приближенно можно считать равным удвоенной величине отношения индуктивности линии на частоте ее собственных колебаний к индуктивно-

сти на частоте 50 гц. При частотах собственных колебаний коротких линий в несколько десятков килогерц в результате вытеснения тока к поверхности земли индуктивность уменьшается существенно, что приводит к соответствующему снижению значений $\sigma^{(1)}$. Протекающий до отключения ток вызывает в земле вихревые токи, отстающие по фазе по отношению к вызвавшему их току. После отключения тока поле вихревых токов постепенно затухает, в результате чего ось колебаний напряжения на линии в начале процесса не совпадает с нулевой линией и имеет вид аperiodической кривой, приближающейся к нулевой линии с постоянной времени в несколько миллисекунд. Это хорошо видно из осциллограмм с медленной разверткой на рис. 3—5 и особенно из осциллограм-

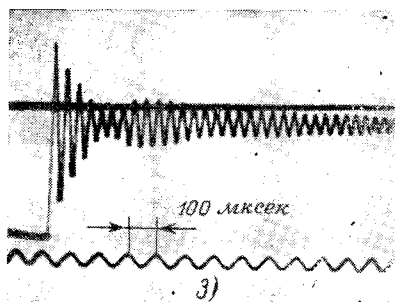
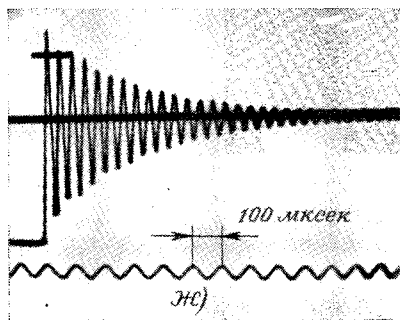
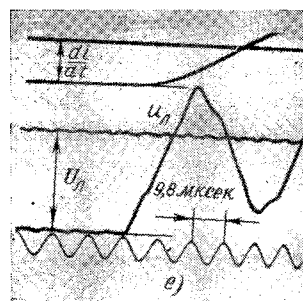
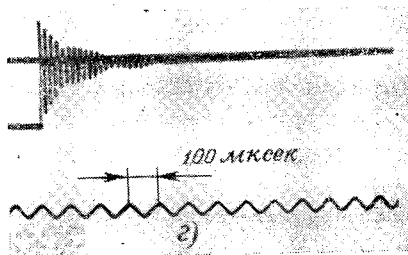
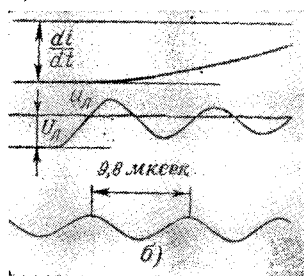
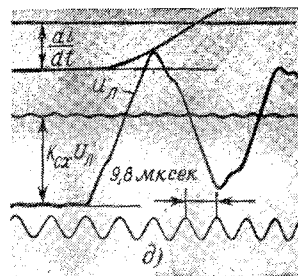
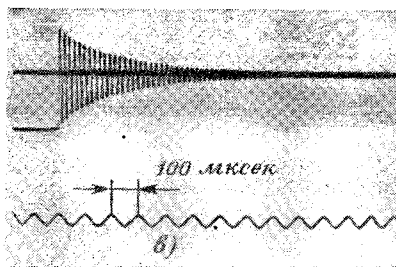
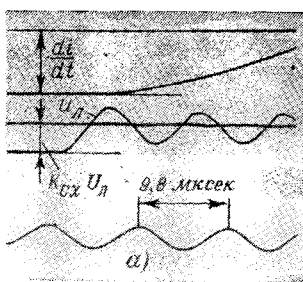


Рис. 5. Измерения на линии В.

а, б, в, г — длина участка 0,56 км; опыты на фазе ж (а, в) и фазе з (б, г); д, е, ж, з — длина участка 2,53 км; опыты на фазе ж (д, ж) и фазе з (е, з). а, в, д, ж — отключение первой фазы; б, г, е, з — отключение последней фазы.

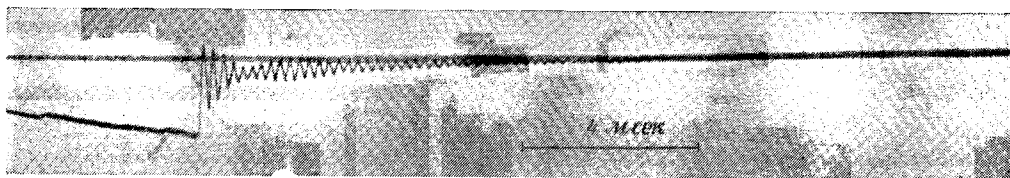


Рис. 6. Напряжения на линии 110 кВ длиной 4,1 км при отключении однофазного короткого замыкания воздушным выключателем ВВН-110/2000-6.

мы на рис. 6, полученной при испытаниях выключателя на отключение неудаленных коротких замыканий в сети.

Из обследованных линий в меньшей мере поверхностный эффект проявляется на линиях Б и В (участок 0,56 км), поскольку здесь между началом и концом каждой линии помимо земли и тросов имеется дополнительная связь через объединенные заземлители. В обоих случаях, несмотря на более

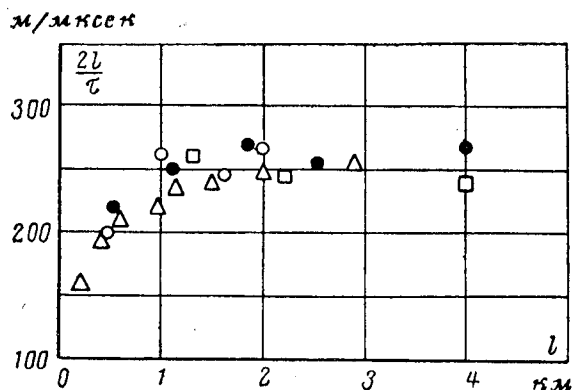


Рис. 7. Зависимость скорости распространения волн от длины линии.

Измерено: ● — ВЭИ; ○ — EdF (Франция); △ — BBC (Швейцария); □ — CEST (Италия). Данные зарубежных измерений заимствованы из [Л. 10].

сильное затухание, величины $\sigma^{(1)}$ одни из наибольших.

При отключении первой фазы влияние поверхностного эффекта в земле незначительно. Величина $\sigma^{(3)}$ определяется в основном активными потерями и в большинстве случаев равна 2,2 (при пренебрежении потерями $\sigma_{ид}^{(3)} = 2k_{сх}$, что для обследованных линий составляет 2,5—2,6).

Часто при определении восстанавливающегося напряжения приходится пользоваться скоростью распространения волн в линии (v). Как известно, в линиях с потерями определенный физический смысл имеет только скорость начала фронта движущейся волны. Приведенные ниже значения скорости получены из опытов как

$$v = \frac{2l}{\tau}, \quad (6)$$

где l — длина линии;

τ — время наступления первого пика,

и служат исключительно для расчетов восстанавливающегося напряжения, в частности, для решения обратной задачи — определения момента формирования первого пика при известной длине линии,

Результаты вычислений представлены на рис. 7. Там же для сопоставления приведены данные некоторых зарубежных исследований.

Для линий длиной более 1,3—1,5 км характерна величина $v = 265$ м/мксек. На более коротких линиях скорость существенно снижается. Этот эффект, как видно из рис. 7, наблюдался и другими авторами, однако удовлетворительного объяснения причин снижения скорости, подтверждающего экспериментальные количественные зависимости, пока не найдено. Представляется, что наблюдаемый эффект связан с изменением структуры поля у заземлителей концевых опор линии. На протяжении нескольких десятков метров от этих опор линия отличается от однородной системы с распределенными параметрами, причем это тем сильнее скажется на характеристиках всего участка, чем короче его длина.

Рекомендации по нормированию параметров линии. Результаты наших измерений полностью согласуются с данными [Л. 6 и 7], полученными методом отключения тока для одноцепных линий с нерасщепленными проводами. Расчеты индуктивности линии по формулам Карсона показывают, что на линиях с заземленными тросами при частотах в несколько десятков килогерц зависимость волнового сопротивления от величины удельного сопротивления земли незначительна. Таким образом, полученные при измерениях данные можно считать типичными для большинства линий на 110—220 кВ и использовать их в качестве исходных данных для разработки нормативов на испытания выключателей.

Согласно предварительным рекомендациям Комитета № 3 CIGRE [Л. 2] и МЭК [Л. 3 и 11] в Советском Союзе и за рубежом типовые испытания выключателей проводятся в режиме отключения однофазных неудаленных коротких замыканий. Для этого режима в качестве нормированной величины волнового сопротивления предварительно можно рекомендовать $Z^{(1)} = 450$ ом.

Величина коэффициента амплитуды должна быть согласована с выбранной величиной волнового сопротивления. Так как восстанавливающееся напряжение нарастает практически линейно, амплитуда первого пика

$$U_A = k_3 S_u \tau, \quad (7)$$

где k_3 — коэффициент, учитывающий отклонение от линейного процесса нарастания напряжения у вершины пика в результате затухания высших гармоник (по данным опытов для $l > 1$ км $k_3 = 0,95—0,97$, для $l < 1$ км $k_3 = 0,85—0,9$).

Используя выражения (1)—(3), (6) и (7), получим:

$$\tau = 2k_3 \frac{Z\omega}{v}. \quad (8)$$

Приняв $x^{(1)}=0,7$ ом/км и $v=265$ м/мксек (ленни длиной более 1 км), из уравнения (8) найдем: $\sigma^{(1)}=1,5$.

По существу, те же величины ($Z^{(1)}=450$ ом, $\sigma^{(1)}=1,4$) были указаны как типичные Комитетом № 3 CIGRE [Л. 2]. В то же время параметры ($Z^{(1)}=480$ ом, $\sigma^{(1)}=1,7$), предварительно принятые МЭК [Л. 11] на основе усреднения предложений национальных комитетов ряда стран, представляются завышенными. По условиям работы выключателя разница между нашими рекомендациями и [Л. 11] невелика. Однако, если не вводить очень широких допусков, проект МЭК практически лишает возможности использовать при испытаниях реальные линии.

Следует заметить, что наши рекомендации исходят из исследований на одноцепных линиях. Для двухцепных линий, как показывают расчеты [Л. 6 и 7], волновые сопротивления имеют практически те же величины. Это подтверждено измерениями [Л. 6], но в другом случае [Л. 7] измеренные значения оказались существенно выше расчетных. Для выяснения действительных величин параметров двухцепных линий применительно к неудаленным коротким замыканиям необходимо провести экспериментальные исследования.

Литература

1. Pouard M., Nouvelles notions sur les vitesses de rétablissement de la tension aux bornes de disjoncteurs à haute tension, Bull. Soc. franc. Electr., 1958, 7-serie, t. VIII, № 95.
2. Catenacci G., Preliminary conclusions concerning short-line faults in three-phase systems, CIGRE, 1964, № 132, Appendix II.
3. Документ МЭК 17А (Секретариат) 59, сентябрь 1966.
4. Pouard M., Progress of work on the short-line fault, CIGRE, 1966, № 146, Appendix II.
5. Eidingen A., Jussila J., Die transienten Einschwingvorgänge bei dreiphasigen Abstandskurzschlüssen, Brown Boveri Mitt., 1964, 51, № 5.
6. Bolton E., Ehrenberg A. C., Hamilton F. L., Hawkins A. G., Matravers F. P., Thomas J. A., British investigations of short-line fault phenomena, CIGRE, 1964, № 109 and № 109a.
7. Hurley J. J., Surge impedance tests applicable to circuit-breaker short-line duty, CIGRE, 1966, № 104.
8. Ульянов С. А., Электромагнитные переходные процессы в электрических системах, изд-во «Энергия», 1964.
9. Чернышев Н. М. и Ляшенко В. Д., Синхронизирующее устройство синтетической схемы испытания выключателей на отключающую способность, «Электричество», 1960, № 2.
10. Eidingen A., Rieder W., Short-line fault problems, CIGRE, 1962, № 103.
11. Документ МЭК 17А (Секретариат) 76, июнь 1967.

[27.9.1968]



УДК 621.1.311.4

О комплексном электроснабжении потребителей электроэнергии в городах

Канд. техн. наук А. А. ГЛАЗУНОВ и инж. Ю. А. ФОКИН

Московский энергетический институт

Введение. Комплексное электроснабжение потребителей электроэнергии в городах подразумевает питание коммунально-бытовых потребителей, мелкой и средней промышленности, расположенной на селитебной территории города, электрического транспорта, наружного освещения и др.—по общим питающим и распределительным линиям 6—10 кВ и от одних и тех же распределительных пунктов (РП) [Л. 1—3]*. Вместе с тем, применяемые в настоящее время схемы электроснабжения в городах, в отличие от комплексного принципа, во многих случаях выполняются с раздельным питанием (по линиям и РП) основных групп потребителей.

Решение задачи комплексного электроснабжения предусматривает необходимость комплексного исследования ряда вопросов как технического, так и технико-экономического характера.

* Работа, результаты которой публикуются в статье, была начата по предложению, при поддержке д. т. н. проф. В. А. Веникова (МЭИ) и инж. Г. А. Волына (Институт Генерального плана Москвы), за что авторы приносят им глубокую благодарность.

В данной статье авторы не ставили целью дать полные рекомендации об условиях целесообразности построения схем по принципам комплексного или раздельного электроснабжения. Этот вопрос во всех случаях должен решаться на основании результатов технических и экономических расчетов, выполненных с учетом конкретных условий. Здесь рассматриваются лишь следующие основные вопросы, специфичные для принципа комплексного электроснабжения потребителей в городах:

1. Целесообразные схемы питающих и распределительных сетей.

2. Характеристики графиков нагрузок отдельных видов потребителей и суммарных нагрузок линий — для достоверного определения расчетных нагрузок линий 6—20 кВ.

3. Качество напряжения у потребителей электроэнергии при питании их по общим сетям (колебания, отклонения, искажение формы кривой).

Кроме того, надо отметить следующие вопросы:

- а) экономически целесообразные мощности и местоположение распределительных подстанций;
- б) экономически целесообразная мощность ко-

роткого замыкания и система выдержек времени релейной защиты и автоматики в сетях 6—20 кВ [Л. 4];

в) экономически обоснованная надежность электроснабжения различных типов потребителей по общим сетям.

Очевидно, что отдельные вопросы находятся во взаимных технико-экономических связях и противоречиях. В частности, если более полное использование пропускной способности линий и уплотнение графиков их нагрузок, а также сокращение длин линий — это причины, вызвавшие идею комплексного электроснабжения, то обеспечение необходимого качества напряжения может служить критерием возможности осуществления или отказа от принципа комплексного электроснабжения. Отсутствие в настоящее время технико-экономических обоснованных критериев величин колебаний напряжения, искажения формы кривой и влияния их на работу различных потребителей не позволяет рассматривать этот вопрос совместно с остальными с технико-экономических позиций.

Ниже приводятся в обобщенном изложении основные выводы из произведенного изучения комплексного электроснабжения в городах.

Схемы сетей 6—10 кВ. При рассмотрении комплексного электроснабжения в городах предполагалось питание по таким схемам всех потребителей электроэнергии за исключением промышленных объектов, потребляющих более 5—7 Мва, а также подстанций метрополитена¹.

Ряд выполненных исследований, расчетов и обобщение результатов работ различных авторов и организаций позволяет сформулировать некоторые общие положения в отношении целесообразного построения питающих сетей 6—10 кВ:

1. В городах с плотностью нагрузки до 60—100 кВт/га и при трансформаторных подстанциях (ТП) с трансформаторами порядка 2×400 кВа, 1×630 кВа по технико-экономическим показателям в ряде случаев целесообразен отказ от сооружения распределительных пунктов. Необходимость РП может оправдываться эксплуатационными соображениями. При указанной плотности нагрузки, расчетных токах короткого замыкания порядка 10 кА и выдержках времени релейной защиты головных участков питающей сети 1,5—2,8 сек экономически оправданной является мощность РП более 10 Мва. Имеются основания говорить о целесообразности сооружения в крупных городах РП мощностью до 15—17 Мва, а в отдельных случаях — до 20 Мва.

2. Во вновь проектируемых районах, как правило, РП целесообразно располагать со стороны питания у ближайшей границы обслуживаемого района.

3. Для улучшения качества напряжения по снижению колебаний, если это не ухудшает технико-экономических показателей, РП следует по возможности сближать или совмещать с крупными электротяговыми подстанциями и местами установки крупных высоковольтных двигателей (на-

пример, районных котельных, насосных станций и т. п.). По той же причине, а также для улучшения формы кривой напряжения и снижения потерь электроэнергии желательна параллельная работа секций РП, что в ряде случаев технически осуществимо с учетом применения специальной автоматизации [Л. 5] и отказа от неоправданных завышений времени действия защит питающих линий.

Ряд расчетов и анализ многочисленных работ различных авторов и организаций позволяют выделить следующие положения в построении схем распределительных сетей 6—10 кВ:

а) В районах новой застройки с преобладанием зданий в 4—6 этажей возможно преимущественное сооружение одномагистральных сетей с одното- трансформаторными ТП с избирательным автоматическим резервированием питания потребителей 1-й категории (в том числе по линиям до 1000 в). Одномагистральные сети 6—10 кВ с одното- трансформаторными подстанциями в ряде случаев целесообразно сочетать с замкнутыми сетями до 1000 в, защита которых выполнена автоматами обратной мощности и закрытыми предохранителями. По таким же схемам возможно электроснабжение мало- секционных зданий примерно до девяти этажей.

б) Электроснабжение районов с преимущественной застройкой зданиями в 12—16 и более этажей, как правило, следует осуществлять по автоматизированному многомагистральному сетям с двухтрансформаторными ТП.

в) При реконструкции и усовершенствовании распределительных сетей в районах старой застройки с развитыми сетями до 1000 в часто экономически оправдано осуществление замкнутых сетей до 1000 в, если при этом не возрастают в неприемлемой степени потери мощности из-за неоднородности параметров линий [Л. 6] или трансформаторов.

Расчетные нагрузки сетей 6—20 кВ. Обоснованное определение расчетных нагрузок линий 6—20 кВ является одной из главных задач при проектировании сетей, решение которой определяет выбор параметров элементов сетей. Этот вопрос прорабатывался достаточно подробно на основании анализа значительного статистического материала [Л. 7 и 8]. Здесь следует остановиться на основных положениях и выводах рекомендуемого метода расчета. Определение расчетных нагрузок городских сетей 6—10 кВ по сумме максимальных нагрузок отдельных ТП с учетом «коэффициентов участия в максимуме» 0,9 — для распределительных линий и 0,81 — для питающих, как это рекомендуется в [Л. 9], недостаточно учитывает физическую природу изменения нагрузок групп ТП. К тому же анализ нагрузок линий действующих сетей, питающих как промышленных, так и коммунально-бытовых потребителей, показывает значительное превышение расчетных нагрузок над действительными. В [Л. 1, 7 и 8] в качестве инженерного метода определения расчетных нагрузок введен коэффициент α — отношение величины совмещенного максимума нагрузок элемента сети (линий 6—20 кВ, трансформаторов центров питания городской сети) к арифметической сумме нагрузок отдельных сете-

¹ Изучение возможностей и целесообразности использования подстанций метрополитена для питания иных потребителей может явиться предметом отдельного изучения.

вых трансформаторов. Использование более сложных методов, приведенных в [Л. 8], позволяет получить более точные результаты. В качестве математических моделей различного вида нагрузок принимались независимые случайные величины. Это допущение для часов максимума оказалось вполне приемлемым.

Исследование коэффициентов одновременности для периода максимума нагрузки и различных по числу, характеру и мощности сочетаний потребителей позволяет сделать следующие выводы:

1. С увеличением числа трансформаторов, получающих питание по общим линиям 6—10 кВ, значения коэффициентов одновременности существенно уменьшаются; однако эта зависимость не функциональная, а имеется лишь достаточно определенная зона их значений. Как показал регрессионный анализ, коэффициенты одновременности в несколько меньшей степени зависят от суммарной мощности всех трансформаторов (арифметическое суммирование расчетных нагрузок трансформаторов) и удельной мощности, приходящейся на один трансформатор. В таблице приведена зависимость коэффициента одновременности от числа питаемых по линиям 6—20 кВ трансформаторов. В этой таблице меньшие значения коэффициентов одновре-

Коэффициенты одновременности для определения расчетных нагрузок линий 6—20 кВ городских электрических сетей

Нормированное среднеквадратическое отклонение	Число трансформаторов, питающихся по одной линии				
	3—5	5—10	10—20	20—40	40 и более
2,5 3	0,95—0,8 0,97—0,83	0,8—0,75 0,83—0,78	0,75—0,68 0,78—0,70	0,68—0,65 0,70—0,67	0,65—0,61 0,67—0,63

менности относятся к трансформаторам мощностью 400 кВА и более и к разнородному составу потребителей, большие значения — к меньшим мощностям трансформаторов и однородному составу потребителей. Однородным составом потребителей считается такой, когда суммарная мощность трансформаторов потребителей одного и того же вида (например, коммунально-бытовых) составляет 65—70% общей мощности потребителей. Расчеты коэффициентов одновременности при нормированном среднеквадратическом отклонении 2,5 и 3,0, т. е. при условии возможного превышения действительной нагрузки над расчетной, соответственно, в 0,5 и в 0,2% случаев показывают, что все значения коэффициентов одновременности лежат в пределах 0,60—0,97, что для большинства сетей значительно ниже значений рекомендуемых [Л. 9].

Применение предлагаемого метода определения расчетных нагрузок позволяет обоснованно снизить сечения кабельных линий 6—10 кВ или соответственно расширить размеры района, обслуживаемого той или другой линией.

Качество напряжения в схемах комплексного электроснабжения. Из показателей качества напряжения здесь рассматриваются основные: отклонения, колебания и форма кривой напряжения — применительно к схемам комплексного электро-

снабжения в городах. Несимметрия по фазам и нелинейность при субгармонических колебаниях не рассматривались.

Большое внимание было уделено разработке интегральных технико-экономических показателей по отклонениям напряжения [Л. 10].

Изучение народнохозяйственного ущерба от работы потребителей при напряжениях, отличных от номинального, и экономическая оценка работы совокупности токоприемников с учетом изменяющегося напряжения как по месту, так и во времени, необходимо для определения закона регулирования напряжения на шинах 6—10 кВ центров питания (ЦП) городских сетей, для выбора ответвлений сетевых трансформаторов, сечений линий сетей до 1000 В и решения ряда иных научно-технических задач. По методике, изложенной в [Л. 10], основанной на вероятностно-статистических критериях качества напряжения, были определены экономические характеристики узлов коммунально-бытовой нагрузки городских электрических сетей.

Методика оценки качества напряжения при комплексном электроснабжении разрабатывалась применительно к составу токоприемников коммунально-бытового характера и к асинхронному электроприводу для случаев, когда из-за изменений уровней напряжения не изменяется производительность. Принималось, что до 70% суммарной мощности потребляется коммунально-бытовыми токоприемниками и до 30% — асинхронным электроприводом.

Расчеты установили, что показатели качества напряжения во многих случаях существенно влияют на суммарные приведенные затраты, включающие учет технико-экономических факторов, используемых при проектировании городских электросетей [Л. 10]. Величина дополнительных приведенных затрат («ущерба») от некачественного напряжения может составлять до 15—20% приведенных затрат на установку и эксплуатацию сетевых трансформаторов. Это указывает на необходимость учитывать при проектировании городских электросетей экономические показатели, связанные с обеспечением сети средствами регулирования напряжения.

Закон регулирования напряжения на шинах городских ЦП, отвечающий минимуму приведенных затрат, пропорционален величине нагрузки с определенными коэффициентами пропорциональности [Л. 10]. Пример такого закона регулирования для характерных условий крупного города приведен на рис. 1.

Дополнительные исследования показали, что качество напряжения, считающееся хорошим в пределах отклонений $\pm 1,5\%$ от оптимального, можно обеспечить при осуществляемом в настоящее время встречном регулировании на шинах ЦП в пределах 102—108% номинального напряжения и соответствующем посезонном выборе рабочих ответвлений сетевых трансформаторов. При этом ступени регулирования ответвлений должны быть не более 2,5% в отличие от применявшихся до настоящего времени 5%. Применение более мелких ступеней регулирования ответвлений порядка 1,5—1,67%, хотя и дает возможность улучшить качество напряжения у потребителей, но не приводит к снижению приведенных затрат, включающих состав-

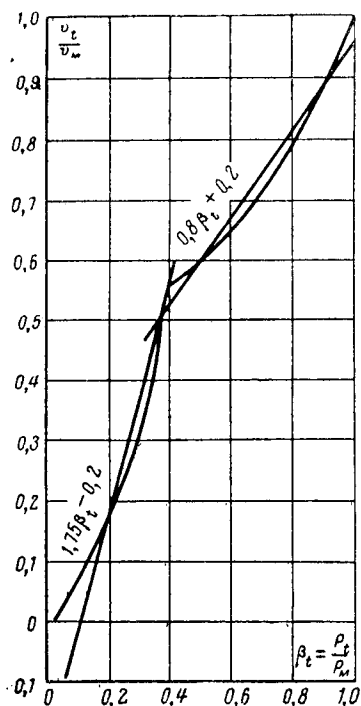


Рис. 1.

v_t, v_m — текущее и максимальное отклонения напряжения на шинах ТП; P_t, P_m — такие же значения активной мощности.

ляющие на средства регулирования. Последнее позволяет сделать вывод об экономической нецелесообразности более мелких, чем 2—2,5% ступеней ответвлений сетевых трансформаторов, к тому же усложняющих эксплуатацию трансформаторов.

Использование графиков зависимости оптимальных значений неодинаковости напряжения, подобных приведенному на рис. 2 и рассчитанному с использованием характерных среднемесячных графиков коммунально-бытовой нагрузки, при наличии статистических вольтметров позволяет осуществлять контроль за качеством напряжения в сети, в которой возможно регулирование.

Осуществлению схем комплексного электроснабжения в ряде случаев может препятствовать недопустимое ухудшение качества напряжения из-за больших величин колебаний напряжения от толчкообразных нагрузок электротранспорта, пусков крупных двигателей 6—10 кВ и до 1000 в. В настоящее время отсутствуют технико-экономически обоснованные критерии допустимых величин колебаний напряжения. При выполнении работы в качестве допустимых принимались рекомендации ГОСТ 13109-67. Расчеты величин колебаний напряжения при вариации мощностей двигателей, кратностей пусковых токов, значений реактивных сопротивлений, питающих и распределительных линий с учетом реактирования сетей показывают, что в отдельных случаях необходимым условием осуществления схем комплексного электроснабжения является применение пуско-регулирующей аппаратуры, уменьшающей пусковые токи двигателей напряжением выше 1000 в. В противном случае, как указывалось, возникает необходимость электрического сближения мест установки крупных двигателей 6—10 кВ и источника питания (ЦП или РП).

Электродвигатели 380 в мощностью 20—40 кВт и более при питании их от трансформаторов мощностью до 1000 кВА должны также иметь устройства для снижения пусковых токов, или сети элек-

трического освещения должны питаться от отдельных трансформаторов.

Значительные колебания напряжения могут быть вызваны выпрямительными установками подстанций городского электротранспорта, если наброс нагрузки на выпрямитель сопровождается регулированием напряжения с помощью сеточного управления. Колебания напряжения в сети происходят 2—5 раз в минуту. Результаты выполненных расчетов для мощностей РП от 2000 до 15000 кВА и мощностей тяговых подстанций 600, 1580, 3800 кВА, соответствующие средней величине нагрузки, приведены в качестве примера на рис. 3. Там же нанесены границы возможных длин линий питающей сети 10 кВ при допустимых колебаниях напряжения в 1%. Основываясь на подобных зависимостях, легко сделать вывод о возможности присоединения тяговой подстанции к схеме комплексного электроснабжения.

Источниками высших гармонических составляющих тока, искажающих синусоиду напряжения при комплексном электроснабжении в основном могут быть выпрямители тяговых и промышленных подстанций [Л. 11]. Наличие высших гармонических в системах комплексного электроснабжения приводит к увеличению потерь активной и реактивной мощностей в сети. Кроме того, вследствие резонансных явлений возможны опасные перегрузки конденсаторов поперечной компенсации, установленных на промпредприятиях. Исследовались величины высших гармонических напряжений на шинах ЦП и РП, условия возникновения резонансных явлений и их влияние на установки поперечной компенсации конденсаторов. Изучение проводилось путем аналитических расчетов с использованием

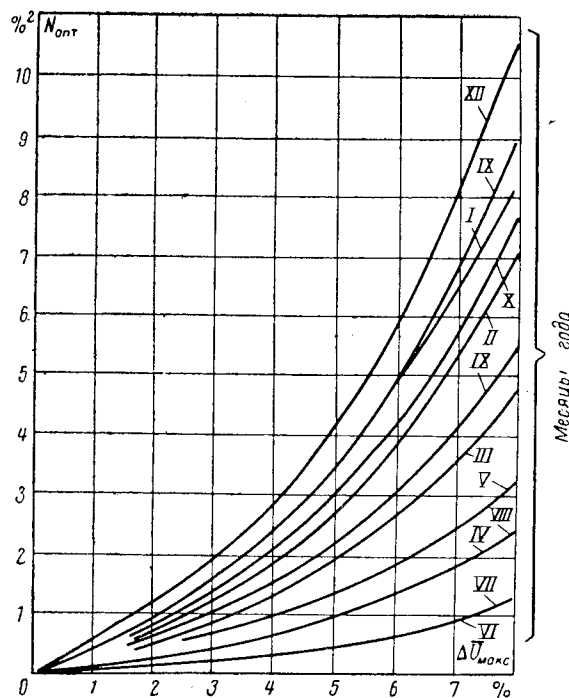


Рис. 2. Зависимость оптимальной неодинаковости напряжения на шинах ТП $N=M(v^2)$ от средней максимальной потери напряжения в сети до 1000 в, питающей коммунально-бытовых потребителей.

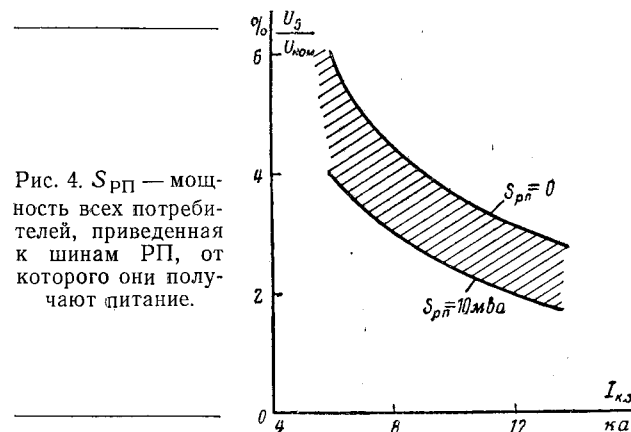
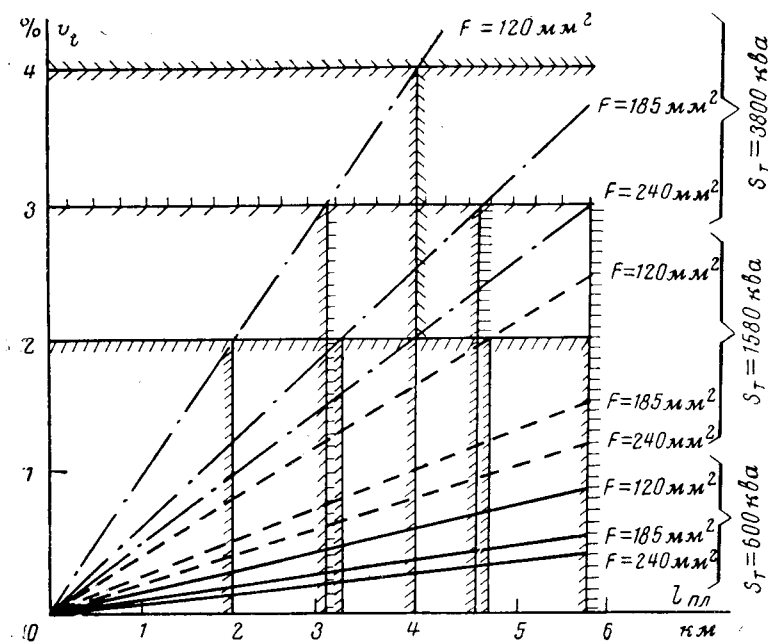


Рис. 4. $S_{РП}$ — мощность всех потребителей, приведенная к шинам РП, от которого они получают питание.

Рис. 3.

— питание РП по 2-м линиям; — — — 3-м;
- - - - - 4-м; S_T — мощность электротяговой подстанции,
кВа; F — сечения фазных алюминиевых жил кабелей.

данных, имеющихся в литературе, и экспериментального осциллографирования кривых тока и напряжения на одной из крупных тяговых подстанций Москвы².

Разложение экспериментальных кривых в ряд Фурье по методу Чебышева определило значения наиболее существенных при шестифазных схемах выпрямления — пятой, седьмой и одиннадцатой гармоник. Их наибольшие значения соответственно оказались равными 5; 3,5 и 2% основной гармоники. Значения высших гармонических в схемах комплексного электроснабжения в основном зависят от величины электротяговой нагрузки, электрической удаленности РП от ЦП и от сопротивления питающей системы (рис. 4). С увеличением мощности системы содержание высших гармонических в кривой напряжения на шинах РП и ЦП уменьшается. В схемах комплексного электроснабжения напряжения высших гармонических несколько выше, чем при раздельном питании из-за меньшей электрической удаленности источника гармоник от коммунально-бытовых и промышленных потребителей.

При тяговой нагрузке, составляющей 10—20% общей нагрузки, напряжение высших гармонических на шинах РП составляет 3—5%, что значительно ниже допускаемых 10% по [Л. 9]. Конденсаторы промпредприятий, получающих питание от шин РП, могут образовывать резонансные контуры с индуктивными сопротивлениями сети. Как известно, сопротивление конденсаторной батареи для высших гармонических тока значительно меньше, чем при основной частоте. Поэтому при резонансных режимах возможны перегрузки конденсаторных батарей токами высших гармонических. Параметры контуров зависят от многих факторов, основные из которых: установленная мощность предприятия и его нагрузка в рассматриваемый момент, естест-

венный коэффициент мощности предприятия (от которого зависит мощность конденсаторной батареи), число включенных трансформаторов на подстанции промышленного предприятия и реактивное сопротивление питающей системы.

Анализ резонансных явлений проводился при изменении установленной мощности предприятия в пределах 0,5—3 Мвт и естественного $\cos \varphi = 0,6—0,85$. Улучшение $\cos \varphi$ предполагалось до 0,85—0,95.

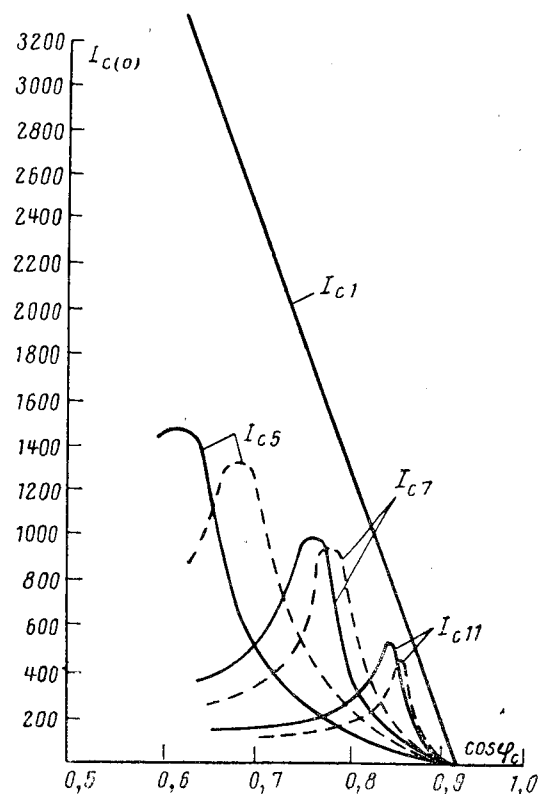


Рис. 5.

— 1 МВа; — — — 0 МВа.
Улучшенный $\cos \varphi = 0,92$; расчетный ток трехфазного
к. з. 10 ка.

² Авторы приносят благодарность М. Г. Трегубенко за помощь в проведении экспериментов.

Исходя из того, что мощность РП при современной застройке городов может достигать до 10—17 Мва, мощность тяговой нагрузки на шинах РП предполагалась до 3 Мвт. В результате оказалось, что опасным для работы конденсаторных батарей в установках поперечной компенсации промпредприятий может быть резонанс токов, условия для возникновения которого могут иметь место при отдельных значениях естественного коэффициента мощности предприятия в зоне 0,6—0,85 и суммарной нагрузке электротяги на РП, получающей питание от одной секции шин ЦП, порядка 3—6 Мвт (рис. 5). Однако такие сочетания параметров потребителей, параметров элементов сети, конденсаторных установок и величин электротяговой нагрузки, при которых создаются условия появления резонанса, а следовательно, перегрузка конденсаторов, возникают лишь в относительно редких случаях. Следствием перегрузки конденсаторов могут быть отключения отдельных их установок под действием токовых защит. Включение батареи возможно сразу же после ее отключения ввиду малой вероятности, в общем случае, длительного существования условий резонанса. При возможности достаточно длительного или частого наличия условий резонанса следует принимать известные меры к расстройке таких контуров.

Значительным шагом по расширению возможностей улучшения формы кривой напряжения при комплексном электроснабжении является разукрупнение электротяговых выпрямительных подстанций до мощностей порядка 600—1 000 квт. Как известно, это положение соответствует современным тенденциям в развитии городского электротранспорта в связи с внедрением полупроводниковых выпрямителей на тяговых подстанциях [Л. 12].

В системе комплексного электроснабжения следует избегать сильного реактирования на ЦП, так как последнее ведет к ухудшению качества напряжения от толчкообразных нагрузок, а также к росту значений высших гармонических в синусоиде напряжения. Предварительно можно высказать предположение о нежелательности величин реактанса реакторов более 4%.

Целесообразные системы комплексного электроснабжения могут быть получены лишь в сочетании с определенным построением системы выдержек времени релейной защиты сети. В частности, выдержки времени отключающих защит распределительных линий 6—10 кв желательны порядка 0,5—0,7 сек, а питающих линий — не более 2 сек.

Выводы. 1. Комплексное электроснабжение всех основных групп потребителей, находящихся на жилой территории городов в большинстве случаев осуществимо с соблюдением технических критериев и нормативов, экономически целесообразно и потому может применяться значительно шире, чем это имеет место в настоящее время.

2. На основании методологических положений, изложенных в статье, а также развития рассматриваемых вопросов, могут быть определены области допустимости и целесообразности применения комплексного электроснабжения.

Литература

1. Глазунов А. А. и Фокин Ю. А., Некоторые вопросы построения схем комплексного электроснабжения потребителей электроэнергии в городах. Доклады научно-технической конференции по итогам научно-исследовательских работ за 1964—1965 гг., Секция электроэнергетическая, изд. МЭИ, М., 1965.
2. Волпян Г. А., Вопросы разработки генеральной схемы электроснабжения Москвы. Доклады научно-технического совещания «Основные направления проектирования и развития городских электрических сетей», изд-во «Энергия», 1966.
3. Глазунов А. А. и Фокин Ю. А., Вопросы комплексного электроснабжения потребителей электроэнергии в городах. Доклады научно-технического совещания «Основные направления проектирования и развития городских электрических сетей», изд-во «Энергия», 1966.
4. Сыромятников И. А., К вопросу о целесообразных значениях токов коротких замыканий в распределительных сетях, «Электричество», 1966, № 1.
5. Прус В. Л. и др., Автоматические устройства секционирования в городских кабельных сетях среднего напряжения, «Электрические станции», 1967, № 4.
6. Холмский В. Г. и др., К вопросу о целесообразности применения замкнутых городских электрических сетей, «Электричество», 1966, № 5.
7. Глазунов А. А. и Фокин Ю. А., Статистические графики активных нагрузок основных групп потребителей электроэнергии в городах и определение расчетных нагрузок линий 6—20 кв, «Электрические станции», 1968, № 4.
8. Фокин Ю. А., Расчетные нагрузки городских электрических сетей напряжением выше 1 000 в, «Электричество», 1968, № 2.
9. Правила устройства электроустановок, изд-во «Энергия», 1965.
10. Глазунов А. А., Фокин Ю. А. и Конюхова Е. А., Определение оптимального уровня напряжения на шинах трансформаторных подстанций городских электрических сетей, Доклады научно-технического совещания «Основные направления проектирования и развития городских электрических сетей», изд-во «Энергия», 1966.
11. Фокин Ю. А. и Туфанов В. А., Высшие гармонические в схемах комплексного электроснабжения в городах, «Электрические станции», 1967, № 1.
12. Ефремов И. С. и др., Задачи развития преобразовательной техники и систем электроснабжения городского транспорта, «Электричество», 1963, № 6.

[17.10.1968]



Измерение высокочастотных характеристик генераторов методом разряда емкости

Инж. Т. Л. ЖВАНЯ

Московский энергетический институт

Частотные характеристики генераторов и двигателей в диапазоне частот порядка сотен герц представляют интерес для расчета внутренних перенапряжений, в частности для исследования условий существования высших гармонических при феррорезонансе. Работа генераторов на электропередаче постоянного тока связана с протеканием через обмотки высших гармоник (обычно до 12-й гармоники); определение высокочастотных¹ характеристик генераторов дает возможность уточнить активные потери в меди и стали машины [Л. 1].

В статье излагается методика определения высокочастотных характеристик генераторов, основанная на осциллографировании процесса разряда емкости на статорную обмотку синхронной машины в осях d и q . Наибольший интерес представляет опытное определение высокочастотных характеристик турбогенераторов, имеющих массивный ротор с неявно выраженными демпферными контурами.

Теоретические основы метода. В [Л. 2] показано, что ротор турбогенератора замещается бесконечной цепочкой переменных звеньев $L-R$, эквивалентное операторное сопротивление которых

$$z'(p) = k\sqrt{p}. \quad (1)$$

При таком представлении схема-изображение разряда емкости C на статорную обмотку машины показана на рис. 1.

Операторное выражение тока разряда для этой схемы записывается в виде:

$$\bar{i}(p) = 1Y(p) = 1 \times \frac{p^{1,5}L_\mu C + pCk}{p^{0,5}[p^2L_s + pR_sC + 1]L_\mu + [p^2Ck(L_\mu + L_s) + pR_sCk + k]}. \quad (2)$$

Дробные степени в числителе и знаменателе указывают на наличие точек разветвления на комплексной плоскости. Нахождение оригинала для таких изображений требует вычисления интегралов по контурам, включающим линии разреза [Л. 3]. Упростим расчет, умножив числитель и знаменатель на такую функцию $R(p)$, которая приводит знаменатель к полиному с целыми показателями степени p . В качестве многочлена выбираем функцию

$$R(p) = p^{0,5}(p^2L_s + pR_sC + 1)L_\mu - [p^2Ck(L_\mu + L_s) + pR_sCk + k]. \quad (3)$$

Группируя члены, содержащие и не содержащие $\sqrt{p}$, приходим к выражению

$$\bar{i}(p) = \frac{A(p)}{F(p)} + \frac{B(p)}{F(p)}\sqrt{p}, \quad (4)$$

где $A(p)$, $B(p)$, $F(p)$ — полиномы от p , указанные в приложении 1, причем $F(p)$ — полином 5-й степени.

Оригиналы изображений $\frac{A(p)}{F(p)}$ и $\frac{B(p)}{F(p)}$ находятся по формулам разложения; оригинал $\sqrt{p} \cdot \frac{1}{\sqrt{\pi t}}$. Оригинал произведения $\frac{B(p)}{F(p)}\sqrt{p}$ находится сверткой [Л. 4].

Для схемы разряда емкости C на статорную обмотку турбогенератора с типовыми параметрами (см. приложение 1) находим для характеристического уравнения пять корней; $p_{1,2} = -\delta \pm j\omega$, $p_{3,4} = +\delta^* \pm j\omega^*$, $p_5 = +\delta^{**}$. Физический смысл имеют только корни $p_{1,2}$ с отрицательной вещественной частью. Остальные корни получены в результате умножения знаменателя изображения на функцию $R(p)$.

Оригинал изображения $\bar{i}(p)$ согласно (4) запишется в виде

$$i(t) = \sum_{k=1}^2 \frac{A(p_k)}{F'(p_k)} e^{p_k t} + \frac{B(0)}{F(0)} \sqrt{\frac{1}{\pi t}} + \int_0^t \sum_{k=1}^2 \frac{B(p_k)}{F'(p_k)} [e^{p_k(t-\tau)}] \frac{1}{\sqrt{\pi \tau}} d\tau. \quad (5)$$

Используя предельную теорему, находим

$$\frac{B(0)}{F(0)} = \left[\frac{B(p)}{F(p)} \right]_{p \rightarrow \infty} = 0.$$

Решая интеграл, получаем:

$$i(t) = \left[\sum_{k=1}^2 \frac{A(p_k)}{F'(p_k)} + \sum_{k=1}^2 \frac{B(p_k)}{F'(p_k)} \sqrt{p_k} \Phi(\sqrt{p_k t}) \right] e^{p_k t}, \quad (6)$$

где $\Phi(x) = \frac{2}{\pi} \int_0^x e^{-v^2} dv$ — интеграл ошибок Гаусса.

Расчет показывает, что в течение 4—5 периодов, когда колебательный процесс практически почти затухает, аperiodическая² функция

$\sum_{k=1}^2 \frac{B(p_k)}{F'(p_k)} \sqrt{p_k} \Phi(x)$ успевает нарастать лишь до 3—4% от амплитудного значения тока [Л. 5]. Принимая $\Phi(\sqrt{p_k t}) \approx 0$, получаем:

$$i(t) = I e^{-\delta t} \cos(\omega t + \psi). \quad (7)$$

При таком законе изменения $i(t)$ схема рис. 1 может замещаться (в каждой из осей) простым колебательным контуром (рис. 2), в котором, вообще

¹ Здесь и в дальнейшем под выражением «высокочастотные» понимаются частоты в пределах $50 < f < 1000$ гц.

² Интеграл ошибок Гаусса от комплексного аргумента является аperiodической функцией колебательного характера.

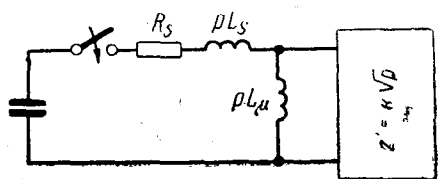


Рис. 1. Схема разряда емкости на статорную обмотку машины.

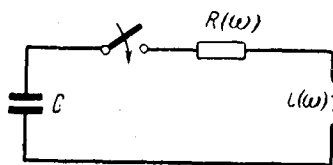


Рис. 2. Представление схемы емкости — машина простым колебательным контуром.

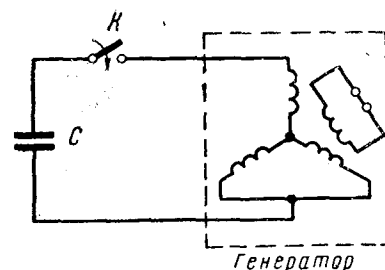


Рис. 3. Схема опыта разряда емкости на статор неподвижной машины.

говоря, индуктивность L и активное сопротивление R зависят от частоты ω . В свою очередь, как следует из приведенного вывода, частота ω для заданной схемы замещения статорной обмотки зависит от емкости C . Поэтому, варьируя величину емкости C , можно по осциллограмме одночастотного процесса приближенно определять частотную характеристику $L(\omega)$ и $R(\omega)$, что и является целью исследования.

Так как $\delta \ll \omega$, то с принятой степенью точности можно вычислять значения ω по пересечению частотных характеристик емкости и цепочки $R-L$, замещающей массив ротора. Пересечение характеристик происходит в одной точке, что и объясняет одночастотный характер колебательного процесса.

Такая возможность проверялась следующим образом. Для машины с параметрами, указанными в приложении I, при $C=100$ мкф комплексная частота $p_{1,2} = -180 \pm j3810$. В соответствии со схемой рис. 2 находим:

$$x_{s0} = \omega_s L(\omega) = \frac{\omega_s}{C(\omega^2 + \delta^2)} = 0,217 \text{ ом},$$

$$r = \frac{2\delta}{C(\omega^2 + \delta^2)} = 0,25 \text{ ом},$$

где ω_s — синхронная частота.

Непосредственный расчет параметров машины (см. приложение II) при частоте $\omega = 3810 \text{ сек}^{-1}$ дает $z(j3810) = 0,272 + j0,199$. Совпадение параметров в том и другом случае достаточно близкое.

Методика измерения высокочастотных характеристик машин. Частотная характеристика статорной обмотки машин с массивным ротором может быть вычислена по формуле приложения II, если известен коэффициент k . Однако на практике более целесообразно измерение высокочастотных характеристик методом разряда емкости на обмотку, учитывая при этом также явные контуры ротора (обмотка возбуждения).

Опыт разряда емкости на статорные обмотки, как уже отмечалось, проводится на неподвижной машине с замкнутой накоротко (или на возбуждатель) обмоткой возбуждения; статорные обмотки соединяются по схеме рис. 3.

Измеренные по схеме рис. 3 частотные характеристики машины умножаются на коэффициент $2/3$ для приведения к частотным характеристикам фазы.

Опыт проводится при напряжении в несколько сот вольт. Специальные измерения показали практическую независимость результатов от напряжения в пределах нескольких десятков и сотен вольт. Емкость конденсаторной батареи выбирается такой, чтобы получить наименьшую желаемую частоту разряда.

В этих предварительных расчетах индуктивное сопротивление фазы можно принять равной $x''_d \approx x''_q$. Для получения ω , близкой к рабочей частоте, необходимы батареи емкостью в сотни и тысячи микрофарад. Набор таких батарей на напряжение в сотни вольт не представляет затруднения.

Конденсаторы должны иметь возможно меньшие диэлектрические потери, которые приводят к некоторому, хотя и малому (для турбогенераторов) дополнительному затуханию колебаний. При определении активного сопротивления фазы $R(\omega)$ не должно учитываться сопротивление r_h , эквивалентное диэлектрическим потерям.

В опытах использовались конденсаторы типа КБГ ($\text{tg } \delta = 3,5 \cdot 10^{-3}$) [Л. 6]. При расчетах сопротивления $R(\omega)$ статорной обмотки значения $r_k = \frac{\text{tg } \delta}{\omega C}$ вычитаются.

В качестве коммутирующего аппарата используется быстродействующий коммутатор на большие токи, обладающий малым переходным сопротивлением, которое также учитывается при определении сопротивления фазы статора.

Осциллографирование колебательного процесса производилось катодным осциллографом типа 12-КМ.

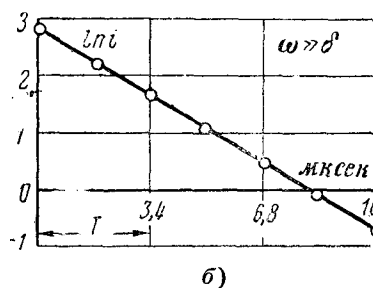
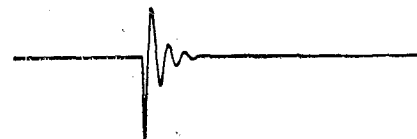
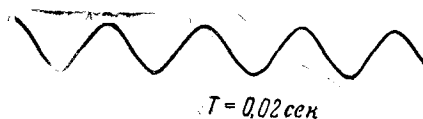


Рис. 4. Осциллограмма процесса разряда емкости на статор.

a — турбогенератора Т2-4-2 при емкости $C=120$ мф;
 b — огибающая процесса разряда емкости, построенная в полулогарифмическом масштабе.

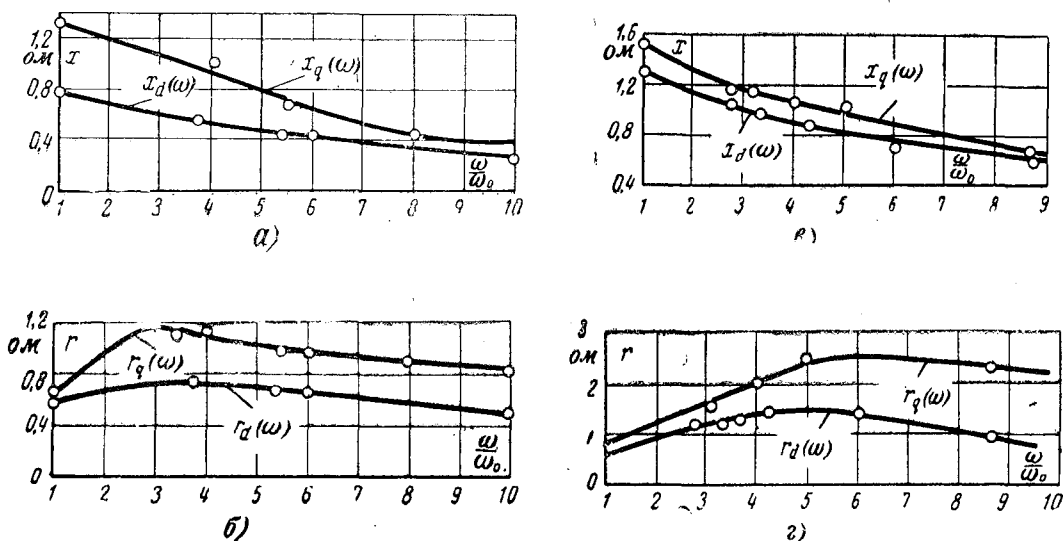


Рис. 5. Частотные характеристики физической модели турбогенератора типа МГ-30-1000 (а и б) и турбогенератора типа Т2-4-2 (в и г).

На рис. 4,а приводится осциллограмма процесса разряда емкости на статорную обмотку турбогенератора типа Т2-4-2, а на рис. 4,б в полулогарифмическом масштабе построена огибающая колебательного процесса. Как видно из рисунка, эта зависимость является прямолинейной, что указывает на одночастотный характер процесса разряда.

Частотные характеристики $x_d(\omega)$, $x_q(\omega)$, $R_d(\omega)$ и $R_q(\omega)$, построенные вышеизложенным методом для турбогенератора Т2-4-2 и физической модели турбогенератора МГ-30-1000, приведены на рис. 5.

Кривые рис. 5 показывают, что с повышением частоты от 50 до 500 гц уменьшается реактивное сопротивление машины и возрастает активное. Исходя из этого, можно заключить, что годограф, описываемый вектором комплексного сопротивления в указанном диапазоне частот, имеет вид, изображенный отрезком 1—2 на рис. 6. Частотные характеристики машин в области звуковых частот (на рис. 6 показаны пунктиром) исследовались в работах З. Г. Каганова, где также отмечается дальнейшее уменьшение реактивного сопротивления машины.

Хотя теоретически рассмотрен процесс разряда емкости на статор машины с массивным ротором без обмотки возбуждения, опыт показал, что колебательный процесс имеет одночастотный характер и при наличии обмотки возбуждения. Аналогичный результат получен и в случае разряда емкости на статорные обмотки гидрогенераторов.

Работа выполнена под руководством д. т. н. проф. А. И. Долгинова.

Выводы. 1. Частотные характеристики турбогенераторов в осях d и q в области высоких частот возможно определить методом разряда емкости на статорные обмотки.

2. Теоретический анализ и опытное исследование показывают, что процесс разряда емкости на обмотки имеет практически одночастотный характер, что позволяет в серии опытов находить экви-

валентные характеристики $L(\omega)$ и $R(\omega)$. Определенные этим методом частотные характеристики с точностью до нескольких процентов совпадают с характеристиками массивного ротора турбогенератора, рассчитанными по операторной схеме замещения.

3. Опыты показали, что с повышением частоты от 50 до 500 гц реактивные сопротивления машины (по отношению к x''_d и x''_q при 50 гц) уменьшаются примерно на 40—60%; одновременно наблюдается увеличение активного эквивалентного сопротивления.

4. Указанные зависимости можно использовать при расчете внутренних перенапряжений.

Приложение I. Операторное выражение тока разряда для схемы рис. 1 записывается в виде выражения (2), в результате умножения которого на функцию $R(p)$ получаем:

$$\bar{i}(p) = \frac{C(p^{1.5}L_\mu + pR_s)\{p^{0.5}[p^2L_s + pR_sC + 1]L_\mu - \dots - [p^2(L_s + L_\mu)C + pR_sC + 1]k\}}{p\{[p^2L_s + pR_sC + 1]L_\mu^2 - \dots - \{[p^2(L_s + L_\mu)C + pR_sC + 1]\}^2\}} \dots$$

Группируя члены, содержащие и не содержащие $\sqrt{p}$, приходим к выражению:

$$\bar{i}(p) = \frac{a_0p^4 + a_1p^3 + a_2p^2 + a_3p}{d_0p^5 + d_1p^4 + d_2p^3 + d_3p^2 + d_4p + d_5} + \frac{bp^3}{d_0p^5 + d_1p^4 + d_2p^3 + d_3p^2 + d_4p + d_5} \sqrt{p},$$

где

$$a_0 = L_\mu^2 L_s C;$$

$$a_1 = L_\mu^2 C^2 R_s - C^2 k^2 (L_s + L_\mu);$$

$$a_2 = L_\mu^2 C - C^2 k^2 R_s;$$

$$a_3 = -Ck^2;$$

$$b = L_\mu L_s Ck - L_\mu C^2 k (L_s + L_\mu);$$

$$d_0 = (L_\mu L_s C)^2;$$

$$d_1 = 2L_\mu^2 C^2 R_s L_s - C^2 k^2 (L_s + L_\mu)^2;$$

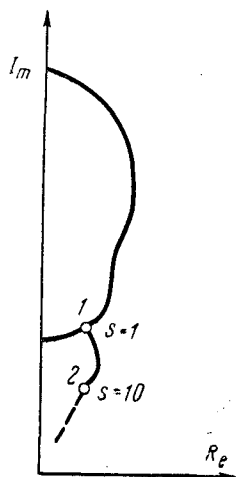


Рис. 6. Годограф, описываемый вектором комплексного сопротивления.

$$d_2 = 2L_\mu^2 L_s C - 2R_s C^2 k^2 (L_s + L_\mu)^2 + (R_s C L_\mu)^2;$$

$$d_3 = 2R_s C L_\mu^2 - (R_s C k)^2 - 2k^2 C (L_s + L_\mu);$$

$$d_4 = L_\mu^2 - 2R_s k^2 C;$$

$$d_5 = k^2.$$

Оригинал последнего выражения получен в виде формулы (6).

По данным Института электромеханики АН СССР типовые параметры турбогенератора ТВВ-200-2 следующие: $R_s = 85 \cdot 10^{-3}$ ом, $L_\mu = 5,62 \cdot 10^{-3}$ гн, $L_s = 0,57 \cdot 10^{-3}$ гн, $k = 5 \cdot 10^{-3}$. Соответствующее характеристическое уравнение в численном виде:

$$p^5 + 204p^4 + 3,5 \cdot 10^7 p^3 + 495 \cdot 10^7 p^2 + 3,06 \cdot 10^4 p - 2,42 \cdot 10^{14} = 0.$$

Корни этого уравнения находятся по методу Г. М. Кржижаковского:

$$p_{1,2} = -180 \pm j3810, \quad p_{3,4} = 68 \pm j4025, \quad p_5 = 0,79.$$

Приложение II. Непосредственный расчет параметров турбогенератора ТВВ-200-2 на частоте $\omega = 3810$ сек⁻¹ ведется путем расчета комплексного сопротивления машины по схеме 1:

$$z(j3810) = R_s + j3810L_s + \frac{j3810L_\mu k \sqrt{j3810}}{j3810L_\mu + k \sqrt{j3810}}.$$

Подставляя численные значения активного сопротивления и индуктивностей и производя несложные преобразования, можно выделить действительную и мнимую части

$$z(j3810) = 0,272 + j2,41.$$

Приводя $x(3810)$ к x_{50} , имеем:

$$z(j3810) = 0,272 + j \frac{314}{3810} 2,41 = 0,272 + j0,199.$$

Литература

1. Казовский Е. Я., Переходные процессы в машинах переменного тока, Изд-во АН СССР, 1962.
2. Кашарский Э. Г., Специальные вопросы расчета и исследования синхронных машин с массивным ротором, АН СССР, изд-во «Наука», 1965.
3. Долгинов А. И., Резонанс в электрических цепях и системах, Госэнергоиздат, 1957.
4. Левинштейн М. Л., Операционное исчисление и его применение к задачам электротехники, изд-во «Энергия», 1964.
5. Карпов К. А., Таблицы функции $\int_0^z e^{u^2} du$ в комплексной области, Изд-во АН СССР, 1958.
6. Медведев С. К., Бумажно-масляные конденсаторы повышенной частоты, «Вестник электропромышленности», 1958.

[4.6.1968]



УДК 621.313:621.3.045

Симметричные составляющие реактивностей обмоток электрических машин

Канд. техн. наук В. В. ДОМБРОВСКИЙ

Ленинград

В ряде случаев электрические машины эксплуатируются с несимметричными по фазам обмотками. Некоторые типы машин (с разомкнутой магнитной цепью) могут иметь различные магнитные проводимости для разных фаз. Для определения напряжений и токов несимметричных обмоток удобно воспользоваться разложением системы фазных реактивностей на симметричные составляющие, придав собственным и взаимным реактивностям фаз обмотки смысл векторных величин. Такая задача решалась ранее для случаев, когда проводимости прямого и обратного полей вращения одинаковы [Л. 1 и 2], а также для однослойных обмоток асинхронных машин с несимметрией фаз вследствие отключения части катушек [Л. 4 и 5]. По-види-

Таблица 1

Напряжения фаз	Токи фаз		
	I_a	I_b	$\bar{I}_c$
$\dot{U}_a$	x_{aa}	x_{ab}	x_{ac}
$\dot{U}_b$	x_{ba}	x_{bb}	x_{bc}
$\dot{U}_c$	x_{ca}	x_{cb}	x_{cc}

мому, более широкому применению этого метода препятствовали трудности, связанные с расчетом собственных и взаимных реактивностей фаз несимметричной обмотки. В статье рассмотрен более общий случай несимметричной по числу катушек в фазах двухслойной обмотки с учетом влия-

ния высших гармонических поля.

Согласно методу симметричных составляющих система собственных и взаимных реактивностей фаз обмотки может быть представлена в виде табл. 1, где диагональные элементы являются собственными реактивностями фаз, а прочие — взаимными.

Умножив фазные токи на соответствующие элементы одной строки и сложив эти произведения, получим напряжение одной фазы. Если система токов, протекающих в фазах, и реактивностей симметрична, получаем симметричную систему напряжений соответствующей последовательности. При несимметрии реактивностей, но в предположении, что по фазам протекает симметричная система токов прямой, обратной или нулевой последовательности, получаем несимметричную систему напряжений, которую можно разложить на симметричные составляющие по формулам:

$$\left. \begin{aligned} \dot{U}_{(1)} &= \frac{1}{3} (\dot{U}_a + a\dot{U}_b + a^2\dot{U}_c); \\ \dot{U}_{(2)} &= \frac{1}{3} (\dot{U}_a + a^2\dot{U}_b + a\dot{U}_c); \\ \dot{U}_{(0)} &= \frac{1}{3} (\dot{U}_a + \dot{U}_b + \dot{U}_c); \end{aligned} \right\} \quad (1a)$$

$$\left. \begin{aligned} \dot{U}_{(1)} &= I_{(1)} \dot{x}_{(11)} + I_{(2)} \dot{x}_{(12)} + I_{(0)} \dot{x}_{(10)}; \\ \dot{U}_{(2)} &= I_{(1)} \dot{x}_{(21)} + I_{(2)} \dot{x}_{(22)} + I_{(0)} \dot{x}_{(20)}; \\ \dot{U}_{(0)} &= I_{(1)} \dot{x}_{(01)} + I_{(2)} \dot{x}_{(02)} + I_{(0)} \dot{x}_{(00)}. \end{aligned} \right\} \quad (16)$$

Коэффициенты при токах в системе (16) будут симметричными составляющими системы реактивностей. Так, например,

$$\begin{aligned} \dot{x}_{11} &= \frac{1}{3} [\dot{x}_{aa} + \dot{x}_{bb} + \dot{x}_{cc} + \\ &+ a^2 (\dot{x}_{ab} + \dot{x}_{ca} + \dot{x}_{bc}) + a (\dot{x}_{ac} + \dot{x}_{ba} + \dot{x}_{cb})] \end{aligned}$$

и т. д.

Для того чтобы определить их, требуется, во-первых, представить фазные реактивности в векторной форме и, во-вторых, найти их зависимость от числа и расположения катушек в каждой фазе обмотки.

Рассмотрим двухслойную трехфазную обмотку без параллельных ветвей, по фазам которой протекает симметричная система токов. В каждой фазе протекающий ток создает падение напряжения, обусловленное полем собственного рассеяния в пазах и частью поля рассеяния лобовых частей. Кроме того, токи, протекающие по двум другим фазам, наводят в третьей напряжении вследствие взаимной индукции по путям рассеяния в пазах. Для того чтобы определить эти составляющие собственной и взаимной реактивности фаз обмотки, рассмотрим расположение катушек в пазах двухслойной обмотки статора (см. рисунок).

Как известно, собственная реактивность фазы двухслойной обмотки, обусловленная рассеянием в пазах и по головкам зубцов, складывается из собственной реактивности каждой катушки x_s , одна сторона которой принадлежит верхнему, а другая — нижнему слою обмотки, а также из взаимной реактивности в тех пазах, где оба слоя принадлежат одной фазе x_m . Поэтому для неразветвленной обмотки с учетом числа пазов, в которых расположены катушки одной и разных фаз, можно написать:

$$x_{aap} = k_a x_s + k_{aa} x_m, \quad (2)$$

где k_a — относительное число пазов, занятых фазой a ;

k_{aa} — относительное число пазов, в обоих слоях которых лежат катушки фазы a .

Для целой обмотки

$$\begin{aligned} k_a &= 1; \\ k_{aa} &= 3\beta - 2; \\ x_{aap} &= x_s + (3\beta - 2) x_m. \end{aligned}$$

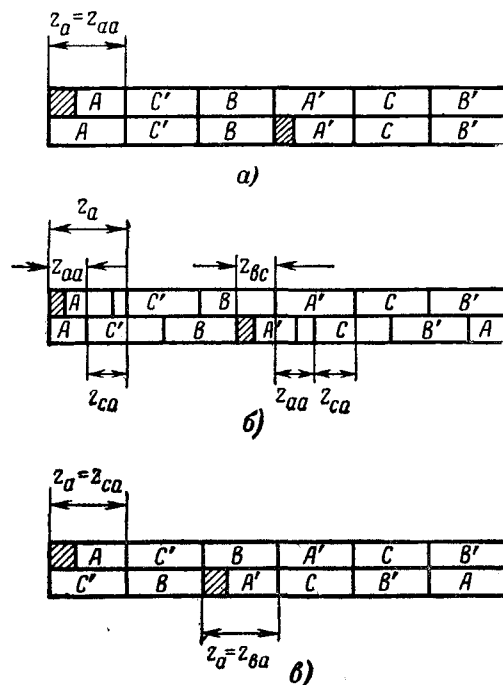
Взаимная реактивность с другими фазами в пазах

$$x_{baп} = -k_{ba} \frac{x_m}{2}. \quad (3)$$

Для целой обмотки

$$\begin{aligned} k_{ba} &= 3(1 - \beta); \\ x_{baп} &= -3(1 - \beta) \frac{x_m}{2}. \end{aligned}$$

Из рисунка следует, что в случае несимметрии витков, получающейся при отключении части катушек, важное значение имеет место расположения отключаемой катушки. При отключении целого чи-



Влияние расположения катушек в пазах на взаимные реактивности фаз обмотки.

$$\alpha - \beta = 1; \quad \beta - \frac{2}{3} < \beta < 1; \quad \beta - \frac{2}{3}.$$

сла катушечных полюсных групп в обмотках с диаметральной шаг, а также с сокращением шага, равным $\frac{2}{3}$ полюсного деления, отключение катушки (или хода для волновых обмоток) в любом месте полюсной группы, состоящей из z_a пазов, одинаково уменьшает собственную реактивность x_{aap} и взаимные реактивности x_{bap} , x_{cap} , $x_{abп}$ и $x_{acп}$. Однако при сокращении шага $\frac{2}{3} < \beta < 1$, как показано на рисунке б отключение катушки в начале полюсной группы уменьшает только собственную реактивность x_{aap} и взаимную реактивность $x_{abп}$ и x_{bap} ; отключение же катушки в конце группы — уменьшает x_{aap} , $x_{acп}$ и x_{cap} .

Поэтому для оценки взаимных реактивностей фаз несимметричных двухслойных обмоток в пазах нельзя воспользоваться простым отношением числа витков фазы обмотки к ее полному числу:

$$k_a = \frac{w_a}{w} = \frac{3z_a}{z}. \quad (4)$$

Необходимо учесть зависимость уменьшения взаимной реактивности от расположения катушки

$$k_{ab} = \frac{3z_{ab}}{z}; \quad k_{ac} = \frac{3z_{ac}}{z}; \quad k_{bc} = \frac{3z_{bc}}{z}. \quad (5)$$

Тогда собственная и взаимная реактивность двух любых фаз обмотки, обусловленная рассеянием в пазах и по головкам зубцов, может быть выражена следующим образом:

$$\begin{aligned} x_{aap} &= k_a x_s + k_{aa} x_m; \quad x_{bbп} = k_b x_s + k_{bb} x_m; \\ x_{ccп} &= k_c x_s + k_{cc} x_m; \\ x_{abп} = x_{baп} &= -k_{ab} \frac{x_m}{2}; \quad x_{acп} = x_{caп} = -k_{ac} \frac{x_m}{2}; \\ x_{bcп} = x_{cbп} &= -k_{cb} \frac{x_m}{2}, \end{aligned}$$

где

$$k_a = \frac{3z_a}{z} = \frac{w_a}{w}; \quad k_{ab} = \frac{3z_{ab}}{z}$$

и т. д.

Как показано в [Л. 3], собственная и взаимная реактивность включает в себя составляющие пазового и части дифференциального рассеяния. К собственной реактивности x_s относят обычно еще и часть реактивности рассеяния лобовых частей (от 20 до 50%), так что полные формулы будут иметь следующий вид [Л. 3]:

$$x_s = \frac{0,306F_A}{f_\beta^2 2\Phi} \left[\frac{l}{q} \frac{5h_1 + h_3 + 12h_2}{2b_n} + 0,7\tau(3\beta - 1) \right] +$$

$$+ \frac{0,156F_A}{q^2 F_\beta} \frac{1}{3\beta + 1} \approx (0,5 \div 0,6) x_l;$$

$$x_m = \frac{0,306F_A}{f_\beta^2 2\Phi} \left[\frac{l}{q} \frac{3h_1 - 3h_2 + 12h_2}{2b_n} \right] +$$

$$+ \frac{0,156F_A}{q^2 F_\beta} \frac{1}{3\beta + 1} \approx (0,3 \div 0,4) x_l.$$

Остальные составляющие реактивностей пропорциональны второй степени числа витков фазы или произведению числа витков, так как магнитная проводимость для них не зависит от числа и расположения катушек. Если учитывать только основную гармоническую поля и кратные ей высшие гармонические, то в воздушном зазоре каждая фаза образует пульсирующее поле, которое согласно известным представлениям можно разложить на две вращающиеся в разные стороны волны. Причем магнитная проводимость с учетом контуров ротора будет для одной волны соответствовать прямой последовательности, а для другой — обратной последовательности.

Таким образом, собственная реактивность одной фазы обмотки, обусловленная основной гармонической поля в зазоре, может быть представлена в виде суммы реактивностей зазора для токов прямой и обратной последовательности $x_{(1)}$ и $x_{(2)}$.

Если по фазам обмотки протекает система токов прямой последовательности ($I_a = I$; $I_b = a^2 I$; $I_c = a I$), то волны н. с. и поля прямого вращения всех фаз в зазоре складываются и образуют вращающееся поле с амплитудой, равной $3/2$ амплитуды н. с. одной фазы. При протекании по фазам обмотки токов обратной последовательности ($I_a = I$; $I_b = a I$; $I_c = a^2 I$) образуется суммарное поле обратного вращения.

Существующие в кривой поля одной фазы высшие пространственные гармонические, кратные трем, при этом исчезают. Остальные гармонические, проводимость которых несущественно зависит от направления вращения поля, обычно относятся к полю рассеяния, и обусловленная ими реактивность дифференциального рассеяния складывается с собственной и взаимной реактивностями пазового рассеяния [Л. 3].

При протекании по фазам обмотки системы токов нулевой последовательности в зазоре отсутствуют основные гармонические поля, но появляются гармонические, кратные трем, и обусловленная ими часть реактивности $x_{(3)}$ должна учитываться в общей реактивности нулевой последовательности.

Итак, при разном числе витков в фазах, без смещения их осей, можно записать следующие выражения для составляющих реактивности, обусловленных полями в зазоре:

$$\left. \begin{aligned} x_{aa\delta} &= k_a^2 \frac{x_{(1)} + x_{(2)} + x_{(3)}}{3}; \quad x_{ab\delta} = \\ &= k_a k_b \frac{ax_{(1)} + a^2 x_{(2)} + x_{(3)}}{3}; \\ x_{bb\delta} &= k_b^2 \frac{x_{(1)} + x_{(2)} + x_{(3)}}{3}; \\ x_{ba\delta} &= k_a k_b \frac{a^2 x_{(1)} + ax_{(2)} + x_{(3)}}{3} \end{aligned} \right\} \quad (6)$$

и т. д.

С учетом всего изложенного выше табл. 1 приобретает следующий вид (см. табл. 2).

Таблица 2

Напряжения фаз	Токи фаз		
	I_a	I_b	I_c
$\dot{U}_a$	$\dot{x}_{aa} = k_a x_s + k_{aa} x_m + k_a^2 \frac{x_{(1)} + x_{(2)} + x_{(3)}}{3}$	$\dot{x}_{ab} = -k_{ab} \frac{x_m}{2} +$ $+ k_a k_b \frac{ax_{(1)} + a^2 x_{(2)} + x_{(3)}}{3}$	$\dot{x}_{ac} = -k_{ac} \frac{x_m}{2} +$ $+ k_a k_c \frac{a^2 x_{(1)} + ax_{(2)} + x_{(3)}}{3}$
$\dot{U}_b$	$\dot{x}_{ba} = -k_{ab} \frac{x_m}{2} +$ $+ k_a k_b \frac{a^2 x_{(1)} + ax_{(2)} + x_{(3)}}{3}$	$\dot{x}_{bb} = k_b x_s + k_{bb} x_m +$ $+ k_b^2 \frac{x_{(1)} + x_{(2)} + x_{(3)}}{3}$	$\dot{x}_{bc} = -k_{bc} \frac{x_m}{2} +$ $+ k_b k_c \frac{ax_{(1)} + a^2 x_{(2)} + x_{(3)}}{3}$
$\dot{U}_c$	$\dot{x}_{ca} = -k_{ac} \frac{x_m}{2} +$ $+ k_a k_c \frac{ax_{(1)} + a^2 x_{(2)} + x_{(3)}}{3}$	$\dot{x}_{cb} = -k_{bc} \frac{x_m}{2} +$ $+ k_b k_c \frac{a^2 x_{(1)} + ax_{(2)} + x_{(3)}}{3}$	$\dot{x}_{cc} = k_c x_s + k_{cc} x_m +$ $+ k_c^2 \frac{x_{(1)} + x_{(2)} + x_{(3)}}{3}$

Влияние величины эксцентриситета на рабочие процессы в синхронных электродвигателях с катящимся ротором

Доктор техн. наук проф. А. И. БЕРТИНОВ, канд. техн. наук доц. В. В. ВАРЛЕЙ
и инж. А. А. ФАРБОВСКИЙ

Москва

Основной конструктивной особенностью электродвигателя с катящимся ротором, отличающей его от всех других электрических машин, является эксцентрическое положение ротора в расточке статора. Эксцентриситет ε обуславливает преобразование энергии в двигателе, определяет величины электромагнитных параметров и выходные характеристики.

Однако в ряде работ, посвященных анализу электромагнитных процессов синхронных двигателей с катящимся ротором, величина ε не учитывается и лишь формально вводится в окончательные выражения [Л. 1 и 2].

Цель статьи — показать на основании экспериментальных данных степень влияния эксцентриситета на энергетические характеристики электродвигателя с катящимся ротором.

Известны три основные конструктивные схемы двигателей с катящимся ротором: синхронные с униполярным подмагничиванием; синхронные с двумя полями (с двумя обмотками на статоре); синхронно-реактивные.

Двигатель с униполярным подмагничиванием имеет якорь с обычной двухполюсной m -фазной обмоткой, создающей вращающееся электромагнитное поле. Униполярное подмагничивание в двигателе осуществляется постоянным магнитом или с помощью специальной обмотки, обтекаемой постоянным током; возможно самоподмагничивание (вентильное подмагничивание).

Электромагнитный синхронный момент на расточке обусловлен взаимодействием первой пространственной гармоники магнитной индукции поля подмагничивания с током якоря. Выражение синхронного момента можно представить в виде [Л. 3]:

$$M = \frac{\pi \mu_0 \lambda D_1^3 F A_1}{4 \delta} \cdot c \cdot \sin \beta_1, \quad (1)$$

где μ_0 — магнитная постоянная;

$\lambda = \frac{L}{D_1}$ — конструктивный коэффициент;

L, D_1 — длина и диаметр расточки активной зоны;

F — н. с. подмагничивания, приходящаяся на рабочий зазор;

A_1 — амплитуда основной гармоники линейной плотности тока обмотки якоря;

β_1 — угол, характеризующий относительное положение минимального зазора и амплитуды волны линейной плотности тока;

$c = 2\varepsilon^{-1}[(1-\varepsilon^2)^{-0.5}-1]$ — коэффициент, учитывающий эксцентрическое положение ротора в расточке;

$\varepsilon = \frac{e}{\delta}$ — относительный эксцентриситет;

e — абсолютный эксцентриситет, равный полуразности диаметров поверхностей обкатывания;

δ — средний радиальный зазор, соответствующий коаксиальному положению ротора в расточке.

Синхронный двигатель с катящимся ротором с двумя полями имеет две независимые m -фазные обмотки статора с разным числом пар полюсов. При этом сила одностороннего притяжения, действующая на ротор и определяющая электромагнитный вращающий момент, имеет место при $p_2 - p_1 = 1$ [Л. 1].

Аналогичным образом можно составить таблицу взаимных реактивностей между двумя параллельными ветвями или любыми несимметричными частями многофазной обмотки.

В целом ряде случаев токи и их симметричные составляющие при различного рода повреждениях и отключениях части витков значительно проще вычисляются с помощью симметричных составляющих реактивностей, нежели другими методами [Л. 5].

В практически встречающихся случаях вычисления относительных чисел витков (k_a, k_{ab} и т. д.) упрощаются и оказываются не более сложными, чем в случае однослойной обмотки [Л. 5].

Литература

1. Вагнер и Эванс, Методы симметричных составляющих, ОНТИ, 1930.
2. Щедрин Н. Н., Токи коротких замыканий высоковольтных систем, ОНТИ, 1935.
3. Ипатов П. М. и др., Витковые замыкания в петлевых обмотках асинхронных машин, «Вестник электропромышленности», 1962, № 7.
4. Лютер Р. А. и др., Влияние отключения катушек статорной обмотки на фазные токи трехфазного асинхронного короткозамкнутого двигателя, сб. «Электросила», 1959, № 16.
5. Домбровский В. В., Определение токов при несимметрии фаз трехфазных обмоток, «Электромеханика», 1968, № 7.

[3.9.1968]



В машине отсутствует магнитопровод для проведения потока униполярного подмагничивания, что позволяет уменьшить массу ротора и тем самым улучшить динамические свойства двигателя. Вместе с тем степень использования активной зоны двигателя с двумя полями меньше, чем в двигателе с униполярным подмагничиванием.

Электромагнитный момент двигателя с двумя полями (с двумя обмотками на статоре):

$$M' = \frac{\pi \mu_0 \lambda D_1^4 A'_1 A''_1}{32\delta} c \sin \beta_2, \quad (2)$$

где A'_1, A''_1 — амплитуды основных гармоник линейных плотностей тока, соответствующих первой и второй обмоткам; β_2 — угол, характеризующий относительное положение минимального зазора и амплитуды волны линейной плотности тока обмотки с большим числом пар полюсов в момент времени $t=0$.

Синхронно-реактивный двигатель также не имеет униполярного подмагничивания, что позволяет уменьшить массу и момент инерции ротора; двигатель обладает хорошими динамическими свойствами и может работать от сети переменного тока повышенной частоты. Недостатком синхронно-реактивного двигателя с катящимся ротором является то, что он работает с использованием гармонических составляющих поля, поэтому степень использования активной зоны у него ниже, чем у обычного синхронно-реактивного двигателя, и тем более у синхронного двигателя (в том числе и у синхронного двигателя с катящимся ротором с униполярным подмагничиванием). Электромагнитный момент синхронно-реактивного двигателя с катящимся ротором [Л. 4]:

$$M'' = \frac{\pi \mu_0 \lambda D_1^4 A_1 A_2}{32\delta} \cdot c \sin \beta_3, \quad (3)$$

где A_1, A_2 — амплитуды 1-й и 2-й гармоник линейной плотности тока обмотки якоря; β_3 — угол, характеризующий относительное положение минимального зазора и амплитуды волны линейной плотности тока в момент времени $t=0$.

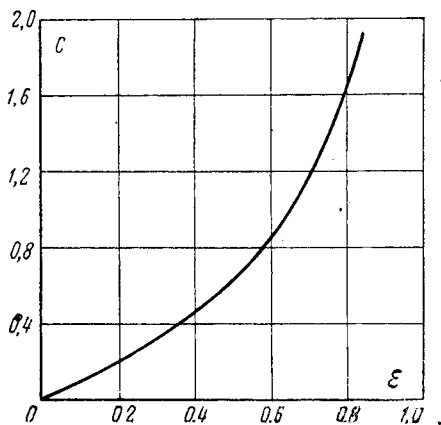


Рис. 1. Коэффициент $c=f(\epsilon)$.

Следует отметить, что в синхронно-реактивном двигателе с катящимся ротором возможно возникновение дополнительных составляющих электромагнитного момента, обусловленных высшими гармоническими н. с. Однако величины этих моментов относительно малы и не влияют существенно на суммарный электромагнитный момент машины.

Известны конструкции трехфазного синхронно-реактивного двигателя с расщепленным магнитопроводом статора, обмотка каждой фазы которого выполнена в виде отдельных катушек, расположенных на соседних зубцах. Число зубцов каждой фазы $z_\phi = 2, 3, \dots$, а общее число зубцов статора равно $3z_\phi$. Катушки, принадлежащие одной фазе и расположенные на соседних зубцах, включены между собой встречно.

Расщепление магнитопровода статора позволяет дополнительно уменьшить массу ротора синхронно-реактивного двигателя с катящимся ротором, что несколько увеличивает частотный предел двигателя [Л. 2]. Электромагнитный момент двигателя с расщепленным магнитопроводом можно представить в виде

$$M_z = \frac{\pi \mu_0 \lambda D_1^4 A_{1z} A_{2z}}{32\delta} c \sum_{n=0}^{z_\phi-1} \sin(\beta + n\gamma_z), \quad (4)$$

где A_{1z}, A_{2z} — амплитуда 1-й и 2-й гармоник линейной плотности тока машины с расщепленным магнитопроводом при включении трех катушек якоря;

γ_z — зубцовый угол.

Уравнение (4) является общим выражением момента синхронно-реактивного двигателя с катящимся ротором. В частном случае при $z_\phi = 1$ (синхронно-реактивный двигатель с катящимся ротором без расщепления магнитопровода) получим соотношение (3).

При неизменной общей величине н. с. амплитуды гармоник линейной плотности тока A_{1z} и A_{2z} существенно уменьшаются с ростом z_ϕ . Поэтому величина предельного электромагнитного момента с увеличением расщепления падает.

Из соотношений (1—4) следует, что электромагнитный момент в электрических машинах с катящимся ротором пропорционален коэффициенту c , который увеличивается с ростом ϵ (рис. 1). Таким образом, электромагнитный момент, а значит, и мощность в электрическом двигателе с катящимся ротором растет при увеличении относительного эксцентриситета ϵ .

Если ротор расположен в расточке коаксиально ($\epsilon=0$), то коэффициент c , электромагнитные момент и мощность обращаются в нуль. Следовательно, при $\epsilon=0$ электромеханическое преобразование энергии в рассматриваемых машинах отсутствует. Исследование электромагнитных процессов в синхронных электрических машинах с катящимся ротором в предположении равенства нулю эксцентриситета физически не обосновано.

Ниже приводятся результаты экспериментального исследования опытного образца синхронного двигателя с катящимся ротором с униполярным подмагничиванием. Результаты эксперимента подтверждают правильность вывода об определяю-

щей роли величины эксцентриситета ε в электромагнитных процессах преобразования энергии в машине с катящимся ротором.

Для эксперимента был использован двигатель с гладкими поверхностями обкатывания (фрикционное зацепление), причем один из элементов пары трения взят твердым (сталь), другой — эластичным (спец. резина). Снимались характеристики холостого хода и рабочие характеристики для нескольких значений ε . Опыты проводились при $\delta = \text{const}$, а вариация величины ε производилась за счет изменения разности диаметров поверхностей обкатывания; при этом выходная скорость двигателя также изменялась.

Эксцентриситет ε определялся косвенным путем из соотношения:

$$\varepsilon = \frac{e}{\delta} = n_0 \frac{D_k}{2n_1\delta}, \quad (5)$$

где n_1 — синхронная скорость вращения поля;

n_0 — скорость холостого хода двигателя.

Такой способ позволяет учитывать статическое и динамическое поджатия резинового элемента трения; при этом определяется «эффективный» эксцентриситет.

Как видно из рис. 2, потребляемая вольт-амперная мощность холостого хода с увеличением ε уменьшается, а коэффициент мощности $\cos \varphi_0$ увеличивается несмотря на то, что средний воздушный зазор остается неизменным. Уменьшение вольт-амперной потребляемой мощности на холостом ходу при неизменном напряжении питания с ростом величины ε обусловлено увеличением э. д. с., наводимой в обмотке якоря полем возбуждения.

Первая гармоника поля возбуждения [Л. 3]

$$B_1 = \frac{\mu_0 F}{\delta} c \cos \alpha. \quad (6)$$

Коэффициент c , характеризующий в данном случае глубину модуляции потока униполярного подмагничивания, с ростом ε увеличивается; следовательно, увеличиваются амплитуда волны поля возбуждения и э. д. с. вращения в обмотке якоря. Соответственно уменьшаются намагничивающий ток и потребляемая вольт-амперная мощность, а $\cos \varphi_0$ возрастает (рис. 2).

Механические характеристики $n^* = n/n_0 = f(M)$ по ε , приведенные на рис. 3, показывают, что жесткость $n^* = f(M)$ увеличивается с ростом ε (здесь n_0 и n — соответственно скорости вала двигателя при холостом ходе и нагрузке).

Жесткость механической характеристики определяется соотношением электромагнитных сил, действующих на ротор в каждый момент времени вдоль соответствующих осей.

Электромагнитная сила, действующая по оси, проходящей через центр расточки и положение минимального зазора [Л. 5]

$$P_x = 0,125\pi\mu_0 \frac{\lambda}{\delta^2} D_1^4 A_1^2 (\gamma_1 + \psi k^2 \gamma_2 + 2k\gamma_3 \cos \beta), \quad (7)$$

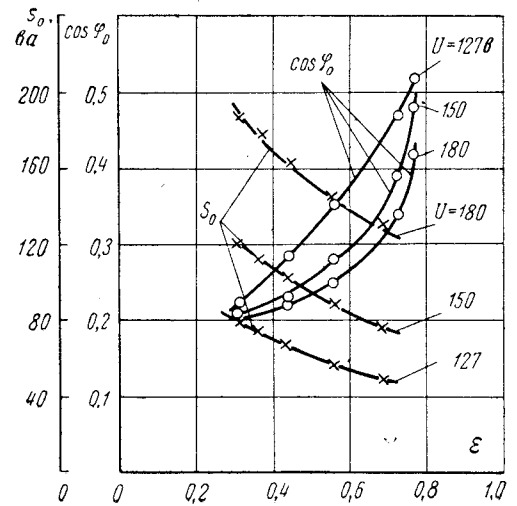


Рис. 2. Изменение потребляемой мощности и $\cos \varphi_0$ в функции ε при холостом ходе.

где

$$\gamma_1 = 2\varepsilon^{-3}[(1-\varepsilon^2)^{-0,5} - 1] - \varepsilon^{-1}(1-\varepsilon^2)^{-0,5};$$

$$\gamma_2 = \varepsilon(1-\varepsilon^2)^{-1,5};$$

$$\gamma_3 = \varepsilon^{-2}(1-\varepsilon^2)^{-4}[1 - (1-\varepsilon^2)^{0,5}];$$

$k = \frac{2F}{D_1 A_1}$ — коэффициент, характеризующий относительную величину н. с. униполярного подмагничивания, приходящуюся на рабочий зазор;

ψ — коэффициент, учитывающий действие электромагнитных сил в зоне дополнительных магнитопроводов.

Электромагнитная сила, действующая по перпендикулярной оси y [Л. 5]

$$P_y = 0,25\pi\mu_0 \frac{\lambda}{\delta^2} D_1^4 A_1^2 k\gamma_4 \sin \beta, \quad (8)$$

где

$$\gamma_4 = \varepsilon^{-2}[(1-\varepsilon^2)^{-0,5} - 1].$$

Электромагнитная сила P_x создает давление на опору, сила P_y обуславливает вращающий момент относительно оси, проходящей через мгновенный центр вращения параллельно оси расточки.

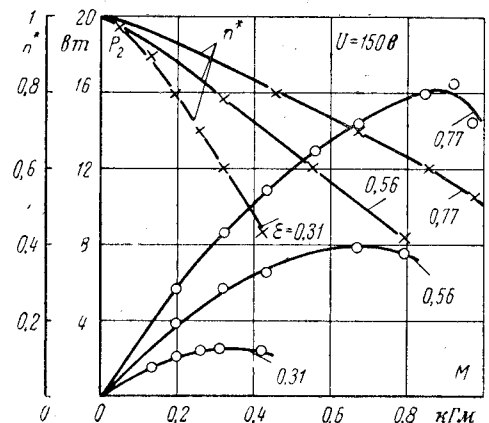


Рис. 3. Рабочие характеристики двигателя с катящимся ротором.

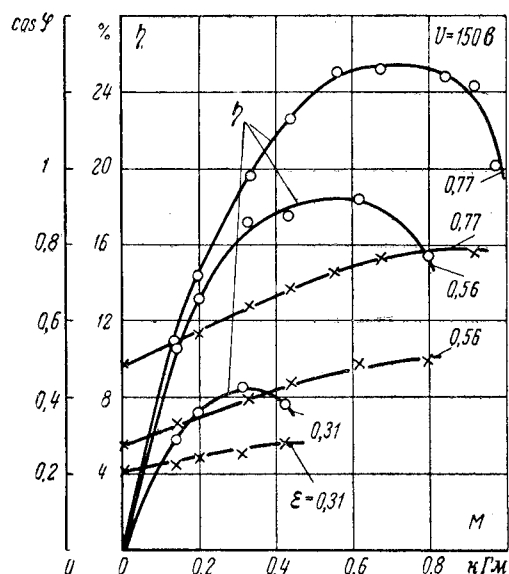


Рис. 4. Рабочие характеристики двигателя с катящимся ротором.

Уменьшение скорости двигателя при его нагружении объясняется механическим проскальзыванием на поверхностях обкатывания. При этом под проскальзыванием понимается в первую очередь так называемое «перемежающееся буксование», возникающее на поверхностях качения вследствие постоянной вибрации электродвигателя и уменьшающее его скорость при относительно больших значениях нагрузочного момента, а также упругое скольжение, заметно проявляющееся только у эластичных элементов трения, и обуславливающее мягкость характеристики $n=f(M)$ с самого начала нагружения двигателя.

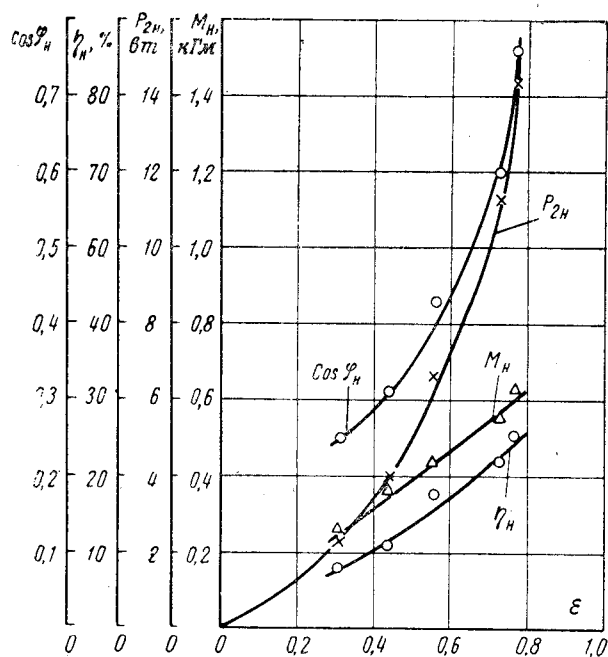


Рис. 5. Изменение номинальных параметров двигателя в функции относительного эксцентриситета.

Перемежающееся буксование, являющееся результатом периодического ослабления фрикционного контакта, возникает при нарушении неравенства

$$k_{тр}(P_x - mg + m\omega^2 e) > P_y$$

или иначе

$$f_p(\varepsilon) = \frac{P_y}{P_x - mg + m\omega^2 e} < k_{тр}, \quad (9)$$

где m — масса ротора;

$k_{тр}$ — коэффициент трения «мгновенного» покоя;

ω — угловая скорость вращения поля.

Чем меньше дробь, стоящая в левой части неравенства (9), тем в меньшей степени имеет место буксование при обкатывании. Можно показать, что функция $f_p(\varepsilon)$ с ростом эксцентриситета уменьшается; поэтому с ростом ε характеристика $n=f(M)$ становится жестче.

Упругое проскальзывание, свойственное эластичным элементам трения, является следствием их упругой деформации и, как показывает эксперимент (рис. 3), с ростом ε также уменьшается.

Таким образом, при увеличении эксцентриситета механическая характеристика ДКР становится более жесткой.

За рабочую точку на механических характеристиках для всех значений ε принята точка, в которой выходная скорость двигателя падает до $0,7n_0$. При этом характеристике с большим ε соответствует большее значение номинального момента M_n (рис. 3).

Судя по экспериментальному графику, приведенному на рис. 5, номинальный момент двигателя увеличивается примерно пропорционально ε . Сравним соотношение, полученное экспериментальным путем, с выражением, полученным аналитически.

Из уравнения (1) следует, что при неизменных значениях F , A_1 и β_1 электромагнитный момент, пропорциональный c , должен повторять в соответствующем масштабе кривую $c=f(\varepsilon)$ по рис. 1.

Однако реально при изменении эксцентриситета ε параметры F , A_1 и β_1 не остаются постоянными. При увеличении ε уменьшается потребляемый ток и линейная плотность тока A_1 , повышается интегральная проводимость эксцентрического зазора, и кривая возврата постоянного магнита перемещается в область большей индукции, что, с одной стороны, соответствует увеличению н. с. униполярного подмагничивания F , приходящейся на зазор, с другой, увеличивая насыщение магнитопровода, способствует перераспределению магнитного потенциала между зазором и сталью. Рост индукции дополнительно увеличивает э. д. с. вращения в обмотке якоря, что, в свою очередь, уменьшает потребляемый ток и линейную нагрузку. При увеличении ε изменяется также соотношение между силами P_x и P_y , что вызывает изменение угла β , а значит, и величины $\sin \beta$, входящей в (1).

В результате зависимость $M_n=f(\varepsilon)$ не повторяет кривой $c=f(\varepsilon)$, однако она сохраняет существенно возрастающий характер последней.

Выходная мощность $P_{2н}$, отдаваемая двигателем в номинальном режиме, пропорциональна произведению $M_n n_n$, а поскольку сомножители зави-

сят от ϵ линейно, то функция $P_{2n}=f(\epsilon)$ приобретает вид параболы. На рис. 4 приведены зависимости $\eta=f(M)$ и $\cos \varphi=f(M)$ для трех значений эксцентриситета ϵ ; на рис. 5 построены номинальные значения этих параметров в функции эксцентриситета. Как следует из рис. 5, номинальное значение к. п. д. двигателя с катящимся ротором растет с увеличением ϵ примерно по линейному закону; $\cos \varphi_n$ — по параболическому.

Наглядное представление о количественном соотношении между ϵ и параметрами двигателя с катящимся ротором дает таблица, в которой показано, как увеличиваются момент, к. п. д. $\cos \varphi$ и выходная мощность при возрастании ϵ от 0,55 до 0,6.

Момент		К. п. д.		$\cos \varphi$		Выходная мощность	
$\kappa \Gamma \cdot M$	%	—	%	—	%	вт	%
0,04	9,2	0,02	13	0,05	13	1,1	18

Из таблицы следует необходимость высокой точности обработки поверхностей обкатывания. Поясним это. Поскольку $\epsilon = \frac{2e}{2\delta}$, то изменению относительного эксцентриситета на 0,05 при $\delta=0,8$ мм соответствует изменение $2e=D_n-D_k$ на 0,08 мм (D_n, D_k — соответственно диаметры обкатывания на направляющей и катке). Таким образом, если диаметр катка (направляющей) не соответствует расчетному всего на 0,08 мм (что для диаметра 120 мм

является предельным отклонением по 3-му классу точности), то энергетические характеристики двигателя отличаются от предполагаемых в соответствии с таблицей.

Выводы. 1. Увеличение относительного эксцентриситета существенно улучшает все энергетические характеристики электродвигателя с катящимся ротором, что объясняется изменением основных электромагнитных параметров, характеризующих активную зону двигателя.

2. Неучет эксцентриситета при анализе рабочих процессов электрических машин с катящимся ротором принципиально недопустим.

3. При изготовлении двигателей с катящимся ротором необходима относительно высокая точность обработки диаметров поверхностей обкатывания.

Литература

1. Алексеев-Мохов С. И., Двигатель с катящимся ротором, ЭП ЦБТИ, 1963, № 2.
2. Наний В. П., Электрические двигатели с катящимся ротором повышенной частоты, Бесконтактные электрические машины, ч. I, Труды II Всесоюзной конференции по бесконтактным электрическим машинам, 1966.
3. Бертинов А. И., Варлей В. В. и Мизюрин С. Р., Основное расчетное уравнение электрической машины с катящимся ротором, «Электротехника», 1964, № 6.
4. Варлей В. В., О принципе действия и использовании синхронно-реактивного электродвигателя с катящимся ротором, «Электротехника», 1968, № 4.
5. Бертинов А. И., Варлей В. В. и Мизюрин С. Р., Электромагнитные силы в двигателе с катящимся ротором, «Электричество», 1964, № 8.

[22.4.1968]



УДК 621.314.632.35

Магнитно-полупроводниковое фазосдвигающее устройство для управления тиристорами

Канд. техн. наук А. А. ТЕВРЮКОВ, канд. техн. наук В. Е. СКОРОВАРОВ
и инж. В. С. ИШЕВСКИЙ

Московский физико-технический институт

Среди ряда устройств и систем управления тиристорами на магнитных и полупроводниковых элементах важное место занимают полуволновые системы [Л. 1 и 2], где применяется принцип Р. Рейми построения схем быстродействующих магнитных усилителей [Л. 3]. На этом же принципе построены схемы, предлагаемые в работах [Л. 4 и 5].

Представленная на рис. 1, а схема магнитно-полупроводникового фазосдвигающего устройства также основана на принципе полуволнового магнитного усилителя. Однако крутизна фронта выходных импульсов в этой системе увеличена путем добавления транзистора ПТ, при запирации которого в момент насыщения сердечника дросселя ДН на нагрузке появляется импульс напряжения. При

этом используется лавинообразное запирающее транзистора за счет положительной обратной связи [Л. 6]. В предлагаемом устройстве перемагничивание дросселя ДН в сторону положительных и отрицательных индукций осуществляется с помощью отдельных цепей, подключаемых поочередно к дросселю через полупроводниковые ключи (диоды D_1 и D_2) в соответствующие интервалы времени. При этом перемагничивание дросселя в сторону $+B_m$ осуществляется через транзистор ПТ, включенный параллельно нагрузке R_n . Цепь базы этого транзистора связана с дросселем через дополнительную обмотку w_6 . Сдвиг фазы выходного импульса, отпирающего тиристор Т, производится путем изменения величины постоянного напряжения

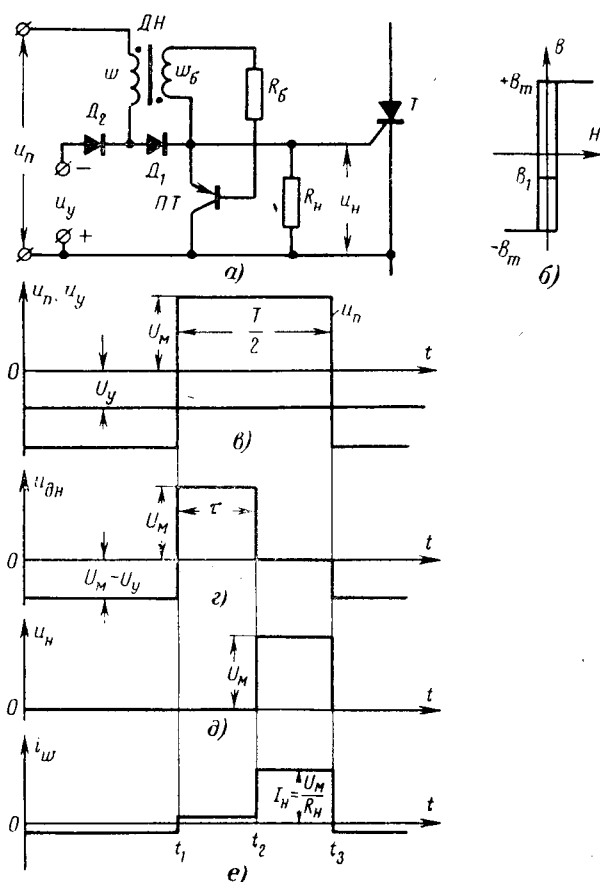


Рис. 1. Принципиальная схема устройства управления тиристором с диодными ключами и временные диаграммы напряжений и токов в схеме при прямоугольной петле гистерезиса. а — схема устройства; б — петля гистерезиса сердечника дросселя; в — напряжения питания и управления; г — напряжение на дросселе; д — напряжение на нагрузке; е — ток намагничивания дросселя.

управления u_y , подаваемого в цепь управления дросселя.

Устройства такого рода могут питаться как от переменного, так и от постоянного напряжения. Это зависит от того, какие ключи используются в схеме. Например, если в схеме на рис. 1, а заменить неуправляемые диодные ключи D_1 и D_2 на транзисторные, то такая схема может питаться от постоянного напряжения. В этом случае потребуется только маломощный источник переменного напряжения для управления этими ключами.

С целью выявления основных особенностей работы схемы примем для простоты форму петли гистерезиса сердечника дросселя идеальной (рис. 1, б), а также будем пренебрегать падениями напряжения на диодах, транзисторе и активных сопротивлениях.

Временные диаграммы напряжений и токов в схеме показаны на рис. 1. Предположим, что в начальный момент времени ($t=0$) дроссель находится в насыщенном состоянии ($+B_m$). В полупериод отрицательного напряжения питания диод (рис. 1, в) D_1 закрыт, а диод D_2 открыт. В этом интервале времени к дросселю прикладывается напряжение $u_{дн} = -(U_m - U_y)$, где U_m — амплитудное значение напряжения питания u_n (рис. 1, в). Под действием этого напряжения дроссель перемагничивается до индукции B_1 (рис. 1, б). Напряжение

на нагрузке u_n в этом интервале времени равно нулю (рис. 1, д). Форма тока i_w через рабочую обмотку дросселя w показана на рис. 1, е.

В полупериод положительного напряжения u_n диод D_2 закрыт, а диод D_1 и транзистор $ПТ$ открыты. К дросселю в начале этого интервала времени ($t=t_1$) прикладывается все напряжение питания, под действием которого он начинает перемагничиваться в обратном направлении, в сторону $+B_m$, до насыщения, наступающего в момент времени t_2 . В этот момент напряжение на дросселе становится равным нулю, и транзистор закрывается, так как в цепи базы напряжение на обмотке w_δ также становится равным нулю. Все напряжение питания прикладывается к нагрузке R_n . В результате на выходе фазосдвигающего устройства получается импульс напряжения, передний фронт которого задержан относительно начала положительного полупериода u_n на величину $t_2 - t_1 = \tau$, представляющую собой время перемагничивания дросселя от B_1 до B_m . Это время можно найти из равенства вольт-секундных площадей перемагничивания дросселя

$$(U_m - U_y) \frac{T}{2} > U_m \tau.$$

Следовательно,

$$\tau = \frac{T}{2} \left(1 - \frac{U_y}{U_m} \right). \quad (1)$$

Отсюда видно, что τ не зависит от параметров схемы и что эту величину можно изменять, меняя напряжение U_y . При этом необходимо рассчитывать дроссель так, чтобы в процессе его работы не достигалось значение индукции, равное $-B_m$, т. е. чтобы выполнялось соотношение

$$w B_m S = \frac{T U_m}{4},$$

где w — число витков рабочей обмотки дросселя; S — сечение сердечника дросселя.

При идеальной петле гистерезиса роль транзистора $ПТ$ заключается в снятии начальной паразитной ступеньки напряжения на нагрузке, которая могла бы появиться за счет положительного тока намагничивания дросселя в интервале $t_1 \leq t \leq t_2$. Но основное назначение транзистора в этой схеме заключается в улучшении переднего фронта импульса напряжения в случае реальной петли гистерезиса, отличной от прямоугольной. Анализ работы схемы при реальной петле гистерезиса (рис. 2, б) показывает (см. приложение), что величина задержки τ будет равна:

$$\tau = \tau_0 + \left(1 - \frac{U_y}{U_m} \right) \left(\frac{T}{2} - T_0 \ln 2 \right), \quad (2)$$

где $\tau_0 = \frac{\omega S (B_s - B_0)}{U_m}$ — начальная задержка;

$T_0 = \frac{L}{R_n}$ — постоянная времени цепи на-

рузки дросселя;

L — коэффициент самоиндукции дросселя на линейном участке перемагничивания от B_m до B_k ;

B_s — индукция, соответствующая концу процесса перемагничивания дросселя в сторону $+B_m$.

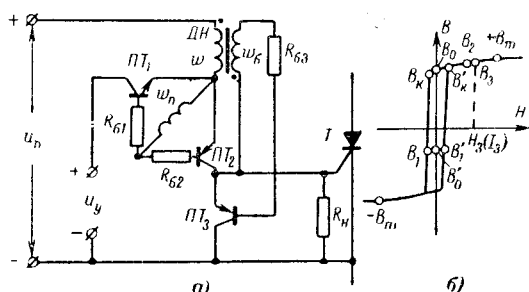


Рис. 2. Принципиальная схема устройства управления тиристором с транзисторными ключами. а — схема устройства; б — петля гистерезиса сердечника дросселя.

Формула (2) согласуется с формулой (1), так как если в формуле (2) положить $\tau_0=0$, $T_0=0$ (случай прямоугольной петли гистерезиса), то она перейдет в формулу (1). Из формулы (2) следует, что в схеме на рис. 1,а при реальных условиях точность задержки будет зависеть от разброса τ_0 . Поэтому необходимо стремиться к уменьшению τ_0 . Это означает, что нужно уменьшать разность индукций B_3 и B_0 . Заметим также, что наличие τ_0 сокращает диапазон регулирования фазы импульса.

Как следует из формулы (2), точность τ будет зависеть также и от разброса T_0 . Очевидно, что погрешности, обусловленные τ_0 и T_0 стремятся к нулю при стремлении реальной петли гистерезиса к идеальной. Эти недостатки, присущие схеме с диодными ключами, отсутствуют в схеме, где роль ключей выполняют транзисторы $ПТ_1$ и $ПТ_2$, управляемые переменным напряжением посредством обмотки ω_n (рис. 2,а). На схему подается постоянное напряжение питания U_n . Здесь транзистор $ПТ_3$ схемы рис. 1,а соответствует транзистору $ПТ_3$. На рис. 3 показаны временные диаграммы напряжений и токов в схеме на рис. 2,а, а также диаграмма изменения индукции насыщающегося дросселя. На рис. 4 даны соответствующие осциллограммы, снятые на реальном устройстве.

Предположим, что к начальному моменту времени ($t=0$) сердечник дросселя имеет индукцию B_2 (рис. 2,б и 3,е), а через нагрузку и обмотку ω протекает ток $I_n = \frac{U_n}{R_n}$. При этом транзисторы $ПТ_1$ и $ПТ_3$ закрыты, транзистор $ПТ_2$ открыт.

В момент $t=0$ на обмотке ω_n напряжение $u_{\omega n}$ меняет знак¹, в результате чего транзистор $ПТ_2$ закрывается, а транзистор $ПТ_1$ открывается. К дросселю в этот момент прикладывается напряжение, равное $-(U_y - U_n)$, под действием которого он начинает перемагничиваться от индукции B_2 по направлению к индукции $-B_m$. Для этого интервала времени можно записать уравнение

$$-(U_y - U_n) = \omega S \frac{dB}{dt}.$$

Из этого уравнения получим выражение для индукции дросселя

¹ Напряжение $u_{\omega n}$ может подаваться, например, с мало-мощного мультивибратора или от источника синусоидального напряжения.

$$B = B_2 - \frac{1}{\omega S} (U_y - U_n) t. \quad (3)$$

Отсюда видно, что индукция изменяется по линейному закону (рис. 3,е).

Ток намагничивания дросселя i_w в интервале изменения индукции от B_2 к $-B_m$ можно найти следующим образом. Рассмотрим интервалы времени $0 \leq t \leq t_k$ и $t_k \leq t \leq t_1$, где t_k — момент времени, в который дроссель имеет индукцию B_k (колесо петли гистерезиса).

Для интервала $0 \leq t \leq t_k$ можно записать уравнение²

$$-(U_y - U_n) = L \frac{di_w^{(1)}}{dt},$$

откуда получим:

$$i_w^{(1)} = I_n - \frac{1}{L} (U_y - U_n) t. \quad (4)$$

Для интервала $t_k \leq t \leq t_1$ получим выражение для тока, аналогичное выражению (4)

$$i_w^{(1')} = I_k - \frac{1}{L'} (U_y - U_n) (t - t_k), \quad (5)$$

² Верхними индексами будем обозначать номера временных интервалов.

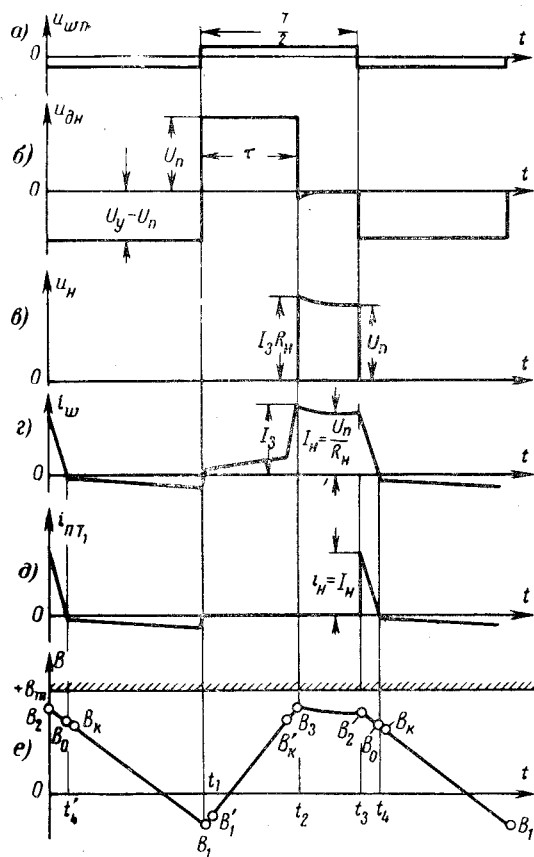


Рис. 3. Временные диаграммы электромагнитных процессов в схеме устройства с транзисторными ключами.

а — управляющее напряжение переключения транзисторов; б — напряжение на дросселе; в — напряжение на нагрузке; г — ток намагничивания дросселя; д — ток через транзистор $ПТ_1$; е — индукция сердечника дросселя.

где L' — коэффициент самоиндукции дросселя на крутом участке петли гистерезиса;

$I_K = \frac{H_K l}{w}$ — ток намагничивания, соответствующий колену петли гистерезиса;
 l — длина средней магнитной линии сердечника.

Величину t_K можно найти из соотношения (3)

$$t_K = \frac{\omega S (B_2 - B_K)}{(U_Y - U_H)}.$$

Форма тока намагничивания дросселя показана на рис. 3,г. В интервале $0 \leq t \leq t_1$ этот ток протекает

через транзистор $ПТ_1$ в обоих направлениях (рис. 3,д).

Заметим, что в схеме с диодными ключами (рис. 1,а) положительный ток намагничивания не может протекать по цепи управления в начальный момент перемагничивания (до $t=t'_4$), он проходит через цепь нагрузки (см. приложение). Этим и объясняется появление в схеме на рис. 1,а начальной задержки τ_0 . При такой схеме не удастся использовать величину индукции, равную $B_2 - B_0$. В схеме на рис. 2,а эта трудность преодолена.

В момент $t=t_1$ индукция достигнет значения B_1 , равного

$$B_1 = B_2 - \frac{1}{\omega S} (U_Y - U_H) \frac{T}{2}.$$

В этот момент напряжение u_{WH} меняет знак, и транзистор $ПТ_1$ закрывается, а транзисторы $ПТ_2$ и $ПТ_3$ открываются. В результате к дросселю прикладывается напряжение питания U_H , и он начинает перемагничиваться по направлению к $+B_m$. С этого момента времени необходимо рассматривать три интервала, соответствующие линейным участкам изменения индукции (рис. 2,б):

$$B_1 \leq B \leq B'_1; \quad B'_1 \leq B \leq B'_K; \quad B'_K \leq B \leq B_3.$$

Используя начальные условия, нетрудно найти длительность этих интервалов, а затем и выражения для токов намагничивания аналогично тому, как это делалось для интервала $0 \leq t \leq t_1$.

Процесс перемагничивания дросселя будет длиться до момента времени t_2 , когда транзистор $ПТ_3$ закроется вследствие насыщения сердечника при $B=B_3$ и невыполнения соотношения

$$\beta i_b \geq i_K,$$

где β — коэффициент усиления транзистора, а i_K и i_b — соответственно ток коллектора и ток базы транзистора $ПТ_3$. В момент времени t_2 ток i_w перейдет в нагрузку (рис. 3,е) и будет протекать через нее до момента t_3 . В этом интервале времени транзистор $ПТ_3$ закрыт. Далее процессы повторяются.

Заметим, что, начиная с момента t_2 , имеет место переходный процесс экспоненциального характера (рис. 3,б, в, г, д). Он обусловлен тем, что ток намагничивания I_3 не равен установившемуся току — току нагрузки (в рассматриваемом случае $I_3 > I_H$). Поэтому ток $i_w^{(2)}$ должен уменьшиться до значения I_H . Происходящий процесс описывается уравнением

$$i_w^{(2)} = (I_3 - I_H) e^{-\frac{t}{T_0}} + I_H.$$

В этом случае отрицательный импульс на дросселе будет незначительным, если значения индукций B_3 и B_2 будут достаточно мало отличаться одно от другого, т. е. если точки B_3 и B_2 располагаются на достаточно пологом участке петли гистерезиса (рис. 2,б).

Таким образом, напряжение на дросселе будет состоять из прямоугольных импульсов двух знаков. Из равенства вольт-секундных площадей этих импульсов можно найти величину τ :

$$\tau = \frac{T}{2} \left(\frac{U_Y}{U_H} \right) - 1, \quad (6)$$

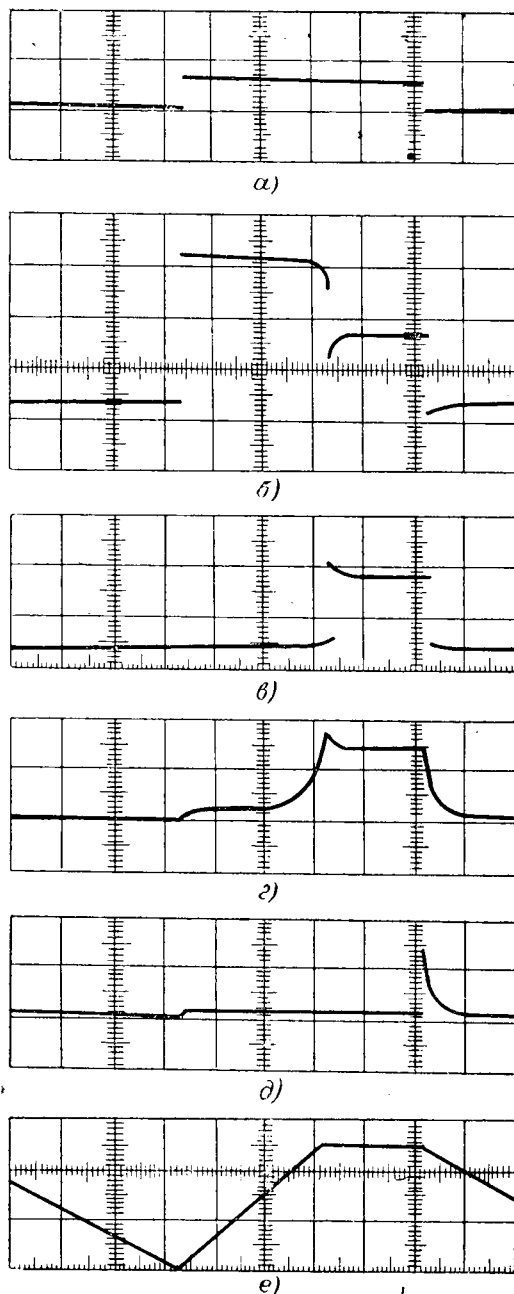


Рис. 4. Осциллограммы электромагнитных процессов в схеме устройства с транзисторными ключами.

Обозначения те же, что и на рис. 3.

где

$$U_{\pi} \leq U_y \leq 2U_{\pi}.$$

Несмотря на то, что реальная петля гистерезиса сердечника дросселя отличается от прямоугольной, τ при этом способе построения фазосдвигающего устройства линейно изменяется от нуля до $\frac{T}{2}$.

Характеристики управления такого фазосдвигающего устройства, построенные экспериментально и по формуле (6), показаны на рис. 5.

Необходимо заметить, что при анализе работы устройства не учитывались активные сопротивления в цепях перемагничивания дросселя и реальные характеристики диодов и транзисторов. Все это в реальных условиях может дать ошибку при подсчете фазового сдвига импульсов. Такие схемы могут найти применение в многофазных системах управления.

В Московском физико-техническом институте разработано несколько вариантов систем управления для многофазных выпрямителей. Эти системы были опробованы на Саранском заводе «Электровыпрямитель» в двух схемах выпрямителей: в трехфазной мостовой схеме и схеме «двойная звезда», где в каждом плече стояли параллельно четыре вентили типа ВКДУ-150.

Асимметрия импульсов управления проверялась на осциллографе с использованием меток времени путем последовательной замены фазосдвигающего устройства одного канала управления фазосдвигающими устройствами из других каналов при одних и тех же напряжениях питания и управления. По асимметрии импульсов был получен разброс в 1 эл. град. При изменении температуры в диапазоне от -40 до $+60^\circ\text{C}$ и изменении напряжения сети в пределах $\pm 10\%$ от номинального, асимметрия импульсов заметно не ухудшалась во всем диапазоне углов управления — от нуля до 180 эл. град. Передний фронт импульса имел длительность 3 мксек. Схема фазосдвигающего устройства была такой, как показано на рис. 1, а с тем отличием, что вместо диода D_2 был включен транзистор. Схема питалась от мультивибраторов с магнитной связью. Сигнал управления подавался через эмиттерный повторитель.

Схема была построена на дросселе с тороидальным ленточным сердечником из материала 50НП с коэффициентом прямоугольности $k_{\pi} = \frac{B_0}{B_m} = 0,9$.

Наружный диаметр сердечника был равен 40 мм, внутренний 26 мм, сечение 0,5 см². Частота сети 50 гц. Количество витков рабочей обмотки $\omega = 900$ (провод ПЭВ-0,35), обмотки в цепи базы $\omega_6 = 240$ (провод ПЭВ-0,15). Транзисторы типа П15, диоды типа Д7Б.

Амплитуда импульсов на выходе фазосдвигающего устройства по напряжению составляла 10 в, по току — до 0,1 а. Эти импульсы подавались на выходной каскад с маломощным тиристором типа Д-235 и разрядной емкостью, имеющим трансформаторный выход, а с него — на силовые управляемые вентили.

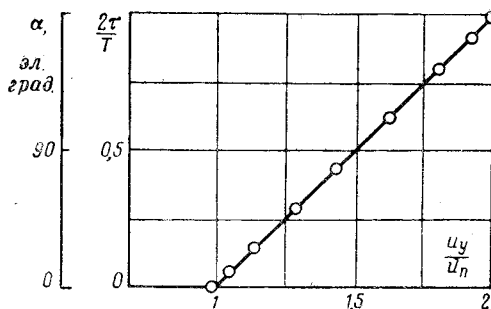


Рис. 5. Характеристика управления устройства с транзисторными ключами. (α — угол регулирования).

Была сделана также схема фазосдвигающего устройства непосредственно с трансформаторным выходом. В этом случае на дросселе помещалась дополнительная обмотка, с помощью которой были развязаны вход и выход схемы. От такого устройства можно было непосредственно управлять четырьмя параллельно включенными тиристорами типа ВКДУ-150. Дроссель в этой схеме имел следующие параметры: наружный диаметр 40 мм, внутренний 26 мм, сечение 1,5 см²; число витков рабочей обмотки 400 (провод ПЭВ-0,8), обмотки управления — 120 (провод ПЭВ-0,2), дополнительной обмотки управления — 400 (провод ПЭВ-0,3). Амплитуда импульса напряжения на выходе устройства была равна 10 в, тока 1,5 а.

Выводы. 1. Устройство для управления тиристорами, выполненное по схеме с диодными ключами, является достаточно простым, однако его целесообразно применять при форме петли гистерезиса, близкой к прямоугольной. В противном случае оно будет обладать меньшей точностью и более узким диапазоном сдвига фазы импульсов управления, чем устройство с транзисторными ключами.

2. Устройство с транзисторными ключами удовлетворяет основным требованиям, предъявляемым к системам для управления тиристорами: имеет высокую точность, широкий диапазон сдвига фазы импульсов управления (от нуля до 180 эл. град) и обеспечивает возможность получения крутого переднего фронта этих импульсов.

Приложение. Рассмотрим, как будут протекать электромагнитные процессы в схеме на рис. 1, а с петлей гистерезиса, показанной на рис. 2, б. Временные диаграммы токов и напряжений в схеме, а также индукции дросселя приведены на рис. 6.

Пусть в начальный момент времени $t=0$ сердечник дросселя имеет индукцию B_2 (рис. 2, б), а через нагрузку и обмотку ω протекает ток $i_\omega = I_n = \frac{U_m}{R_n}$. В этот момент на устройство подается отрицательное напряжение питания, и сердечник начинает перемагничиваться по направлению $-B_m$. Для интервала индукции между B_2 и B_0 может быть записано следующее соотношение для контура цепи нагрузки, по которому первоначально протекает ток намагничивания дросселя:

$$u_n = u_{дн} + u_n, \quad (\text{П-1})$$

где

$$u_{дн} = \omega S \frac{dB}{dt} = L \frac{di_\omega}{dt};$$

$$u_n = i_\omega R_n.$$

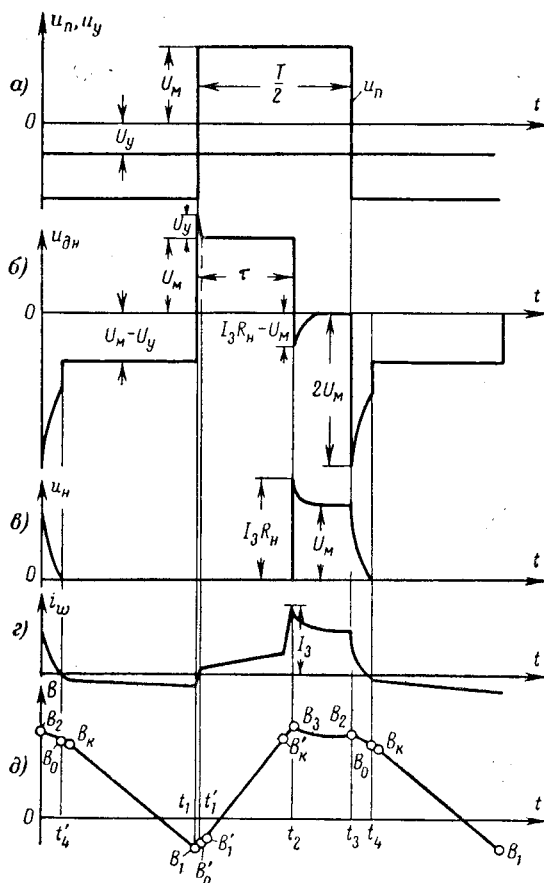


Рис. 6. Временные диаграммы электромагнитных процессов в схеме устройства с диодными ключами при петле гистерезиса, отличной от прямоугольной.

а — напряжения питания и управления; б — напряжение на дросселе; в — напряжение на нагрузке; г — ток намагничивания дросселя; д — индукция сердечника дросселя.

Из соотношения (П-1) нетрудно найти выражение для тока намагничивания в этом интервале $i_w^{(4')}$:

$$i_w^{(4')} = \frac{U_M}{R_H} \left(2e^{-\frac{t}{T_0}} - 1 \right). \quad (\text{П-2})$$

Напряжение на нагрузке будет равно:

$$u_H^{(4')} = i_w^{(4')} R_H = U_M \left(2e^{-\frac{t}{T_0}} - 1 \right). \quad (\text{П-3})$$

Формулы (П-2) и (П-3) справедливы в интервале от $t = 0$ до $t = t'_4$, т. е. до того момента времени, когда ток $i_w^{(4')}$ станет равным нулю, и сердечник будет иметь индукцию B_0 . При этом величина t'_4 может быть найдена из уравнений (П-2)

$$t'_4 = t_0 \ln 2. \quad (\text{П-4})$$

В этом интервале времени напряжение на дросселе выразится следующим образом:

$$u_{дн}^{(4')} = u_H^{(4')} - u_H^{(4')} = -U_M - U_M \left(2e^{-\frac{t}{T_0}} - 1 \right) = -2U_M e^{-\frac{t}{T_0}}. \quad (\text{П-5})$$

В момент времени t'_4 это напряжение будет равно $-U_M$, ток i_w станет равным нулю, а затем изменит направление и перейдет из цепи нагрузки в цепь управления, т. е. диод D_2 откроется, а диод D_1 закроется. С этого момента дроссель будет перемагничиваться под действием разности напряжений, равной $-(U_M - U_Y)$ от индукции B_0 до индукции B_1 , т. е.

$$-(U_M - U_Y) = \omega S \frac{dB}{dt}. \quad (\text{П-6})$$

Из уравнения (П-6) видно, что индукция будет меняться во времени по линейному закону (рис. 6, б):

$$B^{(1)} = B_0 - \frac{1}{\omega S} (U_M - U_Y) (t - t'_4).$$

Отсюда

$$B_1 = B_0 - \frac{1}{\omega S} (U_M - U_Y) \left(\frac{T}{2} - t'_4 \right).$$

В момент времени t_1 напряжение питания меняет знак, и дроссель начинает перемагничиваться в сторону $+B_m$. При этом диод D_2 закрывается, а диод D_1 и транзистор ПТ открываются, но это происходит не сразу. Предварительно идет переходный процесс, аналогичный процессу, описываемому уравнением (П-2), когда ток в цепи диода D_2 постепенно уменьшается до нуля.

Напряжение на дросселе (рис. 6, б) в это время будет равно

$$u_{дн}^{(1')} = (U_M + U_Y) e^{-\frac{t-t_1}{T'_0}},$$

где T'_0 — постоянная времени цепи на участке от B_1 до B'_0 .

После того, как ток $i_w^{(1')}$ достигнет нуля ($t = t'_1$), начнется регенеративный процесс в транзисторе, в результате которого он полностью откроется, и дальнейшее перемагничивание дросселя будет происходить под действием напряжения U_M через цепь диода D_1 и транзистор до индукции B_3 . В момент t_2 процесс перемагничивания заканчивается, и транзистор закрывается.

Далее ток i_w , протекающий через транзистор, перейдет в нагрузку. Можно считать, что ток нагрузки меньше максимального тока транзисторов и, следовательно, току нагрузки соответствует индукция B_2 (рис. 2, б и 6, б). Поэтому начнется переходный процесс от индукции B_3 до индукции B_2 . Уравнение процессов можно записать в виде:

$$u_H = L \frac{di_w}{dt} + i_w R_H.$$

Отсюда получим:

$$i_w^{(3)} = \left(I_3 - \frac{U_M}{R_H} \right) e^{-\frac{t}{T_0}} + \frac{U_M}{R_H}.$$

Напряжение на дросселе будет равно:

$$u_{дн}^{(3)} = -(I_3 R_H - U_M) e^{-\frac{t}{T_0}}.$$

Этот процесс будет длиться до момента t_3 , т. е. до конца периода. Далее процесс повторяется.

В результате напряжение на дросселе будет иметь вид, показанный на рис. 6, б. Зная это напряжение, можно найти величину τ . Исходя из того, что алгебраическая сумма вольт-секундных площадей при перемагничивании дросселя за период должна быть равна нулю, и пренебрегая незначительной площадью узкого импульса напряжения в момент t_1 , запишем следующее соотношение:

$$-\omega S \int_{B_4}^{B_0} dB - (U_M - U_Y) \left(\frac{T}{2} - t'_4 \right) + U_M \tau - \omega S \int_{B_3}^{B_2} dB = 0.$$

Из этого уравнения нетрудно получить выражение (2).

Комбинированная система стабилизации скорости автоматизированных электроприводов постоянного тока

Канд. техн. наук А. Б. ЗЕЛЕНОВ и канд. техн. наук М. Ю. ФАЙНБЕРГ

Коммунарск

Для введения современных процессов непрерывной обработки обычно требуется поддерживать строгое соотношение скоростей вращения смежных приводных электродвигателей, в частности работающих при ударных нагрузках. В этих случаях важно ограничивать величины динамического $\Delta\omega_d$ и статического $\Delta\omega_c$ отклонений угловой скорости $\Delta\omega(t)$ двигателей с тем, чтобы в конечном счете в максимальной степени снизить величину интегральной ошибки по угловой скорости $\Delta\psi(t) = \int \Delta\omega(t) dt$ каждого из двигателей, которая является основным технологическим критерием действия подобной системы регулирования. Ранее [Л. 1] отмечалось, что к числу проблем, еще не нашедших окончательного решения в области многодвигательного автоматизированного электропривода, относится задача разработки систем, предназначенных для поддержания определенного закона соотношения скоростей вращения смежных двигателей.

Существующие системы стабилизации скорости промышленных электроприводов линий непрерывной обработки, подверженных действию ударных нагрузок, например таких из них, как непрерывные прокатные станы, строятся по принципу воздействия по отклонению регулируемой величины, тогда как воздействие по возмущению, т. е. по приращению момента сопротивления $\Delta M(t)$, практически не применяется.

Известно, что создание устройств, непосредственно фиксирующих момент приложения и величину механического возмущения, а также преобразующих неэлектрическую величину в электрический сигнал и без запаздывания вводящих последний в систему регулирования скорости, представляет значительные практические трудности. Применение для измерения возмущения на валах двигателей датчиков момента (торсиометров) зачастую встречает затруднения также и потому, что эти устройства пока являются лабораторными приборами и не приспособлены для работы с крупными двигателями в условиях ударных нагрузок. Использование сигналов, пропорциональных току двигателя, а также датчиков Холла, оправдывается в тех случаях, когда ток двигателя или его производная возникают без запаздывания по отношению к моменту при-

ложения нагрузки к валу двигателя. Для большинства же систем регулирования, особенно в схемах с управляемыми вентилями, характерно запаздывание нарастания тока двигателя. В связи с этим применение датчиков Холла или обратных связей по току будет заведомо означать получение сигналов, запаздывающих по отношению к моменту приложения возмущения к валу двигателя.

В настоящей статье рассматривается система стабилизации скорости, которая действует по принципу комбинированного регулирования с использованием сигналов по отклонению угловой скорости $\Delta\omega(t)$ и его интегралу $\Delta\psi(t)$, измеряющему угловую ошибку, а также по возмущению $\Delta M(t)$. Именно введение в закон регулирования последнего сигнала позволяет отнести эту систему стабилизации к классу комбинированных. В ней создаются и особым образом используются сигналы, получаемые посредством моделирования величин, пропорциональных возмущению $\Delta M(t)$ и угловой ошибке $\Delta\psi(t)$.

Структурная схема рассматриваемой комбинированной системы стабилизации показана на рис. 1, где *ПР* — источник энергии постоянного тока; *Д* — регулируемый двигатель; *ДС* — датчик скорости, состоящий в основном из тахогенератора *ТГ* и потенциометров *ПОТ*; *СН* — устройство сравнения напряжений; *РС* — регулятор скорости; *УН* — устройство управления напряжением источника постоянного тока *ПР*; $U_{ат}$ — эталонное напряжение. Перечисленные блоки образуют обычные системы стабилизации регуляторов скорости, действующие в функции отклонения регулируемой величины $\Delta\omega(t)$, и здесь не описываются. Ниже будут рассмотрены принципы действия и схемы тех элементов общей структурной схемы, изображенной на рис. 1, с помощью которых реализуются разработанные устройства для компенсации возмущения и уменьшения статической погрешности системы регулирования скорости.

Для моделирования возмущения $\Delta M(t)$, формирования и ввода полученного сигнала в систему регулирования применены следующие элементы: *ДВ* — датчик возмущения, состоящий в основном из устройств *1ДФ* и *2ДФ*, служащих для последо-

Литература

1. Шипилло В. П., Системы сеточного управления ртутными выпрямителями для автоматических электроприводов, Госэнергоиздат, 1961.
2. Шипилло В. П. и Булатов О. Г., Расчет полупроводниковых систем управления вентилями преобразователями, изд-во «Энергия», 1966.
3. Липман Р. А. и Негневицкий И. Б., Быстродействующие магнитные и магнитно-полупроводниковые усилители, Госэнергоиздат, 1960.

4. Кремниевые управляемые вентили-тиристоры, Технический справочник, перевод с англ. под ред. В. А. Лабунцова и А. Ф. Свиридова, изд-во «Энергия», 1964.
5. Доманицкий С. М. и Коссов О. А., Исследование реверсивного однополупериодного усилителя постоянного тока на управляемых вентилях, «Электричество», 1964, № 9.
6. Скороваров В. Е., Теврюков А. А., Ишевский В. С. и Придатков А. Г., Устройство управления тиристором, Авторское свидетельство № 181619 от 13 мая 1965 г., «Бюллетень изобретений», 1966, № 10.

[12.7.1967]



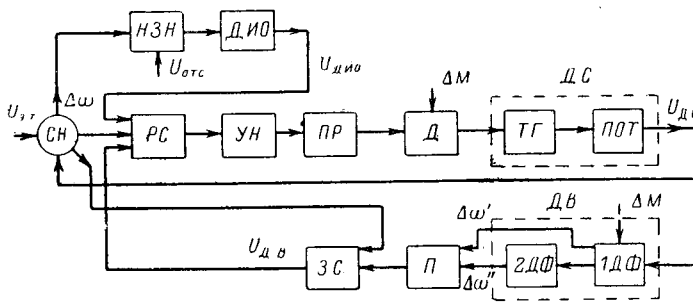


Рис. 1.

вательного дифференцирования величины $\Delta\omega(t)$; Π — блока памяти, устанавливающего необходимую продолжительность действия сигнала по возмущению и осуществляющего его автоматическое отключение в должный момент; $\Sigma\mathcal{C}$ — знакосолашающего устройства, применение которого в особых режимах оговаривается ниже.

Известно, что использование производных от отклонения регулируемой величины $\Delta\omega(t)$ не нашло широкого применения в качестве главного средства улучшения стабилизации скорости [Л. 2] в силу ряда недостатков, связанных с применением дифференцирующих устройств вообще [Л. 3] и трудностью построения их с идеальными качествами, в частности [Л. 4]. В рассматриваемой системе дифференцирующие элементы датчика $\mathcal{C}$ используются для выполнения функций, отличных от обычной практики. В данной системе выделяются и используются лишь начальные значения первой и второй производных $\Delta\omega'(0)$, $\Delta\omega''(0)$ от приращения угловой скорости $\Delta\omega(t)$ при $t=0^+$, вследствие чего нет необходимости строить дифференциаторы с идеальными характеристиками. Нетрудно показать, что эти начальные значения производных несут информацию о величине возмущения.

Действительно, обратимся к уравнениям равновесия электродвижущих сил цепи якоря двигателя

$$\Delta U_{пр} = k_o \Phi \Delta\omega + (R_{я} + L_{я} p) \Delta I_{я} \quad (1)$$

и равновесия моментов на его валу

$$\theta \Delta\omega' + \Delta M = k^o \Phi \Delta I_{я} \quad (2)$$

где $R_{я}$, $L_{я}$ — соответственно активное сопротивление и индуктивность якорной цепи двигателя;

$\Delta U_{пр}$, $\Delta I_{я}$ — соответственно приращения напряжения источника питания и тока якорной цепи двигателя;

θ — момент инерции электропривода, относенный к угловой скорости двигателя;

k_o , Φ — соответственно конструктивная постоянная и магнитный поток в междужелезном пространстве двигателя.

Учитывая, что вследствие влияния механической и электромагнитной инерции равны нулю начальные значения приращения угловой скорости $\Delta\omega(0)$, тока якорной цепи $\Delta I_{я}(0)$ и его первой производной $\Delta I'_{я}(0)$, а также напряжения преобразователя $\Delta U_{пр}(0)$, найдем из уравнений (1) и (2) начальные значения первой и второй производных $\Delta\omega'(0)$, $\Delta\omega''(0)$;

при ступенчатом приращении возмущения $\Delta M_{ск}(t) = \Delta M \cdot 1(t)$

$$\Delta\omega'(0) = -\frac{\Delta M}{\theta}; \quad (3)$$

$$\Delta\omega''(0) = 0; \quad (4)$$

при линейном нарастании приращения момента сопротивления $\Delta M_{л}(t) = mt$ от значения $\Delta M = 0$ до установившегося значения ΔM за время $t_{нар}$

$$\Delta\omega'(0) = 0; \quad (5)$$

$$\Delta\omega''(0) = -\frac{\Delta M}{t_{нар} \theta} = -\frac{m}{\theta}, \quad (6)$$

где $m = \frac{\Delta M}{t_{нар}}$ — линейная скорость нарастания возмущения.

Из уравнений (3) и (6) видим, что значения $\Delta\omega'(0)$ или $\Delta\omega''(0)$ пропорциональны величине возмущения ΔM .

Выведенное дифференциальное уравнение выходного напряжения $\Delta U_{д,в}$ датчика возмущения $\mathcal{C}$ при ступенчатом характере возмущения имеет следующий вид:

$$\Delta U_{д,в} = \left[\frac{T_{дф} p}{T_{дф} p + 1} \Delta U_{д,с}(p) - \frac{T_{дф}^2 p k_{д,с}}{\theta (T_{дф} p + 1)} \Delta M(p) \right] k_{дф}, \quad (7)$$

где $k_{дф}$ — коэффициент усиления дифференциатора;

$T_{дф}$ — постоянная времени дифференцирующего контура;

$\Delta U_{д,с}$, $k_{д,с}$ — соответственно выходное напряжение и коэффициент усиления датчика скорости $\mathcal{C}$.

Уравнение (7) показывает, что датчик возмущения $\mathcal{C}$ является еще одним каналом (кроме двигателя) для ввода в систему управления сигнала по возмущению, что, как известно [Л. 5], способствует улучшению качества стабилизации системы.

Полученный мгновенный сигнал по возмущению запоминается и действует на протяжении необходимого отрезка времени, для чего как раз пригодны не идеальные безынерционные, а реальные дифференциаторы с относительно большой постоянной времени $T_{дф}$.

Существенной особенностью рассматриваемой системы управления является также и то, что сигнал по возмущению действует не весь период переходного процесса, а автоматически отключается с помощью блока памяти Π , благодаря чему устраняются автоколебания и перерегулирования, возникающие при совместном действии сигналов $\Delta\omega(t)$ и $\Delta\omega'(t)$, имеющих разные знаки в периоды восстановления скорости вращения, а также при снижении ее в зонах перерегулирования.

Отключение сигнала датчика возмущения $\mathcal{C}$ происходит в окрестности точки максимума динамического падения скорости $\Delta\omega_{д,мах}$ электродвигателя путем воздействия на блок памяти Π импульса напряжения, пропорционального величине второй производной $\Delta\omega''(t)$ от угловой скорости. Такой сигнал

вырабатывается дифференциатором $2ДФ$ датчика возмущения $ДВ$ (рис. 1) в момент времени t_c , когда наступает первый максимум динамического падения $\Delta\omega_{д\max}$.

На рис. 2 показана осциллограмма приращённой скорости вращения Δn и тока $\Delta I_{ст}$ якорной цепи электродвигателя, возникающие вследствие приложения возмущения; здесь же записан график второй производной скорости вращения $\Delta n''$ двигателя, причем ее 1-й импульс возникает в момент появления возмущения, а 2-й — при максимуме динамического падения скорости. Этот импульс используется для отключения с помощью блока памяти $П$ (рис. 1) сигнала датчика возмущения $ДВ$.

В рассматриваемой системе выходные напряжения дифференцирующих контуров могут детектироваться вентилем или мостовой вентиляльной группой блока $ЗС$ и с помощью также входящих в него простых логических функциональных схем «ИЛИ», «И» фазироваться таким образом, что получаемые сигналы поступают на выход блока $ЗС$ лишь при согласовании со знаком сигнала $\Delta\omega(t)$, вследствие чего они не могут противодействовать последнему в процессе стабилизации скорости двигателя.

При использовании блока памяти $П$ устройство $ЗС$ необходимо лишь в тех (пока для электроприводов теоретических) случаях, когда требуется стабилизация скорости также и при резком уменьшении нагрузки. Поэтому далее не приводится полная принципиальная схема блока $ЗС$. Наиболее простое исполнение этого блока в виде одного вентиля, примененное для детектирования сигнала $\Delta\omega'(t)$ и отключения датчика возмущения при $\Delta\omega_{д\max}$, когда происходит изменение знака $\Delta\omega'(t)$, рассмотрено ранее [Л. 6]. Благодаря описанным выше свойствам обеспечивается выполнение новых функций и устраняются важнейшие недостатки [Л. 2—4] обычных дифференцирующих устройств.

Важным отличительным свойством рассматриваемой системы является также и то, что в ней, в целях облегчения согласования скоростей вращения смежных двигателей агрегата, используется отдельный канал регулирования, включающий блок несимметричной регулируемой зоны нечувствительности $НЗН$, управляемый с помощью регулируемого напряжения отсечки $U_{отс}$ и датчик интегральной ошибки $ДИО$. Благодаря этому система может обеспечивать в заданном диапазоне изменения нагрузок двигателя уменьшение статизма вплоть до режима астатического регулирования, когда зона нечувствительности равна нулю. Данная система является астатической в отношении приращения угловой скорости двигателя, т. е. ее установившееся отклонение $\Delta\omega_{ст} = 0$; однако в отношении интегральной ошибки $\Delta\psi(t)$ система статична, и за период неустановившегося процесса накапливается некоторая остающаяся величина интегральной ошибки $\Delta\psi_y$.

Задаваясь значением величины $\Delta\psi_y$, допустимым по технологическим условиям, можно определить необходимое значение коэффициента усиления k_n по контуру, включающему датчик $ДИО$, из выражения:

$$k_n = - \frac{R_n \Delta M}{(k_d \Phi)^2 \Delta \psi_y} \quad (8)$$

На рис. 3 показана принципиальная схема устройств стабилизации и способ включения их в системы регулирования скорости электроприводов. На этом рисунке приведены также структурные элементы ($РС$, $УН$, $ПР$, $СН$), типичные для широкого класса систем регулирования скорости, рассмотренных во многих литературных источниках. Получение электрических сигналов, пропорциональных первой $\Delta\omega'(0)$ и второй $\Delta\omega''(0)$ производным от угловой скорости $\Delta\omega(t)$ двигателя $Д$, обеспечивается путем дифференцирования приращения напряжения $\Delta U_{д.с}$ датчика скорости $ДС$ соответственно дифференциаторами $1ДФ$ (контур R_1-C_1) и $2ДФ$ (контур R_2-C_2). Сигналы $\Delta\omega'(0)$ и $\Delta\omega''(0)$ подаются в усилитель $У$ блока памяти $П$. В тех случаях, когда для получения напряжения, поступающего в регулятор скорости, не требуется предварительного усиления сигналов $\Delta\omega'(0)$ и $\Delta\omega''(0)$, например для электронных регуляторов, и не является необходимым разделение потенциальной связи между цепями, вместо усилителя $У$ может быть использована схема суммирования на резисторах.

Вблизи точки динамического падения скорости $\Delta\omega_{д\max}$ дифференциатор $2ДФ$ посылает второй по счету импульс второй производной скорости двигателя (рис. 2); последний обусловит включение через диод $1В$ триггера $Т$, на выходе которого, т. е. на сопротивлении $3R$, возникает запирающее напряжение U_T . Это напряжение, будучи большим по величине и встречным напряжению управления U_y , запирает усилитель $У$ и тем самым отключает канал регулирования по возмущению на все время, вплоть до окончания данного цикла обработки. Благодаря диоду $3В$, выходное напряжение триггера $Т$ в схему регулятора скорости также не проходит. Затем с помощью элемента схемы автоматики, фиксирующего окончание цикла, например, после отпадания токового реле данного прокатного двигателя непрерывного стана при выходе заготов-

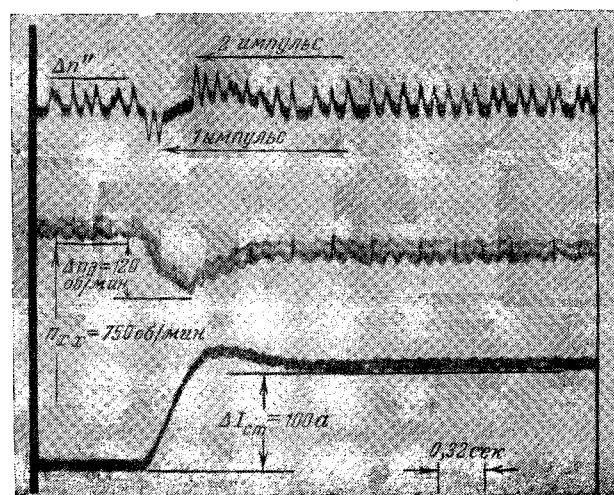


Рис. 2.

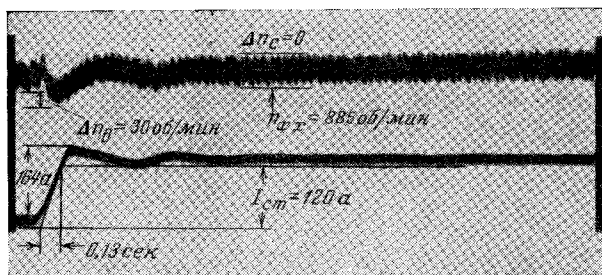


Рис. 5.

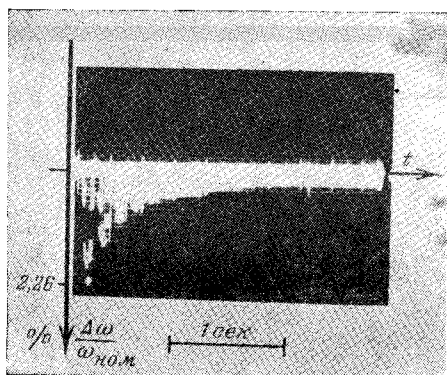


Рис. 6.

На рис. 6 приведена осциллограмма приращения угловой скорости $\Delta\omega(t)$ двигателя, полученная при стабилизации лишь по отклонению регулируемого параметра $\Delta\omega(t)$ без включения дополнительных компенсационных связей. В этом случае для получения малого статического отклонения скорости $\Delta\omega_c = 0,1\%$ коэффициент усиления высок, и переходный процесс представляет собою затухающий колебательный процесс. На рис. 7 показан процесс стабилизации для тех же исходных данных и при том же коэффициенте усиления, но при использовании комбинированной системы управления. Сравнение осциллограмм, приведенных на рис. 6 и 7, обнаруживает улучшение процесса стабилизации, превосходящее также результаты, достигаемые при использовании комбинированной системы компенсации в более инерционной схеме Г-Д.

Приложение. Вывод уравнения датчика возмущения при ступенчатом возмущении $\Delta M(t) = \Delta M \cdot 1(t)$. Приращение напряжения $\Delta U_{д.с}$ датчика скорости ДС при изменении угловой скорости двигателей равно:

$$\Delta U_{д.с} = k_{д.с} \Delta\omega(t), \quad (\text{П-1})$$

где $k_{д.с}$ — коэффициент усиления.

Учитывая уравнения (3) и (4), можем записать начальные значения производных по времени от $\Delta U_{д.с}$:

$$\Delta U'_{д.с}(0) = -k_{д.с} \frac{\Delta M}{\theta}; \quad (\text{П-2})$$

$$\Delta U''_{д.с}(0) = 0. \quad (\text{П-3})$$

Таким образом, начальное значение первой производной от приращения напряжения $\Delta U_{д.с}$ датчика скорости дает информацию о величине возмущения в момент $t=0^+$, когда приращение угловой скорости еще равно нулю.

Этот сигнал (рис. 3) в цепи R_1-C_1 создает начальное приращение тока $\Delta i_{дф}(0)$, имеющее максимальное значение, равное согласно уравнению (П-2) величине:

$$\Delta i_{дф}'(0) = C_1 \Delta U'_{д.с}(0) = -C_1 k_{д.с} \frac{\Delta M}{\theta}. \quad (\text{П-4})$$

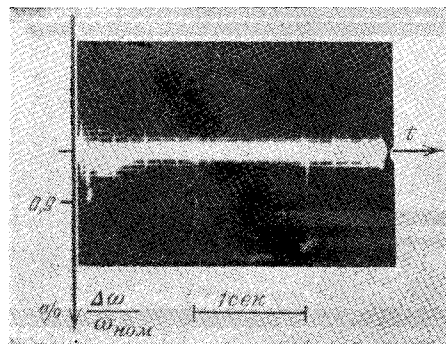


Рис. 7.

Начальное значение приращения напряжения на сопротивлении R_1 , учитывая уравнение (П-4), равно:

$$\begin{aligned} \Delta U_{дф}(0) &= R_1 \Delta i_{дф}(0) = -R_1 C_1 k_{д.с} \frac{\Delta M}{\theta} = \\ &= -T_{дф} k_{д.с} \frac{\Delta M}{\theta}. \end{aligned} \quad (\text{П-5})$$

Имея в виду, что преобразование Лапласа $\Delta M(p)$ для ступенчатой функции возмущения $\Delta M \cdot 1(t)$ равно величине $\frac{\Delta M}{p}$, уравнение (П-5) можем переписать следующим образом:

$$\Delta U_{дф}(0) = -T_{дф} k_{д.с} \frac{p \Delta M(p)}{\theta}. \quad (\text{П-6})$$

Уравнение дифференцирующего звена, преобразованное по Лапласу, с учетом начальных значений имеет вид:

$$(T_{дф} p + 1) \Delta U_{дф}(p) = T_{дф} p \Delta U_{д.с}(p) + T_{дф} \Delta U_{дф}(0) - T_{дф} \Delta U_{д.с}(0). \quad (\text{П-7})$$

Учитывая уравнение (П-5) и помня, что $\Delta U_{д.с}(0) = 0$, уравнение (П-7) представим в таком виде:

$$\begin{aligned} \Delta U_{дф}(p) &= \frac{T_{дф} p}{T_{дф} p + 1} \Delta U_{д.с}(p) - \\ &= \frac{T_{дф}^2 p k_{д.с}}{\theta (T_{дф} p + 1)} \Delta M(p). \end{aligned} \quad (\text{П-8})$$

Выходное напряжение датчика возмущения равно

$$\Delta U_{дв}(p) = k_{дв} \Delta U_{дф}(p),$$

где $k_{дв}$ — коэффициент усиления дифференциатора.

Литература

1. Чиликин М. Г. и Петров И. И., Научно-технические проблемы автоматизированного электропривода в текущей семилетке, «Автоматика и телемеханика», 1960, № 2.
2. Васильев Д. В. и Филиппов Г. С., Основы теории и расчета следящих систем, Госэнергоиздат, 1959.
3. Воронов А. А., Основы теории автоматического управления, ч. I, изд-во «Энергия», 1965.
4. Основы автоматического регулирования, Под ред. В. В. Солодовникова, Машгиз, 1954.
5. Петров Б. Н., Труды Всесоюзного совещания по теории автоматического регулирования, т. II, Изд-во АН СССР, 1965.
6. Файнберг М. Ю., Об эффективной компенсации динамических ошибок систем автоматического регулирования скорости, Известия высших учебных заведений, «Электромеханика», 1966, № 4.
7. Файнберг М. Ю., Определение динамического падения скорости электродвигателей при ударной нагрузке, Известия вузов, «Электромеханика», 1967, № 5.

[26.6.1968]

Стационарные процессы в делителе частоты с вентилем при прямоугольном напряжении возбуждения

М. Р. РАКОВ и Ю. М. ШУМКОВ

Львов

Исследование простой и надежной схемы магнитного делителя частоты с вентилем в цепи возбуждения (рис. 1,а) при прямоугольном напряжении возбуждения представляет интерес по двум причинам. Во-первых, прямоугольная форма возбуждающего напряжения становится в последнее время все более распространенной, а при некоторых применениях магнитных делителей имеет несомненные преимущества перед другими видами возбуждения. Во-вторых, анализ схемы при прямоугольном входном воздействии оказывается значительно более простым, а конечные выражения позволяют определять все необходимые величины непосредственно, не прибегая к громоздким таблицам. Вместе с тем имеется возможность распространения результатов, полученных при прямоугольном напряжении, на другие формы напряжения — в частности, на случай синусоидального возбуждающего напряжения.

Как и в [Л. 1], исследование будем проводить методом припасовывания в предположении идеальности характеристик материала сердечников (рис. 1,б) и вентиля Д. Процессы в магнитном делителе частоты при прямоугольном напряжении возбуждения описываются дифференциальными уравнениями

$$\left. \begin{aligned} \frac{1}{\varepsilon} \left(\frac{db_1}{d\theta} + \frac{db_2}{d\theta} \right) + v_B + j_1 &= \sigma(\theta); \\ \frac{1}{\varepsilon} \left(\frac{db_1}{d\theta} - \frac{db_2}{d\theta} \right) + v_C + j_2 &= 0; \\ j_2 &= m_2 \frac{dv_C}{d\theta}, \end{aligned} \right\} \quad (1)$$

где

$$\theta = \omega t; \quad b = \frac{B}{B_s}; \quad v_B = \frac{u_B}{U_m}; \quad v_C = \frac{u_C \omega_1}{U_m \omega_2};$$

$$\varepsilon = \frac{U_m}{\omega \omega_1 S B_s}; \quad j_1 = \frac{i_1 r_1}{U_m}; \quad j_2 = \frac{i_2 r_2 \omega_1}{U_m \omega_2};$$

$$m_2 = \omega r_2 C; \quad m_1 = \left(\frac{\omega_2}{\omega_1} \right)^2 \omega r_1 C.$$

Смысл σ ясен из рис. 2,а; параметр m_1 используется ниже.

Перейдем к составлению уравнений состояний для основного режима деления частоты в 2 раза. Смена состояний элементов схемы и кривые изменения основных величин представлены на рис. 2,а.

На интервале $(0, \theta_1)$ имеет место состояние 1. Оно характеризуется тем, что вентиль проводит ток, а оба сердечника схемы не насыщены. Поскольку все основные предпосылки аналогичны таковым для случая синусоидального возбуждения, можем записать:

$$j_1 = j_2 = 0; \quad v_B = 0; \quad \sigma(t) = +1; \quad v_C = v_{Cm}.$$

Используя систему уравнений (1) и учитывая, что $b_1^{(1)}(0) = b_{01}$, $b_2^{(1)}(0) = b_{02}$, $b_1^{(1)}(\theta) = 1$, можем определить закон изменения индукции в сердечниках на протяжении этого состояния, а также получить выражение для определения постоянной b_{01} :

$$\left. \begin{aligned} b_1^{(1)} &= \frac{\varepsilon}{2} (1 - v_{Cm}) \theta + b_{01}; \\ b_2^{(1)} &= \frac{\varepsilon}{2} (1 + v_{Cm}) \theta + b_{02}; \\ b_{01} &= 1 - \frac{\varepsilon}{2} (1 - v_{Cm}) \theta_1. \end{aligned} \right\} \quad (2)$$

В момент $\theta = \theta_1$ один из сердечников (в нашем случае первый) входит в насыщение и наступает состояние 2^I, которое длится до $\theta = \pi$. Для этого состояния запишем:

$$b_1 = 1; \quad v_B = 0; \quad \sigma(t) = +1; \quad j_1 = \frac{m_1}{m_2} j_2.$$

Напряжение на емкости в течение этого состояния уже не остается постоянным, так как емкость перезаряжается током j_2 . В течение состояния 2^I напряжение на емкости изменяется от $+v_{Cm}$ до $-v_{Cm}$ по закону

$$v_C = 1 + v_{C0}^{(2)} e^{-\frac{\theta}{m}},$$

а в соответствии со сделанным выше замечанием $v_C(\theta_1) = v_{Cm}$; $v_C(\pi) = -v_{Cm}$. Поэтому получим:

$$1 + v_{Cm} = (1 - v_{Cm}) e^{-\frac{\pi - \theta_1}{m}}, \quad (3)$$

где $m = m_1 + m_2$. Индукция во втором сердечнике изменяется во время состояния 2^I по закону

$$b_2^{(2)} = b_{02} + \frac{\varepsilon}{2} (1 + v_{Cm}) \theta_1 + + \varepsilon \{ \theta - \theta_1 - m_1 [v_C(\theta) - v_{Cm}] \}.$$

Следует отметить, что переход от состояния 2^I к состоянию 3 происходит при $\theta = \pi$ (а не при некотором угле θ_2 , подлежащем определению, как это имело место для синусоидального возбуждения). Это обстоятельство, наряду с более простыми уравнениями для отдельных состояний, значительно упрощает анализ.

Третье состояние длится от π до θ_3 . В этом интервале

$$j_1 = j_2 = 0; \quad v_B = 0; \quad \sigma(t) = -1; \quad v_C = -v_{Cm}.$$

Для этого состояния нами будут приниматься те же предпосылки, что и в [Л. 1]. В частности, будем полагать, что это состояние заканчивается и вентиль запирается при значении индукции B_0 , определяемом, исходя из динамической кривой размагничивания сердечников. Ввиду того, что в делителе

ле с вентилем нет цепи постоянного подмагничивания, величина B_0 принимается равной [Л. 2]

$$\Delta B_y = B(H_y, f) |_{H_y=0}$$

Уравнения индукции в сердечниках имеют вид

$$b_1^{(3)} = 1 - \frac{\varepsilon}{2} (1 - v_{cm}) (\theta - \pi);$$

$$b_2^{(3)} = b_{03} - \frac{\varepsilon}{2} (1 + v_{cm}) (\theta - \theta_3),$$

где учтено, что $b_1^{(3)}(\pi) = 1$, $b_2^{(3)}(\theta_3) = b_{03}$, а из условия $b_1^{(3)}(\theta_3) = b_0$ следует:

$$b_0 = 1 - \frac{\varepsilon}{2} (1 - v_{cm}) (\theta_3 - \pi). \quad (4)$$

При θ_3 наступает четвертое и последнее состояние, характеризующееся тем, что вентиль заперт и все напряжение питания приложено к нему:

$$v_b = -1; i_1 = i_2 = 0; v_c = -v_{cm}.$$

Для этого состояния с учетом условий $b_1^{(4)}(\theta_3) = b_0$, $b_2^{(4)}(\theta_3) = b_{03}$ имеем:

$$b_1^{(4)} = b_0 + \frac{\varepsilon}{2} v_{cm} (\theta - \theta_3);$$

$$b_2^{(4)} = b_{03} - \frac{\varepsilon}{2} v_{cm} (\theta - \theta_3).$$

Учитывая сделанные ранее предпосылки и принимая во внимание условия $b_1^{(4)}(2\pi) = b_{02}$, $b_2^{(4)}(2\pi) = b_{01}$, $b_2^{(2)}(\pi) = b_2^{(3)}(\pi)$, получим:

$$\left. \begin{aligned} b_{02} - b_0 &= \frac{\varepsilon}{2} v_{cm} (2\pi - \theta_3); \\ b_{01} - b_{03} &= -\frac{\varepsilon}{2} v_{cm} (2\pi - \theta_3); \\ b_{02} + \frac{\varepsilon}{2} (1 + v_{cm}) \theta_1 + \varepsilon [\pi - \theta_1 + 2m_1 v_{cm}] &= \\ &= b_{03} - \frac{\varepsilon}{2} (1 + v_{cm}) (\pi - \theta_3). \end{aligned} \right\} \quad (5)$$

Состояние 4 заканчивается при $\theta = 2\pi$. В дальнейшем от $\theta = 2\pi$ до $\theta = 4\pi$ все состояния схемы повторяются в той же последовательности, но в насыщение входит сердечник II (состояние 2^{II}).

Исключив из уравнений (2)–(5) постоянные и проведя некоторые промежуточные преобразования, получим окончательно систему уравнений для определения углов θ_1 и θ_3 и амплитуды безразмерного напряжения на емкости:

$$\left. \begin{aligned} v_{cm} &= 1 - \frac{\pi + 2m_1}{4m_1} - \sqrt{\left(\frac{\pi + 2m_1}{4m_1}\right)^2 - \frac{\gamma_0}{2m_1}}, \\ \theta_1 &= \pi - m \ln \frac{1 - v_{cm}}{1 + v_{cm}}, \\ \theta_3 &= \pi + \frac{\gamma_0}{1 - v_{cm}}. \end{aligned} \right\} \quad (6)$$

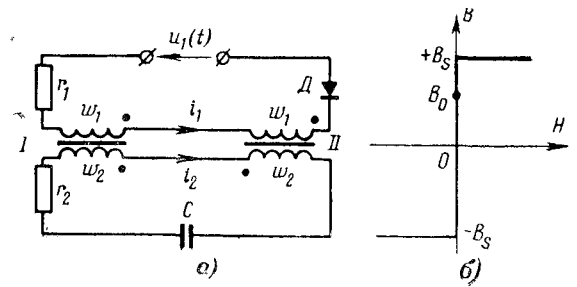


Рис. 1.

В эти уравнения дополнительно введено обозначение

$$\gamma_0 = \frac{2(1 - b_0)}{\varepsilon}.$$

Нетрудно видеть, что полученные уравнения (6) оказываются намного проще, чем аналогичная система трансцендентных уравнений для случая синусоидального возбуждения. Они дают возможность достаточно просто получать картину протекания процессов в схеме, находящуюся в хорошем соответствии с данными эксперимента (на рис. 2 сопоставляются результаты расчета и эксперимента для $m_1 = 3,62$; $m_2 = 0,003$; $\varepsilon = 0,575$; $\gamma_0 = 1,46$). При этом не возникает необходимость составления каких-либо таблиц, как это делалось для случая синусоидального возбуждающего напряжения [Л. 1].

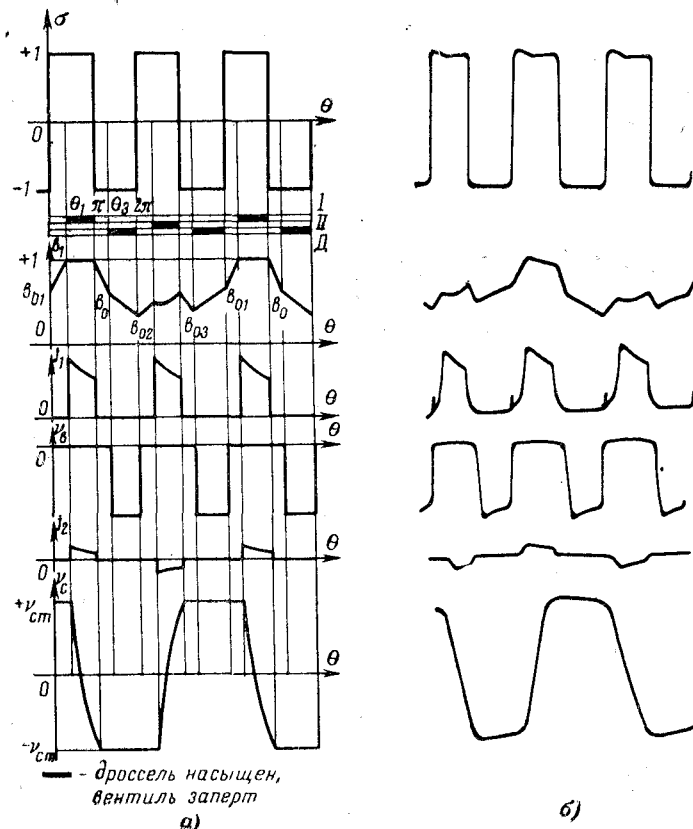


Рис. 2.

Учитывая, что эти таблицы построены для относительно ограниченного диапазона безразмерных параметров (в частности, для одного значения b_0), представляет интерес исследовать вопрос о возможности использования результатов расчета делителя при прямоугольном напряжении возбуждения для режима возбуждения синусоидальным напряжением. При этом для получения сопоставимых результатов в случае синусоидального напряжения величину амплитуды напряжения возбуждения U_m необходимо принимать в $\frac{\pi}{2}$ раз больше, чем для режима прямоугольного возбуждения. Отличие в определении U_m обусловлено тем, что интеграл от $u_1(t)$ за половину периода для напряжения прямоугольной формы в $\frac{\pi}{2}$ раза больше, чем для синусоидального напряжения той же амплитуды. Проведенное сопоставление данных расчета для двух этих видов возбуждения показало, что для основного параметра схемы — амплитуды безразмерного напряжения v_{cm} — расхождение во всем исследованном диапазоне параметров не превышает 5%. Имея в виду, что сама погрешность расчета составляет величину, достигающую 10—15%, такое совпадение результатов можно считать вполне удовлетворительным. Что же касается углов коммутации, то здесь расхождения получаются более значительными. При прямоугольном возбуждении состояние 2 является более коротким, чем при синусоидальном. Это обстоятельство, а также тот факт, что при прямоугольном возбуждении угол θ_2 равен точно π , делает этот режим возбуждения более выгодным при использовании делителей частоты для

получения фазовых сдвигов с высокой степенью точности [Л. 3].

Остановимся теперь на вопросе об области существования рассмотренного выше режима деления частоты в 2 раза. Как и ранее, необходимыми условиями существования этого режима являются: а) наличие решения систем трансцендентных уравнений, согласующихся с принятой физической картиной процесса, и б) непревышение значениями безразмерных индукций единицы (по модулю). Для существования решения необходимо, чтобы угол θ_1 был больше нуля и меньше π . Условие $\theta_1 < \pi$ показывается с учетом (6), что $v_{cm} < 0$ (знак минус означает, что $\text{sign } v_{cm} \neq \text{sign } \sigma(t)$ для рассматриваемого процесса). Условие $\theta_1 > 0$ дает:

$$-v_{cm} \leq \tanh \frac{\pi}{2m}. \quad (7)$$

Ограничения, наложенные на величины безразмерных индукций, приводят к необходимости выполнения еще одного неравенства:

$$\begin{aligned} -\frac{4}{\epsilon} &\leq \pi(1 + 2v_{cm}) - \frac{\gamma_0}{1 - v_{cm}} + \\ &+ 2(m_2 + m_1 v_{cm}) - m(1 + v_{cm}) \ln \frac{1 - v_{cm}}{1 + v_{cm}} + \\ &+ 2m \ln \frac{m_1}{m} (1 - v_{cm}). \end{aligned} \quad (8)$$

На основании (7) и (8), заменяя неравенства равенствами, можно получить границы областей непротиворечивости и существования режима деления частоты в 2 раза. Эти области показаны на рис. 3 для ряда значений безразмерных параметров. Численные расчеты проводились на электронной вычислительной машине. На рис. 3 для значения параметра $m_1 = 10$ показано построение области с учетом условий (7) и (8). Область, лежащая ниже кривой 1, соответствует выполнению условия (7), а в области ниже кривой 2 выполняется условие (8). Пересечение двух областей дает область непротиворечивости и существования режима деления. Области существования и непротиворечивости для других значений параметра m_1 построены аналогичным образом.

Наряду с основным режимом деления частоты в 2 раза в рассматриваемой схеме имеют место кратные режимы деления частоты в 4 и 6 раз. Эти кратные режимы в значительной степени подобны режимам, наблюдаемым в делителе с вентилем при синусоидальном напряжении возбуждения [Л. 4]. В то же время их аналитическое исследование (как и для основного режима деления частоты) выполняется значительно проще, чем анализ в случае синусоидального возбуждающего воздействия (см. приложение).

Расчетные данные проверялись экспериментально на магнитном делителе частоты со следующими данными: $\omega_1 = 500$ витков, $\omega_2 = 2000$ витков, сердечники из пермаллоя 79НМ, $D_{\text{н}} = 28$ мм, $d_{\text{вн}} = 25$ мм, $h = 2,5$ мм, вентиль типа Д7Г. Эксперименты проводились на частотах порядка 1000 гц и показали хорошее совпадение с расчетными данными.

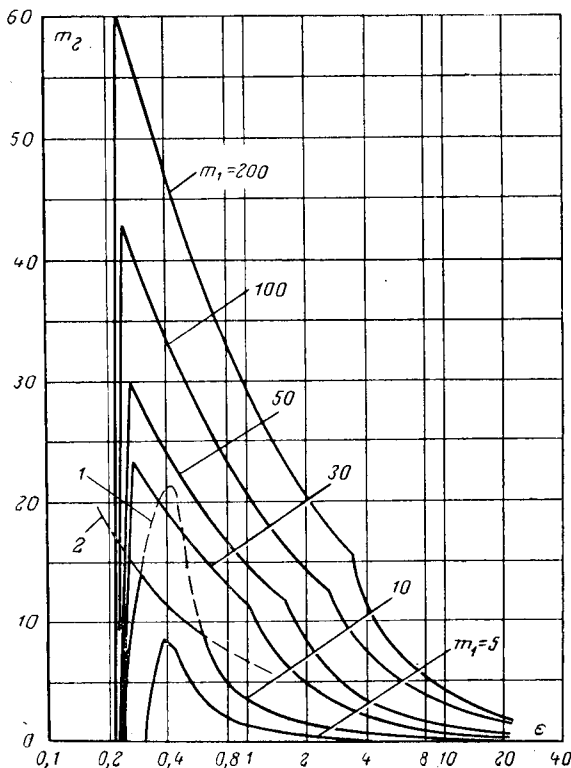


Рис. 3.

Приложение. При делении частоты в 4 и 6 раз сердечники не входят в насыщение поочередно, как при основном режиме. В первом случае каждый из сердечников входит в насыщение 2 раза, а во втором — 3 раза подряд.

Проведем исследование режима деления частоты в 4 раза. Кривые токов, напряжений и индукций для этого случая представлены на рис. 4. Наиболее существенным отличием от режима деления частоты в 2 раза является то, что здесь приходится определять два уровня напряжения v_{C1} и v_{C2} на емкости и четыре неизвестных угла коммутации. Весь цикл в этом случае разбивается на две половины (а и б), в значительной степени подобные основному процессу деления частоты. Не приводя повторно рассуждений и подробных выкладок, запишем только окончательные формулы для всех состояний. Состояние $1a(\theta_{1a}, \pi)$:

$$b_1 = \frac{\varepsilon}{2} (1 + v_{C1}) \theta + b_{01},$$

$$b_2 = b_{02} + \frac{\varepsilon}{2} (1 - v_{C1}) \theta;$$

состояние $2a(\theta_{1a}, \pi)$:

$$v_C = 1 - (1 + v_{C1}) e^{-\frac{\theta - \theta_{1a}}{m}},$$

$$b_2 = b_{02} + \frac{\varepsilon}{2} (1 - v_{C1}) \theta_{1a} + \varepsilon [\theta - \theta_{1a} - m_1 (v_C(\theta) + v_{C1})];$$

состояние $3a(\pi, \theta_{3a})$:

$$b_1 = 1 - \frac{\varepsilon}{2} (1 + v_{C2}) (\theta - \pi),$$

$$b_2 = b_{03} - \frac{\varepsilon}{2} (1 - v_{C2}) (\theta - \theta_{3a});$$

состояние $4a(\theta_{3a}, 2\pi)$:

$$b_1 = b_0 - \frac{\varepsilon}{2} v_{C2} (\theta - \theta_{3a}),$$

$$b_2 = b_{03} + \frac{\varepsilon}{2} v_{C2} (\theta - \theta_{3a});$$

состояние $1b(2\pi, \theta_{1b})$:

$$b_1 = b'_{01} + \frac{\varepsilon}{2} (1 - v_{C2}) (\theta - 2\pi),$$

$$b_2 = b'_{02} + \frac{\varepsilon}{2} (1 + v_{C2}) (\theta - 2\pi);$$

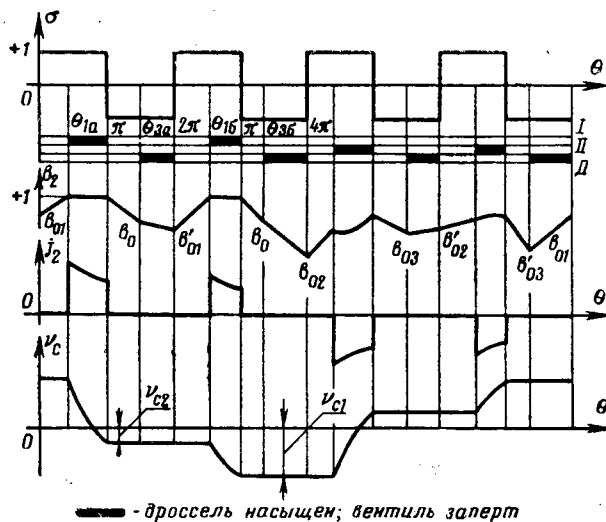


Рис. 4.

состояние $2b(\theta_{1a}, 3\pi)$:

$$v_C = 1 - (1 - v_{C2}) e^{-\frac{\theta - \theta_{1b}}{m}},$$

$$b_2 = b_{02} + \frac{\varepsilon}{2} (1 - v_{C2}) \theta_{1b} + \varepsilon [\theta - \theta_{1b} - m_1 (v_C(\theta) + v_{C2})];$$

состояние $3b(3\pi, \theta_{3b})$:

$$b_1 = 1 - \frac{\varepsilon}{2} (1 + v_{C1}) (\theta - 3\pi),$$

$$b_2 = b'_{03} - \frac{\varepsilon}{2} (1 - v_{C1}) (\theta - \theta_{3b});$$

состояние $4b(\theta_{3b}, 4\pi)$:

$$b_1 = b_0 - \frac{\varepsilon}{2} v_{C1} (\theta - \theta_{3b}),$$

$$b_2 = b'_{03} + \frac{\varepsilon}{2} v_{C1} (\theta - \theta_{3b}).$$

Далее, вводя обозначения

$$\gamma = \frac{2(1-b)}{\varepsilon}, \quad \theta_{1a} = \tilde{\theta}_{1a}, \quad \theta_{3a} = \pi + \tilde{\theta}_{3a}, \quad \theta_{1b} = 2\pi + \tilde{\theta}_{1b},$$

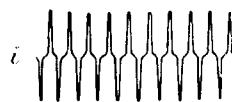
$$\theta_{3b} = 3\pi + \tilde{\theta}_{3b},$$

запишем уравнения для определения $\gamma_{01}, \gamma'_{01}, \gamma_{02}, \gamma'_{02}, \gamma_{03}, \gamma'_{03}$:

$$\gamma_{01} = (1 + v_{C1}) \tilde{\theta}_{1a}; \quad \gamma'_{01} = (1 - v_{C2}) \tilde{\theta}_{1b}; \quad \gamma_{02} = \gamma_0 + v_{C1} (\pi - \tilde{\theta}_{3b}); \quad \gamma'_{02} = \gamma_0 + v_{C1} (\pi - \tilde{\theta}_{3b}) - (1 - v_{C2}) \tilde{\theta}_{3a} - (1 - v_{C1}) \tilde{\theta}_{1a} - 2 [\pi - \tilde{\theta}_{1a} - m_1 (v_{C1} - v_{C2})] - v_{C2} (\pi - \tilde{\theta}_{3a});$$

$$\gamma_{03} = \gamma_0 + v_{C1} (\pi - \tilde{\theta}_{3b}) - (1 - v_{C2}) \tilde{\theta}_{3a} - (1 - v_{C1}) \tilde{\theta}_{1a} - 2 [\pi - \tilde{\theta}_{1a} - m_1 (v_{C1} + v_{C2})];$$

$$\gamma'_{03} = (1 + v_{C1}) \tilde{\theta}_{1a} + v_{C1} (\pi - \tilde{\theta}_{3b}),$$



а также уравнения для определения углов $\tilde{\theta}_{1a}, \tilde{\theta}_{1b}, \tilde{\theta}_{3a}, \tilde{\theta}_{3b}$ и уровней напряжения v_{C1}, v_{C2} :

$$\tilde{\theta}_{3a} = \frac{\gamma_0}{1 + v_{C2}};$$

$$\tilde{\theta}_{1b} = \frac{\gamma_0 + v_{C2} (\pi - \tilde{\theta}_{3a})}{1 - v_{C2}};$$

$$v_{C1} = 1 - (1 - v_{C2}) e^{-\frac{\pi - \tilde{\theta}_{1b}}{m}};$$

$$\tilde{\theta}_{3b} = \frac{\gamma_0}{1 + v_{C1}};$$

$$\frac{1}{2} [(1 - v_{C2}) \tilde{\theta}_{3a} + (1 - v_{C1}) \times \times \tilde{\theta}_{3b}] - \gamma_0 + 2 (\pi - m_1 v_{C1}) = 0;$$

$$\tilde{\theta}_{1a} = \pi - m \ln \frac{1 + v_{C1}}{1 - v_{C2}}.$$

Замена углов произведена здесь с той целью, чтобы все их значения получались лежащими в интервале $(0, \pi)$, что существенно облегчает численный расчет.

Проведение по той же схеме анализа для случая деления частоты в 6 раз приводит

Рис. 5.

к аналогичной системе из девяти трансцендентных уравнений относительно шести неизвестных углов и трех уровней напряжения на емкости.

Необходимо отметить, что получаемые системы уравнений оказываются значительно более простыми, чем для кратных режимов при синусоидальном возбуждении. Определение интересующих нас величин может быть еще более упрощено, если, как и в [Л. 4], использовать при расчетах данные режима деления частоты в 2 раза. При этом, полагая ν_{C1} равным удвоенной величине безразмерной амплитуды напряжения на емкости для основного режима, для определения всех остальных величин не приходится вообще решать систему трансцендентных уравнений. Эти величины определяются (для рассмотренного выше случая деления частоты в 4 раза) следующим образом:

$$\begin{aligned}\tilde{\theta}_{3\phi} &= \frac{\gamma_0}{1 + \nu_{C1}}; \quad \nu_{C2} = \frac{1 - A}{1 + A}; \\ \tilde{\theta}_{3a} &= \frac{\gamma_0}{1 + \nu_{C2}}; \quad \tilde{\theta}_{1a} = \pi - m \ln \frac{1 + \nu_{C1}}{1 - \nu_{C2}}; \\ \tilde{\theta}_{1\phi} &= \pi - m \ln \frac{1 - \nu_{C2}}{1 - \nu_{C1}},\end{aligned}$$

где

$$A = 2 - \frac{4(\pi - m_1 \nu_{C1}) + (1 - \nu_{C2}) \tilde{\theta}_{3\phi}}{\gamma_0}.$$

Получаемая при этом упрощающем предположении погрешность не превышает 10% и может считаться вполне допустимой.

Осциллограммы токов i_2 и напряжений на емкости для случаев деления частоты в 2, 4 и 6 раз представлены на рис. 5.

Литература

1. Раков М. А. и Шумков Ю. М., Анализ магнитного делителя частоты с вентилем в цепи возбуждения, «Электричество», 1964, № 12.
2. Липман Р. А. и Негневицкий И. Б., Быстродействующие магнитные и магнитно-полупроводниковые усилители, Госэнергоиздат, 1960.
3. Раков М. А. и Синицкий Л. А., Одержанная точного девятиугольного зсуву фаз за допомогою магнітних подільників частоти, ДАН УРСР, 1962, № 8.
4. Раков М. А. и Шумков Ю. М., Кратные режимы в делителе частоты с двумя нелинейными элементами, Известия вузов, «Радиофизика», 1965, № 2.

[5.4.1968]



УДК 621.315.1.09

Исследование матричных телеграфных уравнений, описывающих распространение волн в многопроводной неоднородной линии электропередачи¹

Канд. физ.-мат. наук М. Х. ЗАХАР-ИТКИН

Всесоюзный научно-исследовательский институт электроэнергетики

Реальные линии электропередачи, имеющие провисание проводов в пролетах, дискретные заземления или разрывы грозозащитных тросов, транспозицию проводов и т. п., при анализе их работы в высокочастотном диапазоне (связь по линиям электропередачи) должны рассматриваться как линии с переменными параметрами. При этом изменение погонных параметров линии может быть скачкообразным или описываться непрерывно дифференцируемыми функциями погонной координаты x .

Считая малыми изменения параметров линии, обусловленные этими обстоятельствами, часто пренебрегают этими изменениями и в результате получают удобную для изучения однородную линию, представляющую собой простейшую модель реальной неоднородной линии электропередачи. Поэтому построенная в работах М. В. Костенко, Л. С. Перельмана, Л. М. Видеполя и др. теория волновых процессов в однородных многопроводных линиях дает первое приближение к решению задачи о волновых процессах в реальных неоднородных линиях электропередачи.

Эта задача стала весьма актуальной, и в качестве второго приближения к ее решению можно было бы рассматривать теорию неоднородной линии передачи с меняющимися вдоль нее матрицами погонных сопротивлений и проводимости. Такая модель реальной линии с распределенными неоднородностями получается, если пренебречь эффектом близости и концевым эффектом. Меняющиеся (например, из-за провисания проводов) параметры линии могут вычисляться для точки x подстановкой в формулу Карсона высот проводов в этой точке. При этом погонные сопротивление и проводимость оказываются непрерывно дифференцируемыми функциями погонной координаты x , и получаются матричные телеграфные уравнения

$$-\frac{dU}{dx} = Z(x)I(x), \quad -\frac{dI}{dx} = Y(x)U(x), \quad (1)$$

где $Z(x)$ — матрица переменных погонных сопротивлений;

$Y(x)$ — матрица переменных погонных проводимостей;

$U(x)$, $I(x)$ — столбцы напряжений и токов фаз и тросов многопроводной линии электропередачи.

¹ Часть результатов, приведенных в статье, была доложена на III Всесоюзной межвузовской конференции по теории и методам расчета нелинейных цепей в Ташкенте 3 октября 1967 г.

Порядок матриц и размерность столбцов равны числу проводов n .

Электромагнитные параметры многопроводной линии передачи могут быть заданы не только матрицами $\mathbf{Z}(x)$, $\mathbf{Y}(x)$, но также матрицами

$$\left. \begin{aligned} \Gamma(x) &= [\mathbf{Z}(x) \mathbf{Y}(x)]^{\frac{1}{2}}, \\ \mathbf{Z}_w(x) &= \Gamma(x) \mathbf{Y}^{-1}(x), \end{aligned} \right\} \quad (2)$$

которые по аналогии с классической теорией длинных линий можно назвать матричным показателем распространения и матричным волновым сопротивлением. Отметим, что матрицы $\Gamma(x)$, $\mathbf{Z}_w(x)$ недиагональны, а переход к волновым составляющим токов и напряжений в точке x соответствует диагонализации матрицы $\Gamma(x)$ преобразованием подобия (см. приложение I), при котором матрица $\mathbf{Z}_w(x)$ не приводится к диагональному виду.

В теории неоднородных линий передачи СВЧ вместо переменного волнового сопротивления $\mathbf{Z}_w(x)$ часто в качестве параметра вводят половину его логарифмической производной:

$$\mathbf{N}(x) = \frac{1}{2} \frac{d\mathbf{Z}_w(x)}{dx} \mathbf{Z}_w^{-1}(x), \quad (3)$$

называемую функцией местных отражений. Ясно, что для неоднородной линии рассмотрение показателя распространения $\Gamma(x)$ и функции отражений $\mathbf{N}(x)$ эквивалентно рассмотрению погонного сопротивления $\mathbf{Z}(x)$ и погонной проводимости $\mathbf{Y}(x)$; один способ задания параметров линии сводится к другому соотношениями (2), (3). В случае многопроводных линий важно соблюдать указанный порядок операций с матрицами, так как их перемножение неперестановочно.

Метод исследования неоднородных линий передачи, разработанный в [Л. 1 и 2], в настоящей статье обобщается на случай многопроводной (многоволновой) линии передачи с произвольными распределенными или сосредоточенными неоднородностями (см. приложения II, III, IV). Возникающая в многопроводном случае трудность — неперестановочность перемножения матриц — преодолевается при использовании матричного анализа — теории мультипликативного интеграла (матрицанта) и мультипликативной производной [Л. 3].

Решение матричных телеграфных уравнений (1), как и для однородной линии, представляется через падающие и отраженные волны тока и напряжения, но связь между этими волнами в произвольной точке x , задаваемая матричным коэффициентом отражения $\mathbf{K}(x)$, который определяется соотношением

$$\mathbf{U}_{\text{отр}}(x) = \mathbf{K}(x) \mathbf{U}_{\text{пад}}(x),$$

более сложна, чем в однородном случае, рассмотренном в приложении II.

Входное сопротивление отрезка неоднородной линии правее точки x определяется коэффициентом отражения $\mathbf{K}(x)$ на его входе и значением волнового сопротивления в точке x (см. приложение II):

$$\mathbf{Z}_{\text{вх}}(x) = \frac{\mathbf{E} + \mathbf{K}(x)}{\mathbf{E} - \mathbf{K}(x)} \mathbf{Z}_w(x). \quad (4)$$

Установленное в приложениях III и IV основное свойство коэффициента отражения $\mathbf{K}(x)$ [аналогичное свойству входного сопротивления $\mathbf{Z}_{\text{вх}}(x)$] состоит в том, что $\mathbf{K}(x_1)$ и $\mathbf{K}(x_2)$ при любых $l \geq x_2 > x_1 \geq 0$ связаны дробно-линейной зависимостью, и в частности,

$\mathbf{K}(l) = [\mathbf{C}(l) + \mathbf{K}(0) \mathbf{D}(l)]^{-1} [\mathbf{A}(l) + \mathbf{K}(0) \mathbf{B}(l)]$ (5) (погонная координата отсчитывается от конечной точки линии к началу, которому соответствует значение $x=l$). Матричные элементы дробно-линейной функции (5) $\mathbf{A}(l)$, $\mathbf{B}(l)$, $\mathbf{C}(l)$, $\mathbf{D}(l)$ определяются характером неоднородностей многопроводной линии электропередачи (описываемых матричными функциями $\Gamma(x)$ и $\mathbf{N}(x)$) с помощью двух систем матричных интегральных уравнений вольтерровского типа (см. (IV-7) и (IV-8) в приложении IV), решаемых методом последовательных приближений в общем матричном случае.

Если рассматривается двухпроводная неоднородная линия с одинаковыми проводами, подвешенными на одной высоте (симметричная), то волновые составляющие совпадают с симметричными составляющими [Л. 4], а все рассматриваемые матрицы имеют вид

$$\begin{pmatrix} a & b \\ b & a \end{pmatrix}$$

и перестановочны, что легко проверяется. Если матрица конечной нагрузки имеет такой же вид, то независимым от погонной координаты x преобразованием подобия [Л. 4] волновые составляющие разделяются, и для электромагнитного сигнала в междупроводном волновом канале формулы первого приближения к элементам $\mathbf{A}(l)$, $\mathbf{B}(l)$, $\mathbf{C}(l)$, $\mathbf{D}(l)$ примут вид [Л. 1, 2 и 4]:

$$\left. \begin{aligned} \mathbf{A}_{[1]}(l) &= \int_0^l \mathbf{N}(x) \exp \left[-2 \int_x^l \Gamma(t) dt \right] dx; \\ \mathbf{B}_{[1]}(l) &= \exp \left[-2 \int_0^l \Gamma(x) dx \right]; \\ \mathbf{C}_{[1]}(l) &= 1; \\ \mathbf{D}_{[1]}(l) &= \int_0^l \mathbf{N}(x) \exp \left[-2 \int_0^x \Gamma(t) dt \right] dx. \end{aligned} \right\} \quad (6)$$

Если неоднородности многопроводной линии вызваны провисанием проводов в пролетах, то естественно ввести повторное (оно же характеристическое в силу симметрии пролета) матричное сопротивление: при нагружении пролета на повторное сопротивление входное сопротивление пролета также равно повторному. Так как $\mathbf{Z}_w(0) = \mathbf{Z}_w(l_{\text{пр}})$, то из этого следует равенство матричных коэффициентов отражения на входе и выходе пролета:

$$\mathbf{K}(0) = \mathbf{K}(l_{\text{пр}}) = \mathbf{K}_{\text{экр}}. \quad (7)$$

Если число пролетов велико, то независимо от величины конечной нагрузки линии ее входное сопротивление равно повторному, которое естественно принять за эквивалентное волновое сопротивление $\mathbf{Z}_{w \text{ экв}}$ неоднородной линии. Это сопротивление находится по формуле (4), куда подставляется

$K_{\text{эКВ}}$. Формула (5) при $l=l_{\text{пр}}$ и формула (7) дают матричное квадратное уравнение для нахождения $K_{\text{эКВ}}$:

$$[C(l_{\text{пр}}) + K_{\text{эКВ}} D(l_{\text{пр}})]^2 - [C(l_{\text{пр}}) + K_{\text{эКВ}} D(l_{\text{пр}})] [C(l_{\text{пр}}) + D^{-1}(l_{\text{пр}}) B(l_{\text{пр}}) D(l_{\text{пр}})] - [A(l_{\text{пр}}) D(l_{\text{пр}}) - C(l_{\text{пр}}) D^{-1}(l_{\text{пр}}) B(l_{\text{пр}}) D(l_{\text{пр}})] = 0. \quad (8)$$

Для двухпроводной симметричной линии полученное квадратное уравнение упростится и примет вид:

$$D(l_{\text{пр}}) K_{\text{эКВ}}^2 + [C(l_{\text{пр}}) - B(l_{\text{пр}})] K_{\text{эКВ}} - A(l_{\text{пр}}) = 0,$$

так что интересующий нас его корень с учетом (6) запишется:

$$K_{\text{эКВ}} = \frac{1 - B(l_{\text{пр}})}{2A(l_{\text{пр}})} - \sqrt{\left[\frac{1 - B(l_{\text{пр}})}{2A(l_{\text{пр}})}\right]^2 - 1}. \quad (9)$$

Эквивалентное волновое сопротивление неоднородной линии в первом приближении равно:

$$Z_{w\text{эКВ}} = \frac{-\sqrt{\left[\frac{1 - B(l_{\text{пр}})}{2A(l_{\text{пр}})}\right]^2 - 1}}{1 - \frac{1 - B(l_{\text{пр}})}{2A(l_{\text{пр}})}} Z_w(0) = \sqrt{\frac{1 - B(l_{\text{пр}}) + 2A(l_{\text{пр}})}{1 - B(l_{\text{пр}}) - 2A(l_{\text{пр}})}} Z_w(0). \quad (10)$$

Замена неоднородной линии на «эквивалентную» ей однородную будет завершена, если кроме $Z_{w\text{эКВ}}$ ввести эквивалентный показатель распространения $\Gamma_{\text{эКВ}}$. Для этой цели поставим условие: коэффициенты отражения на входах неоднородной линии и заменяющей ее однородной с параметрами $Z_{w\text{эКВ}}$, $\Gamma_{\text{эКВ}}$, включенных в рассечку бесконечной однородной линии с волновым сопротивлением $Z_w(0) = Z_w(l)$, должны совпадать (в противном случае невозможно говорить об эквивалентности). В силу формулы (4) поставленное условие эквивалентности подразумевает равенство матриц входных сопротивлений неоднородной линии и заменяющей ее однородной.

Если $Z_{w\text{эКВ}}$ находили из схемы, в которой однородная линия с волновым сопротивлением $Z_w(0)$ нагружена на цепочечную схему неоднородных пролетов, а последний из них нагружен на $Z_{w\text{эКВ}}$, то $\Gamma_{\text{эКВ}}$ находим из той же схемы, но оконечная нагрузка заменяется на $Z_w(0)$. В обоих случаях эквивалентность устанавливается по коэффициенту отражения на входе цепочечной схемы или, что то же самое, по входному сопротивлению, т. е. аналогично методу холостого хода и короткого замыкания при определении параметров четырехполюсника.

Коэффициент отражения на входе цепочечной схемы m пролетов, нагруженных на $Z_w(0)$, равен $C^{-1}(l)A(l)$, где $l = ml_{\text{пр}}$. Коэффициент отражения на входе отрезка эквивалентной однородной линии длиной l , включенного в рассечку бесконечной однородной линии с волновым сопротивлением $Z_w(0)$, равен [см. формулы (П-2), (П-4) приложения II]:

$$K_{\text{отр}} = \frac{-E + \frac{E + K}{E - K} Z_w(0) Z_w^{-1}(0) \frac{E + K_{\text{эКВ}}}{E - K_{\text{эКВ}}}}{E + \frac{E + K}{E - K} Z_w(0) Z_w^{-1}(0) \frac{E + K_{\text{эКВ}}}{E - K_{\text{эКВ}}}} =$$

$$= \left(\frac{E - K}{E + K} + \frac{E + K_{\text{эКВ}}}{E - K_{\text{эКВ}}} \right)^{-1} \left(-\frac{E - K}{E + K} + \frac{E + K_{\text{эКВ}}}{E - K_{\text{эКВ}}} \right) =$$

$$= \left[\left(E + \frac{E + K_{\text{эКВ}}}{E - K_{\text{эКВ}}} \right) + K \left(-E + \frac{E + K_{\text{эКВ}}}{E - K_{\text{эКВ}}} \right) \right]^{-1} \times$$

$$\times \left[\left(-E + \frac{E + K_{\text{эКВ}}}{E - K_{\text{эКВ}}} \right) + K \left(E + \frac{E + K_{\text{эКВ}}}{E - K_{\text{эКВ}}} \right) \right],$$

где

$$K = -\exp(-\Gamma_{\text{эКВ}} l) K_{\text{эКВ}} \exp(-\Gamma_{\text{эКВ}} l).$$

Условие эквивалентности

$$K_{\text{отр}} = [(E - K_{\text{эКВ}})^{-1} + K(E - K_{\text{эКВ}})^{-1} K_{\text{эКВ}}]^{-1} \times$$

$$\times [(E - K_{\text{эКВ}})^{-1} K_{\text{эКВ}} + K(E - K_{\text{эКВ}})^{-1}] = C^{-1}(l)A(l)$$

дает формулу для эквивалентного показателя распространения:

$$\exp(-\Gamma_{\text{эКВ}} l) = K_{\text{эКВ}}^{-1} \{ K_{\text{эКВ}} (E - [K_{\text{эКВ}}]^{-1} [C^{-1}(l)A(l) - K_{\text{эКВ}}] [E - K_{\text{эКВ}} C^{-1}(l)A(l)]^{-1} (E - K_{\text{эКВ}}) \}^{\frac{1}{2}}. \quad (11)$$

Для двухпроводной симметричной линии эта формула упростится и примет вид:

$$\exp(-2\Gamma_{\text{эКВ}} l) = \frac{A(l) K_{\text{эКВ}}^{-1} - C(l)}{A(l) K_{\text{эКВ}} - C(l)}, \quad l = ml_{\text{пр}}. \quad (12)$$

Если пользоваться формулами первого приближения (6), то имеем соотношения при всех m :

$$A(ml_{\text{пр}}) = A(l_{\text{пр}}) \frac{1 - B^m(l_{\text{пр}})}{1 - B(l_{\text{пр}})} = -D(ml_{\text{пр}});$$

$$B(ml_{\text{пр}}) = B^m(l_{\text{пр}}); \quad C(ml_{\text{пр}}) = 1.$$

Если выполнено условие $1 - B(l) \gg A(l)$, то с хорошей точностью

$$\exp(-2\Gamma_{\text{эКВ}} l) =$$

$$= \frac{A(l) \left\{ \frac{1 - B(l)}{2A(l)} + \sqrt{\left[\frac{1 - B(l)}{2A(l)} \right]^2 - 1} \right\} - 1}{A(l) \left\{ \frac{1 - B(l)}{2A(l)} - \sqrt{\left[\frac{1 - B(l)}{2A(l)} \right]^2 - 1} \right\} - 1} \approx$$

$$\approx \frac{1 - B(l) - 1}{\frac{A^2(l)}{1 - B(l)} - 1} \approx B(l) \approx \exp \left[-2 \int_0^l \Gamma(x) dx \right],$$

т. е.

$$\Gamma_{\text{эКВ}} \approx \frac{1}{l} \int_0^l \Gamma(x) dx,$$

и эквивалентирование сводится к усреднению показателя распространения $\Gamma(x)$ по длине линии на всех частотах, для которых выполнено неравенство $1 - B(l) \gg A(l)$. Это условие нарушается лишь на частотах, для которых

$$\text{Re} \left\{ \exp \left[-2 \int_0^l \Gamma(x) dx \right] \right\} \approx 1,$$

$$\text{Im} \left\{ \exp \left[-2 \int_0^l \Gamma(x) dx \right] \right\} \approx 0,$$

т. е. в некоторой полосе около частоты, для которой пролет составляет половину длины волны.

В этой полосе должны иметь место явления параметрического резонанса. Аналогичные явления будут происходить в полосах около частот, кратных половине длины волны.

В качестве примера рассмотрим пролет ЛЭП 750 кВ без грозозащитных тросов и средней фазы; $l_{\text{пр}} = 0,386 \text{ км}$. В этом случае $M = 0,12 \text{ км}^{-1}$ (см. оценку сходимости последовательных приближений в приложении IV), так что вычисление по формулам первого приближения (6) даст относительную погрешность порядка $(Ml_{\text{пр}})^2 100\% \approx 0,2\%$. Результаты вычислений для частот резонансной полосы сведены в таблицу. Видим, что можно пренебречь

$f, \text{ кгц}$	$A(l_{\text{пр}})$	$B(l_{\text{пр}})$
350	$0,0092 + j0,0366$	$0,812 - j0,5040$
370	$0,0048 + j0,0359$	$0,929 - j0,2170$
380	$0,0030 + j0,0350$	$0,951 - j0,0636$
384 резонанс	$j0,0353$	$0,952$
390	$-0,0014 + j0,0356$	$0,948 + j0,0903$
400	$-0,0040 + j0,0334$	$0,920 + j0,2430$

погрешностью первого приближения для $A(l_{\text{пр}})$ всюду, а для $B(l_{\text{пр}})$ всюду вне полосы 380—390 кгц, в которой достигается минимум $|1 - B(l_{\text{пр}})| \approx 0,05$, и относительная погрешность первого приближения для $B(l_{\text{пр}})$ составляет 3% этой величины. Следовательно, относительная погрешность вычисления $K_{\text{экв}}$ по формулам первого приближения не превосходит 5%.

На резонансной частоте $f = 384 \text{ кгц}$ выполняется равенство $\text{Im } \Gamma_{\text{экв}} l_{\text{пр}} = 2\pi j$, поэтому для $\alpha_{\text{экв}} = \text{Re } \Gamma_{\text{экв}}$ получим:

$$\exp(-2\Gamma_{\text{экв}} l_{\text{пр}}) = \exp(-2\alpha_{\text{экв}} l_{\text{пр}}) = 1 - 2\alpha_{\text{экв}} l_{\text{пр}} + 0[\alpha_{\text{экв}} l_{\text{пр}}]^2,$$

откуда $\alpha_{\text{экв}}$ определяется в резонансной точке точностью до 1%. В силу (12) можно записать:

$$2\alpha_{\text{экв}} l_{\text{пр}} \approx 1 - \exp(-2\Gamma_{\text{экв}} l_{\text{пр}}) = \frac{A(l_{\text{пр}})}{A(l_{\text{пр}}) K_{\text{экв}} - C(l_{\text{пр}})} (K_{\text{экв}} - K_{\text{экв}}^{-1}). \quad (13)$$

Учитывая, что $K_{\text{экв}}(f_{\text{рез}})$ чисто мнимое и ищется таким, заметим, что в выражении $K_{\text{экв}} - K_{\text{экв}}^{-1}$ их погрешности не складываются, а вычитаются, так что погрешность вычисления $\alpha_{\text{экв}}(f_{\text{рез}})$ в резонансной точке по формуле (13) при подстановке в нее выражений $A(l_{\text{пр}})$, $C(l_{\text{пр}})$, $K_{\text{экв}}$, вычисленных по формулам первого приближения, не превосходит 5% в рассмотренном примере.

Как видно из рис. 1, коэффициент $K_{\text{экв}}$ близок к нулю всюду вне интервала частот 360—400 кгц (и кратных ему по частоте), чем обусловлены дополнительные потери мощности, передаваемой по линии, и увеличение затухания сравнительно со средним значением затухания

$$\alpha_{\text{ср}}(f) = \frac{1}{l_{\text{пр}}} \int_0^{l_{\text{пр}}} \alpha(f, x) dx.$$

На рис. 2 приведена частотная характеристика затухания (верхняя кривая), полученная по фор-

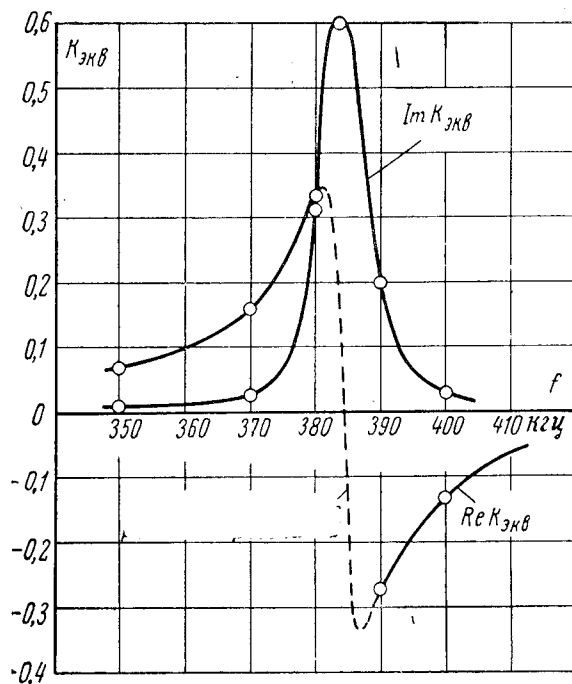


Рис. 1. Частотная характеристика $K_{\text{экв}}(f)$ для канала фаза — фаза (крайние) ЛЭП 750 кВ.

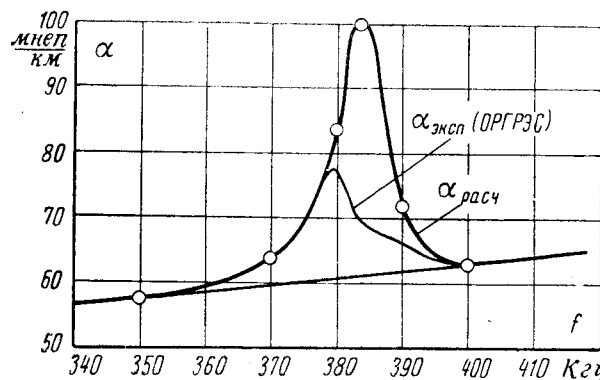


Рис. 2. Частотная характеристика затухания в канале фаза — фаза (крайние) ЛЭП 750 кВ.

мулам первого приближения при $m=1$, а также среднее значение затухания (нижняя кривая). Для сравнения показаны результаты проведенных ОРГРЭС измерений затухания на ЛЭП 750 кВ без грозозащитных тросов. Совпадение результатов расчета и эксперимента можно считать хорошим.

Выводы. 1. Распределенные неоднородности линий электропередачи, вызванные, в частности, провисанием проводов, удобно описывать с помощью матричного коэффициента отражения $K(x)$. Формулы нулевого приближения, соответствующие неучету отражений, недостаточны для исследования возникающих явлений параметрического резонанса; формулы первого приближения дают хорошую точность.

2. На двухпроводной симметричной линии параметрический резонанс приводит к увеличению затухания в полосе частот шириной примерно 40 кгц из-за отражений на распределенных неоднородностях, описываемых коэффициентом отражения на входе $K_{\text{экв}}$. Для многопроводной линии

волновые каналы не разделяются, а обмениваются энергией на неоднородностях, в результате чего обязательно увеличивается затухание лучшего из волновых каналов, связанного с худшими каналами на всей длине неоднородной линии.

Приложение I. Решение телеграфных уравнений для однородного отрезка многопроводной линии с несогласованной нагрузкой. Токи и напряжения многопроводной линии электропередачи можно представить в волновых координатах (так мы будем называть запись волновых составляющих токов и напряжений) и в фазных координатах (если указаны токи и напряжения всех фаз и гроззащитных тросов). Выбор тех или других координат будем указывать индексами «в» или «ф».

Для n -проводной линии телеграфные уравнения запишутся в виде

$$-\frac{d}{dx} \begin{pmatrix} u_{\phi 1} \\ u_{\phi 2} \\ \vdots \\ u_{\phi n} \end{pmatrix} = Z \begin{pmatrix} i_{\phi 1} \\ i_{\phi 2} \\ \vdots \\ i_{\phi n} \end{pmatrix}; \quad -\frac{d}{dx} \begin{pmatrix} i_{\phi 1} \\ i_{\phi 2} \\ \vdots \\ i_{\phi n} \end{pmatrix} = Y \begin{pmatrix} u_{\phi 1} \\ u_{\phi 2} \\ \vdots \\ u_{\phi n} \end{pmatrix}. \quad (I-1)$$

Телеграфные уравнения представлены здесь в фазных координатах. Для однородной n -проводной линии матрицы Z , Y не зависят от x , поэтому уравнения (I-1) преобразуются к виду

$$\frac{d^2}{dx^2} \begin{pmatrix} u_{\phi 1} \\ u_{\phi 2} \\ \vdots \\ u_{\phi n} \end{pmatrix} = ZY \begin{pmatrix} u_{\phi 1} \\ u_{\phi 2} \\ \vdots \\ u_{\phi n} \end{pmatrix}; \quad \frac{d^2}{dx^2} \begin{pmatrix} i_{\phi 1} \\ i_{\phi 2} \\ \vdots \\ i_{\phi n} \end{pmatrix} = YZ \begin{pmatrix} i_{\phi 1} \\ i_{\phi 2} \\ \vdots \\ i_{\phi n} \end{pmatrix}. \quad (I-2)$$

В силу симметрии матриц Y и Z их произведение YZ получается из произведения ZY в результате транспонирования: $YZ = (ZY)^t$, и оба произведения матриц приводятся к одной диагональной форме:

$$S^{-1}ZY S = \begin{pmatrix} \gamma_1^2 & 0 & \dots & 0 \\ 0 & \gamma_2^2 & \dots & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & \dots & \gamma_n^2 \end{pmatrix} = S_t Y Z S_t^{-1}.$$

Линейное преобразование столбца фазных напряжений с матрицей S^{-1} и линейное преобразование столбца фазных токов с матрицей S_t будем называть переходом к волновым координатам, так как эти преобразования порождают столбцы волновых составляющих напряжений и токов n -проводной линии электропередачи:

$$\begin{pmatrix} u_{B1} \\ u_{B2} \\ \vdots \\ u_{Bn} \end{pmatrix} = S^{-1} \begin{pmatrix} u_{\phi 1} \\ u_{\phi 2} \\ \vdots \\ u_{\phi n} \end{pmatrix}; \quad \begin{pmatrix} i_{B1} \\ i_{B2} \\ \vdots \\ i_{Bn} \end{pmatrix} = S_t \begin{pmatrix} i_{\phi 1} \\ i_{\phi 2} \\ \vdots \\ i_{\phi n} \end{pmatrix}.$$

Решения уравнений (I-2) в волновых координатах запишутся:

$$\left. \begin{aligned} u_{B1} &= u_{B1\text{пад}} e^{-\gamma_1 x} + u_{B1\text{отр}} e^{\gamma_1 x}; \\ u_{B2} &= u_{B2\text{пад}} e^{-\gamma_2 x} + u_{B2\text{отр}} e^{\gamma_2 x}; \\ &\dots \dots \dots \\ u_{Bn} &= u_{Bn\text{пад}} e^{-\gamma_n x} + u_{Bn\text{отр}} e^{\gamma_n x}; \\ i_{B1} &= i_{B1\text{пад}} e^{-\gamma_1 x} - i_{B1\text{отр}} e^{\gamma_1 x}; \\ i_{B2} &= i_{B2\text{пад}} e^{-\gamma_2 x} - i_{B2\text{отр}} e^{\gamma_2 x}; \\ &\dots \dots \dots \\ i_{Bn} &= i_{Bn\text{пад}} e^{-\gamma_n x} - i_{Bn\text{отр}} e^{\gamma_n x}. \end{aligned} \right\} \quad (I-3)$$

Они представляются суммами падающей и отраженной волн для каждой волновой составляющей тока и напряжения. Матрица волновых сопротивлений Z_w есть матрица входных сопротивлений линии при отсутствии отраженных волн; при

переходе от фазных к волновым координатам матрица Z_w , подобно другим матрицам сопротивлений, подвергается преобразованию $Z_{w\phi} = S Z_w S_t$, причем:

$$\begin{pmatrix} u_{B1\text{пад}} \\ u_{B2\text{пад}} \\ \vdots \\ u_{Bn\text{пад}} \end{pmatrix} = Z_w \begin{pmatrix} i_{B1\text{пад}} \\ i_{B2\text{пад}} \\ \vdots \\ i_{Bn\text{пад}} \end{pmatrix}. \quad (I-4)$$

Если Z_n — матрица входных сопротивлений, то начальное условие в волновых координатах

$$\begin{pmatrix} u_{B1} \\ u_{B2} \\ \vdots \\ u_{Bn} \end{pmatrix}_{x=0} = Z_n \begin{pmatrix} i_{B1} \\ i_{B2} \\ \vdots \\ i_{Bn} \end{pmatrix}_{x=0}$$

с учетом (I-4) переписывается следующим образом:

$$\begin{pmatrix} u_{B1\text{пад}} + u_{B1\text{отр}} \\ u_{B2\text{пад}} + u_{B2\text{отр}} \\ \vdots \\ u_{Bn\text{пад}} + u_{Bn\text{отр}} \end{pmatrix} = Z_n Z_w^{-1} \begin{pmatrix} u_{B1\text{пад}} - u_{B1\text{отр}} \\ u_{B2\text{пад}} - u_{B2\text{отр}} \\ \vdots \\ u_{Bn\text{пад}} - u_{Bn\text{отр}} \end{pmatrix}. \quad (I-5)$$

Если Z_n — матрица нагрузочных сопротивлений, то вполне аналогично конечное условие в волновых координатах примет вид

$$\begin{pmatrix} u_{B1\text{пад}} e^{-\gamma_1 l} + u_{B1\text{отр}} e^{\gamma_1 l} \\ u_{B2\text{пад}} e^{-\gamma_2 l} + u_{B2\text{отр}} e^{\gamma_2 l} \\ \vdots \\ u_{Bn\text{пад}} e^{-\gamma_n l} + u_{Bn\text{отр}} e^{\gamma_n l} \end{pmatrix} = Z_n Z_w^{-1} \begin{pmatrix} u_{B1\text{пад}} e^{-\gamma_1 l} - u_{B1\text{отр}} e^{\gamma_1 l} \\ u_{B2\text{пад}} e^{-\gamma_2 l} - u_{B2\text{отр}} e^{\gamma_2 l} \\ \vdots \\ u_{Bn\text{пад}} e^{-\gamma_n l} - u_{Bn\text{отр}} e^{\gamma_n l} \end{pmatrix}. \quad (I-6)$$

Можно построить $2(n+1)$ -полюсник, эквивалентный отрезку n -проводной линии длиной l . Уравнения передачи эквивалентного $2(n+1)$ -полюсника имеют следующий вид:

$$\begin{pmatrix} i_{B1} \\ i_{B2} \\ \vdots \\ i_{Bn} \end{pmatrix}_{x=0} = \begin{pmatrix} \text{ch } \gamma_1 l & 0 & \dots & 0 \\ 0 & \text{ch } \gamma_2 l & \dots & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & \dots & \text{ch } \gamma_n l \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_{B1} \\ i_{B2} \\ \vdots \\ i_{Bn} \end{pmatrix}_{x=l} + \begin{pmatrix} \text{sh } \gamma_1 l & 0 & \dots & 0 \\ 0 & \text{sh } \gamma_2 l & \dots & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & \dots & \text{sh } \gamma_n l \end{pmatrix} Z_w^{-1} \begin{pmatrix} u_{B1} \\ u_{B2} \\ \vdots \\ u_{Bn} \end{pmatrix}_{x=l};$$

$$\begin{pmatrix} u_{B1} \\ u_{B2} \\ \vdots \\ u_{Bn} \end{pmatrix}_{x=0} = \begin{pmatrix} \text{sh } \gamma_1 l & 0 & \dots & 0 \\ 0 & \text{sh } \gamma_2 l & \dots & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & \dots & \text{sh } \gamma_n l \end{pmatrix} Z_w \begin{pmatrix} i_{B1} \\ i_{B2} \\ \vdots \\ i_{Bn} \end{pmatrix}_{x=l} + \begin{pmatrix} \text{ch } \gamma_1 l & 0 & \dots & 0 \\ 0 & \text{ch } \gamma_2 l & \dots & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & \dots & \text{ch } \gamma_n l \end{pmatrix} \begin{pmatrix} u_{B1} \\ u_{B2} \\ \vdots \\ u_{Bn} \end{pmatrix}_{x=l}. \quad (I-7)$$

В случае несогласованной нагрузки ($Z_k \neq Z_w$) столбцы токов в волновых координатах в начале и конце линии связаны недиагональной матрицей (соответствующие столбцы напряжений также связаны недиагональной матрицей). Это означает, что при отражении от несогласованной нагрузки в конце n -проводной линии происходит обмен энергией между волновыми каналами. Поэтому в общем случае многопроводной линии нельзя рассматривать ее волновые каналы отдельно друг от друга. Исключение из общего правила составляют рассмотренные в [Л. 4] двухпроводные линии с одинаковыми проводами, подвешенными на одинаковой высоте, а также нереализуемые многопроводные симметричные линии.

Приложение II. Матричный коэффициент отражения от нагрузки. Будем в дальнейшем рассматривать только волны напряжения. Введем матричный коэффициент отражения в начале линии как матрицу, связывающую столбцы напряжений отраженной и падающей волн в точке $x=0$:

$$\begin{pmatrix} u_{B1отр} \\ u_{B2отр} \\ \vdots \\ u_{Bnотр} \end{pmatrix} = K_B \begin{pmatrix} u_{B1пад} \\ u_{B2пад} \\ \vdots \\ u_{Bnпад} \end{pmatrix}. \quad (II-1)$$

При переходе от фазных к волновым координатам коэффициент отражения подвергается преобразованию подобия $K_B = S^{-1} K_{\Phi} S$.

Из (I-5) и (I-6) найдем коэффициент отражения в начале линии как функцию входного и волнового сопротивлений:

$$K_B = \frac{-E + Z_{нв} Z_{wb}^{-1}}{E + Z_{нв} Z_{wb}^{-1}}, \quad Z_{нв} = \frac{E + K_B}{E - K_B} Z_{wb}. \quad (II-2)$$

Здесь горизонтальная черта означает коммутативное перемножение матрицы числителя и обратной матрицы знаменателя, причем коммутативность следует из того, что числитель и знаменатель являются матричными функциями одного и того же матричного аргумента (в первой из формул (II-2) аргументом служит матрица $Z_{нв} Z_{wb}^{-1}$, а $E = (Z_{нв} Z_{wb}^{-1})^0$ — единичная матрица порядка n).

Локальный коэффициент отражения $K_{лок,в}$ в точке отражения вводится равенством

$$\begin{pmatrix} u_{B1отр} e^{\gamma_1 l} \\ u_{B2отр} e^{\gamma_2 l} \\ \vdots \\ u_{Bnотр} e^{\gamma_n l} \end{pmatrix} = K_{лок,в} \begin{pmatrix} u_{B1пад} e^{-\gamma_1 l} \\ u_{B2пад} e^{-\gamma_2 l} \\ \vdots \\ u_{Bnпад} e^{-\gamma_n l} \end{pmatrix} \quad (II-3)$$

для него из (I-6) следуют соотношения:

$$K_{лок,в} = \frac{-E + Z_{кв} Z_{wb}^{-1}}{E + Z_{кв} Z_{wb}^{-1}}; \quad Z_{кв} = \frac{E + K_{лок,в}}{E - K_{лок,в}} Z_{wb}. \quad (II-4)$$

Установим связь между K и $K_{лок,в}$. По определению (II-3) имеем:

$$\begin{pmatrix} u_{B1} \\ u_{B2} \\ \vdots \\ u_{Bn} \end{pmatrix}_{x=l} = (E + K_{лок,в}) \begin{pmatrix} u_{B1пад} e^{-\gamma_1 l} \\ u_{B2пад} e^{-\gamma_2 l} \\ \vdots \\ u_{Bnпад} e^{-\gamma_n l} \end{pmatrix} = \\ = (E + K_{лок,в}) \begin{pmatrix} e^{-\gamma_1 l} 0 & \dots & 0 \\ 0 & e^{-\gamma_2 l} & \dots & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & \dots & e^{-\gamma_n l} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} u_{B1пад} \\ u_{B2пад} \\ \vdots \\ u_{Bnпад} \end{pmatrix} =$$

$$= \begin{pmatrix} e^{-\gamma_1 l} 0 & \dots & 0 \\ 0 & e^{-\gamma_2 l} & \dots & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & \dots & e^{-\gamma_n l} \end{pmatrix} \left[E + \begin{pmatrix} e^{2\gamma_1 l} 0 & \dots & 0 \\ 0 & e^{2\gamma_2 l} & \dots & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & \dots & e^{2\gamma_n l} \end{pmatrix} \right] \times \\ \times \begin{pmatrix} e^{-\gamma_1 l} 0 & \dots & 0 \\ 0 & e^{-\gamma_2 l} & \dots & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & \dots & e^{-\gamma_n l} \end{pmatrix} K_{лок,в} \times \\ \times \begin{pmatrix} e^{-\gamma_1 l} 0 & \dots & 0 \\ 0 & e^{-\gamma_2 l} & \dots & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & \dots & e^{-\gamma_n l} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} u_{B1пад} \\ u_{B2пад} \\ \vdots \\ u_{Bnпад} \end{pmatrix}.$$

Сравнивая это равенство и равенство

$$\begin{pmatrix} u_{B1} \\ u_{B2} \\ \vdots \\ u_{Bn} \end{pmatrix}_{x=l} = \begin{pmatrix} e^{-\gamma_1 l} 0 & \dots & 0 \\ 0 & e^{-\gamma_2 l} & \dots & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & \dots & e^{-\gamma_n l} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} u_{B1пад} \\ u_{B2пад} \\ \vdots \\ u_{Bnпад} \end{pmatrix} + \\ + \begin{pmatrix} e^{\gamma_1 l} 0 & \dots & 0 \\ 0 & e^{\gamma_2 l} & \dots & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & \dots & e^{\gamma_n l} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} u_{B1отр} \\ u_{B2отр} \\ \vdots \\ u_{Bnотр} \end{pmatrix} = \\ = \begin{pmatrix} e^{-\gamma_1 l} 0 & \dots & 0 \\ 0 & e^{-\gamma_2 l} & \dots & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & \dots & e^{-\gamma_n l} \end{pmatrix} \times \\ \times \left[E + \begin{pmatrix} e^{2\gamma_1 l} 0 & \dots & 0 \\ 0 & e^{2\gamma_2 l} & \dots & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & \dots & e^{2\gamma_n l} \end{pmatrix} K_B \right] \begin{pmatrix} u_{B1пад} \\ u_{B2пад} \\ \vdots \\ u_{Bnпад} \end{pmatrix},$$

получаем соотношение:

$$K_B = \begin{pmatrix} e^{-\gamma_1 l} 0 & \dots & 0 \\ 0 & e^{-\gamma_2 l} & \dots & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & \dots & e^{-\gamma_n l} \end{pmatrix} K_{лок,в} \times \\ \times \begin{pmatrix} e^{-\gamma_1 l} 0 & \dots & 0 \\ 0 & e^{-\gamma_2 l} & \dots & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & \dots & e^{-\gamma_n l} \end{pmatrix}. \quad (II-5)$$

Для записи этого соотношения в фазных координатах необходимо использовать функции от матрицы [Л. 3]. Напомним их конструкцию. Преобразованием подобия с матрицей S^{-1} матрица-аргумент приводится к нормальной жордановой форме, которую в интересующих нас случаях можно считать диагональной. Диагональные элементы подвергаются заданному функциональному преобразованию, и полученная диагональная матрица обратным преобразованием подобия с мат-

ришей S превращается в конструируемую матрицу-функцию заданного матричного аргумента.

С учетом сказанного, соотношение (II-5) при переходе к фазным координатам приводит к выражению:

$$\begin{aligned} K_{\Phi} &= SK_{\Phi}S^{-1} = S \begin{pmatrix} e^{-\gamma_1 l} 0 & \dots & 0 \\ 0 & e^{-\gamma_2 l} & \dots & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & \dots & e^{-\gamma_n l} \end{pmatrix} \times \\ &\times S^{-1} SK_{\text{ЛОР},B} S^{-1} S \begin{pmatrix} e^{-\gamma_1 l} 0 & \dots & 0 \\ 0 & e^{-\gamma_2 l} & \dots & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & \dots & e^{-\gamma_n l} \end{pmatrix} S^{-1} = \\ &= \exp(-\Gamma_{\Phi} l) K_{\text{ЛОР},\Phi} \exp(-\Gamma_{\Phi} l). \end{aligned} \quad (\text{II-6})$$

Приложение III. Многопроводная линия со ступенчатым изменением параметров. Пусть многопроводная линия электропередачи точками $M_m=0, M_{m-1}, \dots, M_1, M_0=l$ делится на отрезки длиной $l_i (i=0, 1, \dots, m-1)$, и в пределах каждого отрезка линия представляется матрицей волновых сопротивлений Z_{wi} и матрицей постоянных распространения Γ_i , причем закон изменения Z_{wi} и Γ_i в точках $M_m, M_{m-1}, \dots, M_0$ может быть произвольным.

Коэффициент отражения от нагрузки Z_{K0} в конечной точке M_0 определяется из (II-4):

$$K_{\text{ЛОР}0} = \frac{-E_0 + Z_{K0} Z_{w0}^{-1}}{E + Z_{K0} Z_{w0}^{-1}}.$$

Коэффициент отражения в начале первого отрезка (в точке M_1+0) определяется с помощью соотношения (II-6):

$$\begin{aligned} K_0 &= \exp(-\Gamma_0 l_0) K_{\text{ЛОР}0} \exp(-\Gamma_0 l_0) = \\ &= \exp(-\Gamma_0 l_0) \frac{-E + Z_{K0} Z_{w0}^{-1}}{E + Z_{K0} Z_{w0}^{-1}} \exp(-\Gamma_0 l_0). \end{aligned}$$

После этого по формуле (II-2) находим входное сопротивление Z_{w0} первого отрезка, являющееся нагрузочным сопротивлением для второго отрезка:

$$Z_{K1} = Z_{w0} = \frac{E + K_0}{E - K_0} Z_{w0}.$$

Для коэффициента отражения второго отрезка в точке M_1 подключения к нему первого отрезка получаем:

$$\begin{aligned} K_{\text{ЛОР}1} &= \frac{-E + Z_{K1} Z_{w1}^{-1}}{E + Z_{K1} Z_{w1}^{-1}} = \\ &= \left(E + \frac{E + K_0}{E - K_0} Z_{w0} Z_{w1}^{-1} \right)^{-1} \left(-E + \frac{E + K_0}{E - K_0} Z_{w0} Z_{w1}^{-1} \right) = \\ &= [E - K_0 + (E + K_0) Z_{w0} Z_{w1}^{-1}]^{-1} [-E + K_0 + (E + K_0) Z_{w0} Z_{w1}^{-1}] = \\ &= [E + Z_{w0} Z_{w1}^{-1} + \exp(-\Gamma_0 l_0) K_{\text{ЛОР}0} \exp(-\Gamma_0 l_0) \times \\ &\times (-E + Z_{w0} Z_{w1}^{-1})]^{-1} [-E + Z_{w0} Z_{w1}^{-1} + \\ &+ \exp(-\Gamma_0 l_0) K_{\text{ЛОР}0} \exp(-\Gamma_0 l_0) (E + Z_{w0} Z_{w1}^{-1})]. \end{aligned} \quad (\text{III-1})$$

Таким образом, при прохождении однородного отрезка линии коэффициент отражения от нагрузки подвергается линейному преобразованию (II-6), а при прохождении точки неоднородности — дробно-линейному преобразованию (III-1). При переходе от r -й неоднородности к $(r+1)$ -й происходит аналогичное дробно-линейное преобразование:

$$\begin{aligned} K_{\text{ЛОР},r+1} &= \left[\exp(\Gamma_r l_r) \frac{1}{2} (E + Z_{wr} Z_{w,r+1}^{-1}) + \right. \\ &+ K_{\text{ЛОР}r} \exp(-\Gamma_r l_r) \frac{1}{2} (-E + Z_{wr} Z_{w,r+1}^{-1}) \left. \right]^{-1} \times \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} &\times [\exp(\Gamma_r l_r) \frac{1}{2} (-E + Z_{wr} Z_{w,r+1}^{-1}) + K_{\text{ЛОР}r} \exp(-\Gamma_r l_r) \times \\ &\times \frac{1}{2} (E + Z_{wr} Z_{w,r+1}^{-1})]. \end{aligned} \quad (\text{III-2})$$

Так как композиция дробно-линейных преобразований есть дробно-линейное преобразование, то естественно искать $K_{\text{ЛОР}r}$ как дробно-линейную функцию от $K_{\text{ЛОР}0} (r=0, 1, 2, \dots, m)$:

$$K_{\text{ЛОР}r} = (Cr + K_{\text{ЛОР}0} Dr)^{-1} (Ar + K_{\text{ЛОР}0} Br). \quad (\text{III-3})$$

В силу (II-2) и (III-3) имеем:

$$\begin{aligned} K_{\text{ЛОР},r+1} &= [\exp(\Gamma_r l_r) \cdot \frac{1}{2} (E + Z_{wr} Z_{w,r+1}^{-1}) + \\ &+ (Cr + K_{\text{ЛОР}0} Dr)^{-1} (Ar + K_{\text{ЛОР}0} Br) \exp(-\Gamma_r l_r) \times \\ &\times \frac{1}{2} (-E + Z_{wr} Z_{w,r+1}^{-1})]^{-1} \left[\exp(\Gamma_r l_r) \times \right. \\ &\times \frac{1}{2} (-E + Z_{wr} Z_{w,r+1}^{-1}) + (Cr + K_{\text{ЛОР}0} Dr)^{-1} \times \\ &\times (Ar + K_{\text{ЛОР}0} Br) \exp(-\Gamma_r l_r) \cdot \frac{1}{2} (E + Z_{wr} Z_{w,r+1}^{-1}) \left. \right] = \\ &= \left\{ \left[Ar \exp(-\Gamma_r l_r) \cdot \frac{1}{2} (-E + Z_{wr} Z_{w,r+1}^{-1}) + Cr \exp(\Gamma_r l_r) \times \right. \right. \\ &\times \frac{1}{2} (E + Z_{wr} Z_{w,r+1}^{-1}) \left. \right] + K_{\text{ЛОР}0} \left[Br \exp(-\Gamma_r l_r) \times \right. \\ &\times \frac{1}{2} (-E + Z_{wr} Z_{w,r+1}^{-1}) + Dr \exp(\Gamma_r l_r) \times \\ &\times \frac{1}{2} (E + Z_{wr} Z_{w,r+1}^{-1}) \left. \right] \left. \right\}^{-1} \left\{ \left[Ar \exp(-\Gamma_r l_r) \times \right. \right. \\ &\times \frac{1}{2} (E + Z_{wr} Z_{w,r+1}^{-1}) + Cr \exp(\Gamma_r l_r) \cdot \frac{1}{2} (-E + Z_{wr} Z_{w,r+1}^{-1}) \left. \right] + \\ &+ K_{\text{ЛОР}0} \left[Br \exp(-\Gamma_r l_r) \cdot \frac{1}{2} (E + Z_{wr} Z_{w,r+1}^{-1}) + \right. \\ &+ Dr \exp(\Gamma_r l_r) \cdot \frac{1}{2} (-E + Z_{wr} Z_{w,r+1}^{-1}) \left. \right] \left. \right\}. \end{aligned} \quad (\text{III-4})$$

Сравнивая (III-3) и (III-4), получим рекуррентные соотношения:

$$\left. \begin{aligned} Ar_{r+1} &= Ar \exp(-\Gamma_r l_r) \cdot \frac{1}{2} (E + Z_{wr} Z_{w,r+1}^{-1}) + \\ &+ Cr \exp(\Gamma_r l_r) \cdot \frac{1}{2} (-E + Z_{wr} Z_{w,r+1}^{-1}); \\ Cr_{r+1} &= Ar \exp(-\Gamma_r l_r) \cdot \frac{1}{2} (-E + Z_{wr} Z_{w,r+1}^{-1}) + \\ &+ Cr \exp(\Gamma_r l_r) \cdot \frac{1}{2} (E + Z_{wr} Z_{w,r+1}^{-1}); \end{aligned} \right\} \quad (\text{III-5})$$

$$\left. \begin{aligned} Br_{r+1} &= Br \exp(-\Gamma_r l_r) \cdot \frac{1}{2} (E + Z_{wr} Z_{w,r+1}^{-1}) + \\ &+ Dr \exp(\Gamma_r l_r) \cdot \frac{1}{2} (-E + Z_{wr} Z_{w,r+1}^{-1}); \\ Dr_{r+1} &= Br \exp(-\Gamma_r l_r) \cdot \frac{1}{2} (-E + Z_{wr} Z_{w,r+1}^{-1}) + \\ &+ Dr \exp(\Gamma_r l_r) \cdot \frac{1}{2} (E + Z_{wr} Z_{w,r+1}^{-1}). \end{aligned} \right\} \quad (\text{III-6})$$

В (III-5) выразим Ar_{r+1} через $C_0, C_1, \dots, C_{r-1}, C_r$, для чего нужно r -кратно подставить r -е из равенств (III-5) в $(r+1)$ -е, принимая $r=0, 1, \dots, m-1$. В результате получим:

$$A_m = A_0 \prod_{r=0}^{m-1} \exp(-\Gamma_r l_r) \cdot \frac{1}{2} (E + Z_{wr} Z_{w,r+1}^{-1}) + \\ + \sum_{r=0}^{m-1} C_r \exp(\Gamma_r l_r) \cdot \frac{1}{2} (-E + Z_{wr} Z_{w,r+1}^{-1}) \times \\ \times \prod_{j=r+1}^{m-1} \exp(-\Gamma_j l_j) \cdot \frac{1}{2} (E + Z_{wj} Z_{w,j+1}^{-1}). \quad (\text{III-7})$$

Аналогично устанавливается:

$$C_m = C_0 \prod_{r=0}^{m-1} \exp(\Gamma_r l_r) \cdot \frac{1}{2} (E + Z_{wr} Z_{w,r+1}^{-1}) + \\ + \sum_{r=0}^{m-1} A_r \exp(-\Gamma_r l_r) \cdot \frac{1}{2} (-E + Z_{wr} Z_{w,r+1}^{-1}) \times \\ \times \prod_{j=r+1}^{m-1} \exp(\Gamma_j l_j) \cdot \frac{1}{2} (E + Z_{wj} Z_{w,j+1}^{-1}) \quad (\text{III-8})$$

и идентичные им формулы для B_m и D_m .

Приложение IV. Многопроводная линия с гладким изменением параметров. Многопроводную линию со ступенчатым изменением параметров, рассмотренную в приложении III, подвергаем предельному переходу при $m \rightarrow \infty$, $\max l_r \rightarrow 0$.

Погонные параметры реальной многопроводной линии электропередачи, являющиеся гладкими (т. е. непрерывно дифференцируемыми) функциями погонной координаты, получаются как пределы при $m \rightarrow \infty$ ступенчато меняющихся параметров кусочно-однородной линии. Следовательно, результирующий коэффициент отражения в начальной точке реальной линии с гладким изменением параметров является пределом: $K(l) = \lim_{m \rightarrow \infty} K_{\text{Лок}m}$.

Если результирующий коэффициент отражения искать в виде

$$K(l) = [C(l) + K(0) D(l)]^{-1} [A(l) + K(0) B(l)], \quad (\text{IV-1})$$

то матричные коэффициенты $A(l)$, $B(l)$, $C(l)$, $D(l)$ оказываются пределами при $m \rightarrow \infty$ от A_m , B_m , C_m , D_m . Так как справедливо тождество

$$K(0) \equiv K_{\text{Лок}0} \equiv [E + K_{\text{Лок}0} \cdot 0]^{-1} [0 + K_{\text{Лок}0} E],$$

то получаем начальные условия: $A_0 \equiv A(0) = D_0 \equiv D(0) = 0$, $B_0 \equiv B(0) = C_0 \equiv C(0) = E$, соответствующие началу отсчета коэффициента отражения в конечной точке линии.

Следует отметить, что некоммутативность рассматриваемых матриц не была принципиальным препятствием при распространении приведенных в [Л. 1 и 4] результатов на многопроводный случай, так как рассматривались вопросы матричной алгебры. В матричном анализе (а предельный переход является аналитической операцией) некоммутативность матриц порождает значительные трудности. Поэтому вместо элементарных функций [Л. 1] и матричных функций [Л. 4] здесь для многопроводного случая будет использована теория матрицанта (мультипликативного интеграла) и мультипликативной производной, разработанная Вольтерра (см. [Л. 3]).

Матрицантом называется решение матричного дифференциального уравнения

$$\frac{d\Omega}{dx} \Omega^{-1} = P(x), \quad (\text{IV-2})$$

обращающееся в единичную матрицу при $x=x_0$. В качестве функции от матрицы P матрицант может быть найден методом последовательных приближений:

$$\Omega_{x_0}^x(P) = E + \int_{x_0}^x P(t) dt + \int_{x_0}^x P(t) dt \int_{x_0}^t P(u) du + \dots \quad (\text{IV-3})$$

Для матрицанта (мультипликативного интеграла) вводится обозначение:

$$\Omega_{x_0}^x(P) = \lim_{\max \Delta x_i \rightarrow 0} \prod_{x_i=x_0}^x [E + P(x_i) \Delta x_i] = \int_{x_0}^x [E + P(x) dx], \quad (\text{IV-4})$$

и операция мультипликативного дифференцирования (IV-2) оказывается обратной операции мультипликативного интегрирования (IV-4).

Нас будет интересовать решение матричного дифференциального уравнения (IV-2), удовлетворяющее произвольному начальному условию $\Omega(x_0) = \Omega_0$, которое через матрицант записывается в виде

$$\Omega(x) = \Omega_{x_0}^x(P) \Omega_0.$$

Воспользуемся мультипликативным интегралом и мультипликативной производной для выполнения предельного перехода в формулах (III-7), (III-8) при $m \rightarrow \infty$ и $\max l_r \rightarrow 0$ с целью получения матричных коэффициентов дробно-линейного преобразования (IV-1). В силу предельного соотношения

$$\prod_{r=0}^{m-1} \exp(\Gamma_r \Delta x_r) \cdot \frac{1}{2} (E + Z_{wr} Z_{w,r+1}^{-1}) \approx \prod_{r=0}^{m-1} [E + \Gamma(x_r) \Delta x_r] \times \\ \times \left[E - \frac{1}{2} \frac{\Delta Z_w(x_r)}{\Delta x_r} Z_w^{-1}(x_r) \Delta x_r \right] \rightarrow \\ \rightarrow \int_0^l \left[E + \left(\Gamma(x) - \frac{1}{2} \frac{dZ_w(x)}{dx} Z_w^{-1}(x) \right) dx \right],$$

справедливого при $l_r \equiv \Delta x_r \rightarrow 0$, получим две системы интегральных матричных уравнений вольтерровского типа (учтены условия $A_0 \equiv A(0) = D_0 \equiv D(0) = 0$, $B_0 \equiv B(0) = C_0 \equiv C(0) = E$):

$$A(l) = \int_0^l C(x) \cdot \frac{1}{2} \frac{dZ_w(x)}{dx} Z_w^{-1}(x) \int_x^l \left[E - \left(\Gamma(t) + \right. \right. \\ \left. \left. + \frac{1}{2} \frac{dZ_w(t)}{dt} Z_w^{-1}(t) \right) dt \right] dx; \\ C(l) = \int_0^l \left[E + \left(\Gamma(x) - \frac{1}{2} \frac{dZ_w(x)}{dx} Z_w^{-1}(x) \right) dx \right] + \quad (\text{IV-5})$$

$$+ \int_0^l A(x) \cdot \frac{1}{2} \frac{dZ_w(x)}{dx} Z_w^{-1}(x) \times \\ \times \int_x^l \left[E + \left(\Gamma(t) - \frac{1}{2} \frac{dZ_w(t)}{dt} Z_w^{-1}(t) \right) dt \right] dx; \\ B(l) = \int_0^l \left[E - \left(\Gamma(x) + \frac{1}{2} \frac{dZ_w(x)}{dx} Z_w^{-1}(x) \right) dx \right] + \\ + \int_0^l D(x) \cdot \frac{1}{2} \frac{dZ_w(x)}{dx} Z_w^{-1}(x) \int_x^l \left[E - \left(\Gamma(t) + \right. \right. \\ \left. \left. + \frac{1}{2} \frac{dZ_w(t)}{dt} Z_w^{-1}(t) \right) dt \right] dx; \quad (\text{IV-6})$$

$$D(l) = \int_0^l B(x) \cdot \frac{1}{2} \frac{dZ_w(x)}{dx} Z_w^{-1}(x) \int_x^l \left[E + \right. \\ \left. + \left(\Gamma(t) - \frac{1}{2} \frac{dZ_w(t)}{dt} Z_w^{-1}(t) \right) dt \right] dx.$$

Вводя обозначение

$$\frac{1}{2} \frac{dZ_w(x)}{dx} Z_w^{-1}(x) = N(x),$$

уравнения (IV-5) и (IV-6) можно преобразовать к виду:

$$\left. \begin{aligned} A(l) &= \int_0^l C(x) N(x) \int_l^x [E + (\Gamma(t) + N(t)) dt] dx; \\ C(l) &= \int_0^l [E + (\Gamma(x) - N(x)) dx] + \\ &+ \int_0^l A(x) N(x) \int_l^x [E + (-\Gamma(t) + N(t)) dt] dx; \end{aligned} \right\} \quad (IV-7)$$

$$\left. \begin{aligned} B(l) &= \int_0^l [E + (-\Gamma(x) - N(x)) dx] + \\ &+ \int_0^l D(x) N(x) \int_l^x [E + (\Gamma(t) + N(t)) dt] dx; \\ D(l) &= \int_0^l B(x) N(x) \int_l^x [E + (-\Gamma(t) + N(t)) dt] dx. \end{aligned} \right\} \quad (IV-8)$$

Эти две системы интегральных уравнений удобно решать методом последовательных приближений, принимая за нулевое приближение коэффициент отражения на входе соответствующей однородной многопроводной линии (без провисания проводов в пролетах между опорами). В соответствии с формулами (II-6) и (III-3) получим элементы нулевого приближения:

$$A_{[0]}(l) = 0, \quad B_{[0]}(l) = \exp(-\Gamma_0 l), \quad C_{[0]}(l) = \exp(\Gamma_0 l), \quad D_{[0]}(l) = 0. \quad (IV-9)$$

Подставляя (IV-9) в (IV-7) и (IV-8) и принимая в них для матрицанта $\Omega_{x_0}^x(\Gamma \pm N)$ формулу первого приближения в соответствии с (IV-3), получаем для коэффициентов результирующего коэффициента отражения $K(l)$ формулы первого приближения:

$$\left. \begin{aligned} A_{[1]}(l) &= \int_0^l \exp(\Gamma(t)x) N(x) \left[E + \int_l^x (\Gamma(t) + N(t)) dt \right] dx; \\ B_{[1]}(l) &= E - \int_0^l (\Gamma(x) + N(x)) dx; \\ C_{[1]}(l) &= E + \int_0^l (\Gamma(x) - N(x)) dx; \\ D_{[1]}(l) &= \int_0^l \exp(-\Gamma(l)x) N(x) \left[E - \int_l^x (\Gamma(t) - N(t)) dt \right] dx. \end{aligned} \right\} \quad (IV-10)$$

Можно было бы получить формулы первого приближения, вполне аналогичные соответствующим формулам, приведенным в [Л. 1 и 4], и обобщающие эти последние на случай матриц порядка n ; для получения таких формул нужно взять в качестве первого приближения для матрицанта выражение

$$\Omega_{x_0}^x(P) \approx \exp \left[\int_{x_0}^x P(x) dx \right].$$

Аналогично получаем формулы второго приближения:

$$\left. \begin{aligned} A_{[2]}(l) &= \int_0^l \left[E + \int_0^x (\Gamma(t) - N(t)) dt \right] N(x) \times \\ &\times \left[E + \int_l^x (\Gamma(u) + N(u)) du + \int_l^x (\Gamma(u) + N(u)) du \times \right. \\ &\times \left. \int_l^u (\Gamma(v) + N(v)) dv \right] dx; \\ C_{[2]}(l) &= E + \int_0^l (\Gamma(x) - N(x)) dx + \\ &+ \int_0^l (\Gamma(x) - N(x)) dx \int_0^x (\Gamma(t) - N(t)) dt + \\ &+ \int_0^l A_{[1]}(x) N(x) \left[E + \int_l^x (-\Gamma(u) + N(u)) du + \right. \\ &+ \left. \int_l^x (-\Gamma(u) + N(u)) du \int_l^u (-\Gamma(v) + N(v)) dv \right] dx; \\ B_{[2]}(l) &= E - \int_0^l (\Gamma(x) + N(x)) dx + \\ &+ \int_0^l (\Gamma(x) + N(x)) dx \int_0^x (\Gamma(t) + N(t)) dt + \\ &+ \int_0^l D_{[1]}(x) N(x) \left[E + \int_l^x (\Gamma(u) + N(u)) du + \right. \\ &+ \left. \int_l^x (\Gamma(u) + N(u)) du \int_l^u (\Gamma(v) + N(v)) dv \right] dx; \\ D_{[2]}(l) &= \int_0^l \left[E - \int_0^x (\Gamma(t) + N(t)) dt \right] N(x) \times \\ &\times \left[E + \int_l^x (-\Gamma(u) + N(u)) du + \int_l^x (-\Gamma(u) + \right. \\ &+ \left. N(u)) du \int_l^u (-\Gamma(v) + N(v)) dv \right] dx. \end{aligned} \right\} \quad (IV-11)$$

Ряды последовательных приближений сходятся к точному решению не хуже, чем ряд

$$1 + Ml + \frac{1}{2!} (Ml)^2 + \dots + \frac{1}{m!} (Ml)^m + \dots$$

сходится к функции $\exp(Ml)$, где M — умноженный на n наибольший из максимумов модулей элементов подынтегральных матриц на отрезке $(0, l)$.

В заключение отметим без доказательства (оно вполне аналогично приведенному), что если ввести матрицу передачи $T(0, l)$ неоднородной n -проводной линии, связывающую падающие и отраженные волны на входе неоднородной линии с падающими и отраженными волнами на выходе:

$$\begin{pmatrix} U_{\text{пад}}(l) \\ U_{\text{отр}}(l) \end{pmatrix} = T(0, l) \begin{pmatrix} U_{\text{пад}}(0) \\ U_{\text{отр}}(0) \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} T_{11}(l) & T_{12}(l) \\ T_{21}(l) & T_{22}(l) \end{pmatrix} \begin{pmatrix} U_{\text{пад}}(0) \\ U_{\text{отр}}(0) \end{pmatrix}$$

(матрица имеет порядок $2n$), то для подматриц $T_{11}(l)$, $T_{12}(l)$, $T_{21}(l)$, $T_{22}(l)$ справедливы матричные интегральные уравнения вольтерровского типа (обобщающие приведенные в [Л. 2]):

$$\left. \begin{aligned} T_{11}(l) &= \int_0^l \{E + [\Gamma(x) - N(x)] dx\} + \int_0^l \int_x^l \{E + [\Gamma(t) - \\ &\quad - N(t)] dt\} N(x) T_{21}(x) dx; \\ T_{21}(l) &= \int_0^l \int_x^l \{E + [-\Gamma(t) - N(t)] dt\} N(x) T_{11}(x) dx; \\ T_{12}(l) &= \int_0^l \int_x^l \{E + [\Gamma(t) - N(t)] dt\} N(x) T_{22}(x) dx; \\ T_{22}(l) &= \int_0^l \{E + [-\Gamma(x) - N(x)] dx\} + \\ &\quad + \int_0^l \int_x^l \{E + [-\Gamma(t) - N(t)] dt\} N(x) T_{12}(x) dx. \end{aligned} \right\} \quad (IV-12)$$

В случае кусочно-постоянных погонных параметров многопроводной линии электропередачи (даваемых матрицами Z_i , Y_i , Γ_i для каждого i -го отрезка, общее количество отрезков p) и локальных неоднородностей в точках x_i примыкания

◇ ◇ ◇

отрезков однородности, функция местных отражений становится матричной δ -функцией, интеграл от которой на отрезке $(x_i - \varepsilon, x_i + \varepsilon)$ при сколь угодно малом $\varepsilon > 0$ равен локальному коэффициенту отражения K_i .

Из формул (IV-7), (IV-8), (IV-12) и (IV-13) получаем для этого случая следующие формулы первого приближения (рекуррентные):

$$K(x_i) = K_i + \exp[\Gamma_i(x_{i-1} - x_i)] \times \\ \times K(x_{i-1}) \exp[\Gamma_i(x_{i-1} - x_i)], \quad (IV-14)$$

$$T_{22}(x_i) = (E - K_i) \exp[\Gamma_i(x_{i-1} - x_i)] T_{22}(x_{i-1}), \quad (IV-15)$$

где $i = 1, 2, \dots, p$.

Литература

1. Фельдштейн А. Л., Неоднородные линии, «Радиотехника», 1951, № 5, т. 6.
2. Фельдштейн А. Л. и Явич Л. Р. Синтез четырехполосников и восьмиполосников на СВЧ, изд-во «Связь», 1965.
3. Гантмахер Ф. Р., Теория матриц, Гостехиздат, 1954.
4. Захар-Иткин М. Х., Об эквивалентных параметрах двухпроводной линии электропередачи с периодическими распределенными неоднородностями, Труды ВНИИЭ, вып. XXXIII, 1968.

[15.4.1967]

УДК 621.3.013.32

Магнитное поле полого эллиптического цилиндра с постоянной плотностью тока

Академик Л. КНЭППО

Братислава, ЧССР

Для определения вектора напряженности плоскостного электрического поля, созданного бесконечно длинным и бесконечно тонким диэлектриком криволинейной цилиндрической формы, заряженным равномерно с поверхностной плотностью σ , используем комплексное выражение [Л. 1]¹.

$$E = -\frac{\sigma}{2\pi\epsilon} \int_{z_1}^{z_2} \frac{\sqrt{f'(z)} dz}{z - r}, \quad (1)$$

где $f'(z)$ — производная функции $\bar{z} = f(z)$, описывающей кривую, часть которой (или целая) изображает контуры сечения (рис. 1).

¹ Выражение (1) получается путем подстановки комплексных координат r и $\bar{r}$, z и $\bar{z}$ в известное по закону Кулона уравнение для напряженности электрического поля бесконечно длинной заряженной оси с линейной плотностью заряда σdl :

$$dE = -\frac{\sigma}{2\pi\epsilon} \frac{(z - r) dl}{(z - r)^2}$$

и интегрирования этого выражения по контуру l в пределах от z до z_2 .

Здесь при переходе к комплексному обозначению векторов z и r имеем:

$$dl = \sqrt{dz d\bar{z}}; \quad \frac{d\bar{z}}{dz} = f'(z); \quad z - r = z - r;$$

$$(z - r)^2 = (z - r)(\bar{z} - \bar{r}).$$

Черта над интегралом, как и над всеми комплексными значениями, обозначает сопряженную величину.

Исходя из формальной аналогии между плоскостным электростатическим полем и соответствующим ему магнитным полем и используя замены

$$E \rightarrow H \text{ и } \frac{\sigma}{\epsilon} \rightarrow j\sigma,$$

получим из выражения (1) уравнение для вектора напряженности магнитного поля, которое в случае замкнутого контура сечения примет следующий вид:

$$H = -j \frac{\sigma}{2\pi} \oint \frac{\sqrt{f'(z)} dz}{z - r}. \quad (2)$$

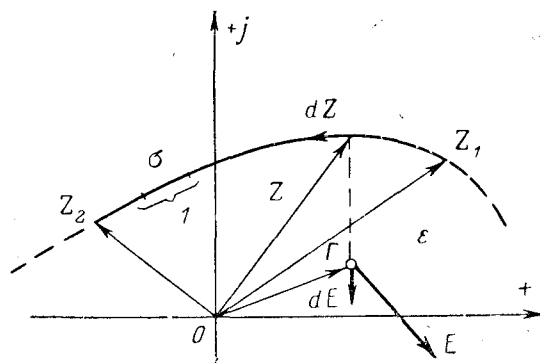


Рис. 1.

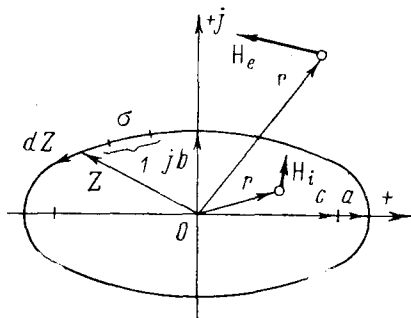


Рис. 2.

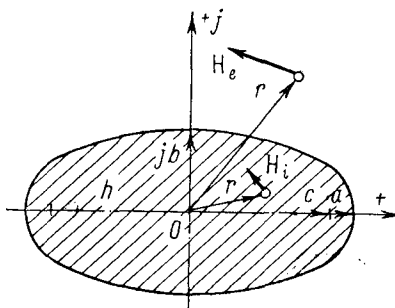


Рис. 3.

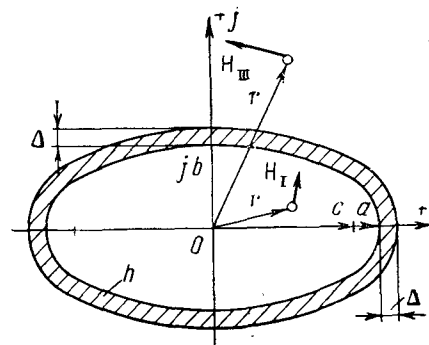


Рис. 4.

Пусть σ — плотность тока на единицу длины контура сечения, взятая со знаком плюс, если ток течет к наблюдателю. Интеграл по замкнутому контуру для внутренней и внешней областей будем рассматривать отдельно, чтобы получить аналитические выражения для H_i и H_e , которые в общем отличаются друг от друга.

В случае эллиптического контура (полого эллиптического цилиндра), изображенного на рис. 2, уравнение эллипса в комплексной системе координат будет [Л. 2] иметь вид:

$$z^2 + \bar{z} + Az\bar{z} + B = 0, \quad (3)$$

где

$$A = -2 \frac{a^2 + b^2}{c^2}; \quad B = \frac{4a^2b^2}{c^2}; \quad c^2 = a^2 - b^2.$$

Определяя $\bar{z}$ из уравнения (3), получим:

$$\bar{z} \equiv f(z) = \frac{a^2 + b^2}{c^2} \left(z \pm \frac{2ab}{a^2 + b^2} \sqrt{z^2 - c^2} \right)$$

и производную этой функции

$$\frac{d\bar{z}}{dz} \equiv f'(z) = \frac{a^2 + b^2}{c^2} \left(1 \pm \frac{2ab}{a^2 + b^2} \frac{z}{\sqrt{z^2 - c^2}} \right).$$

Для нашего конкретного случая, подставляя $f'(z)$ в уравнение (2), получим:

$$H = \pm j \frac{\sigma}{2\pi} \frac{\sqrt{a^2 + b^2}}{c} \oint \frac{\sqrt{1 \pm \frac{2ab}{a^2 + b^2} \frac{z}{\sqrt{z^2 - c^2}}}}{z - r}. \quad (4)$$

Нахождение интеграла по замкнутому контуру и использование его для описания внешней и внутренней областей очень сложно и для технической практики такой способ непригоден. Вызывает также возражение выбор бесконечно тонкого плоского проводника, который физически не может быть реализован. Поэтому будем стремиться найти математически более удобный способ решения для реальной модели. Относительно простые соотношения для определения вектора напряженности магнитного поля во внутренней и внешней областях получаются для массивного проводника эллиптического сечения (рис. 3), которые получены в работе [Л. 2]:

$$H_i = j \frac{h}{2} \left(r - \frac{a-b}{a+b} \bar{r} \right); \quad (5)$$

$$H_e = jh \frac{ab}{c^2} (\bar{r} - \sqrt{\bar{r}^2 - c^2}). \quad (6)$$

Для эллиптического сечения с полуосями $a + \Delta$ и $b + \Delta$ при одинаковой плотности тока h на основе уравнений (5) и (6) получим соотношения:

$$H'_i = j \frac{h}{2} \left(r - \frac{a-b}{a+b+2\Delta} \bar{r} \right); \quad (7)$$

$$H'_e = jh \frac{(a+\Delta)(b+\Delta)}{(a-b)(a+b+2\Delta)} (\bar{r} - \sqrt{\bar{r}^2 - (a-b)(a+b+2\Delta)}). \quad (8)$$

Используя принцип наложения, преобразуем уравнения для векторов напряженности магнитного поля полого эллиптического цилиндра с постоянной плотностью тока h (рис. 4).

Для внутренней области I находим с помощью уравнений (5) и (7):

$$H_I = H'_i - H_i = j \frac{h(a-b)\Delta}{(a+b)(a+b+2\Delta)} \bar{r}. \quad (9)$$

Для промежуточной области II уравнений (6) и (7) получаем:

$$H_{II} = H'_I - H_e.$$

Для внешней области III из уравнений (6) и (8) находим:

$$H_{III} = H'_e - H_e = j \frac{h}{a^2 - b^2} \times \\ \times \left[\frac{(a^2 + b^2)\Delta + (a+b)\Delta^2}{a+b+2\Delta} \bar{r} + ab \sqrt{\bar{r}^2 - c^2} - \right. \\ \left. - \frac{(a+b)(a+\Delta)(b+\Delta)}{a+b+2\Delta} \sqrt{\bar{r}^2 - (a-b)(a+b+2\Delta)} \right]. \quad (10)$$

При $h = \text{const}$ в уравнения (9) и (10) можно ввести ток, проходящий через сечение эллиптического кольца

$$I = \pi(a+\Delta)(b+\Delta)h - \pi abh = \pi h \Delta(a+b+\Delta).$$

Следовательно,

$$h = \frac{I}{\pi \Delta(a+b+\Delta)}.$$

Подставляя h в уравнения (9) и (10), получим:

$$H_I = j \frac{I}{\pi(a+b)(a+b+2\Delta)(a+b+\Delta)} \bar{r}; \quad (11)$$

$$H_{III} = j \frac{I}{\pi(a^2 + b^2)\Delta(a+b+2\Delta)(a+b+\Delta)} \{ [(a^2 + b^2)\Delta + (a+b)\Delta^2] \bar{r} + ab(a+b + \\ + 2\Delta) \sqrt{\bar{r}^2 - c^2} - (a+b)(a+\Delta)(b+\Delta) \times \\ \times \sqrt{\bar{r}^2 - (a-b)(a+b+2\Delta)} \}. \quad (12)$$

Для точного расчета H_I и H_{III} по уравнениям (11) и (12) необходимо выполнение условия $h = \text{const}$. Уравнения (11) и (12) действительны для модели реального проводника.

Для идеализированного случая плоского проводника ($\Delta = 0$) с заданной плотностью тока $\sigma = \text{const}$ необходимо найти соотношение между током I и σ . Периметр эллипса с полуосями a и b определяем с помощью уравнения

$$l = 4aE\left(\sqrt{1 - \left(\frac{b}{a}\right)^2}\right),$$

где E — полный эллиптический интеграл 2-го рода с модулем $\sqrt{1 - \left(\frac{b}{a}\right)^2}$.

Обычно в реальном случае $\Delta \ll ab$ и $\Delta \ll b$ и если будет достаточно приближенного решения, когда $\frac{b}{a}$ — не особенно малое число, то предположение, что $\sigma = \text{const}$ окажется достаточно точным. Ток I с приемлемой точностью можно определить из уравнения при заданном σ :

$$I = \sigma l = 4\sigma aE\left(\sqrt{1 - \left(\frac{b}{a}\right)^2}\right). \quad (13)$$

Применяя указанные выше допущения, получим выражения для полного эллиптического цилиндра (рис. 2), подставив в (11) и (12) $\Delta = 0$:

$$H_z = j \frac{(a-b)I}{\pi(a+b)^3} \bar{r}; \quad (14)$$

$$H_e = j \frac{(a^2 + b^2)I}{\pi(a+b)^2} \left(\frac{\bar{r} - \sqrt{\bar{r}^2 - c^2}}{c^2} + \frac{ab}{a^2 + b^2} \frac{1}{\sqrt{\bar{r}^2 - c^2}} \right). \quad (15)$$

При подстановке выражения (13) в эти соотношения они оказываются действительными в случае $b = a$ и достаточно точными в широком диапазоне для $b < a$. Если $b = 0$, то не соблюдается условие $\sigma = \text{const}$ и выражение (15) не будет соответствовать соотношению, отвечающему случаю плоского проводника шириной $2a$ с заданным распределением $\sigma = \text{const}$. Выражение (15) при $b = 0$ соответствует решению для плоского проводника с таким распределением σ , которое для $x \approx a$ носит убывающий характер, и $\sigma = 0$ при $x = a$.

Для расчета по формулам (14) и (15) преобразуем их путем записи комплексных чисел в алгебраической или показательной форме:

$$r = x + jy = |r| e^{j\varphi};$$

$$\bar{r} = x - jy = |r| e^{-j\varphi}.$$

Чтобы получить общее представление о магнитном поле, будем строить уравнения семейств силовых линий для внутренней и внешней областей и на основе этих уравнений изображать картину поля с помощью силовых линий. Целесообразно изображать силовые линии так, чтобы магнитный поток каждой силовой трубки, образованной двумя соседними силовыми линиями, был бы одинаков. С помощью такой картины поля будет возможно

по относительному сгущению силовых линий судить непосредственно о величине векторов напряженности магнитного поля. Так как поля симметричны, то достаточно изображать только первый квадрант комплексной плоскости.

Для исследования уравнения семейства силовых линий плоскопараллельного поля, дивергенция и ротация которого равны нулю, можно использовать косвенный метод [Л. 2].

Аналитическое выражение для H , записанное в комплексной системе координат для случая полей, описанных выше, является всегда функцией лишь $\bar{r}$. Определяя $\bar{H}$, сопряженное H , и используя неопределенный интеграл, получаем вспомогательную величину, которую назовем комплексным потенциалом, являющимся функцией только r :

$$P = \int \bar{H} dr. \quad (16)$$

Определив мнимую часть комплексного потенциала, можем выразить уравнение семейства силовых линий в комплексной системе координат:

$$\psi = C + \text{Im } P, \quad (17)$$

где постоянная C определяется параметром одной силовой линии, проходящей через определенную точку поля.

Приведем в сжатой форме вывод уравнения семейства силовых линий (более подробно см. в [Л. 2]).

Используя уравнение (14), определим комплексный потенциал для внутренней области:

$$P_i = \int \bar{F}_i dr = -j \frac{(a-b)I}{\pi(a+b)^3} \int r dr = -j \frac{(a-b)I}{2\pi(a+b)^3} r^2.$$

Вводя $r = |r| e^{j\varphi}$ и отношение $\frac{r}{c} = \lambda$, получим величину мнимой части:

$$\text{Im } P_i = -\frac{I}{2\pi} \left(\frac{a-b}{a+b} \right)^2 \lambda^2 \cos 2\varphi.$$

Тогда

$$\psi_i = C_i + \text{Im } P_i = C_i - \frac{I}{2\pi} \left(\frac{a-b}{a+b} \right)^2 \lambda^2 \cos 2\varphi.$$

Выбирая $\psi_i = 0$ для $|r| = 0$ и $\lambda = 0$, получим $C_i = 0$ и, следовательно,

$$\psi_i = -\frac{I}{2\pi} \left(\frac{a-b}{a+b} \right)^2 \lambda^2 \cos 2\varphi. \quad (18)$$

Соотношение (18) является уравнением семейства равнобоковых гипербол в полярной системе координат с полуосями

$$a' = b' = \frac{a-b}{a+b} \sqrt{\frac{I}{2\pi} (-\psi_i)}. \quad (19)$$

В точке $|r| = a$, $\varphi = 0$ будет $\lambda = \frac{a}{c}$. Используя выражение (18), получаем параметр силовой линии:

$$\psi_{ia} = -\frac{I}{2\pi} \frac{a^2(a-b)}{(a+b)^3}. \quad (20)$$

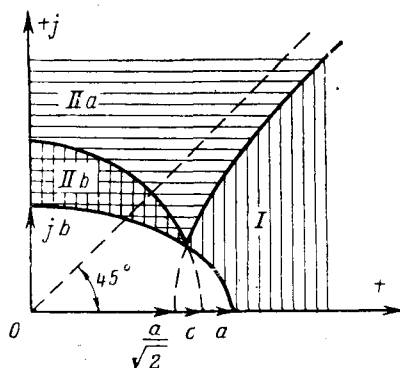


Рис. 5.

Выражения для комплексного потенциала во внешней области получаем, используя (15) и (16):

$$P_e = -j \frac{(a^2 + b^2) I}{2\pi(a+b)^2} \left[\left(\frac{r}{c} \right)^2 - \frac{r}{c} \sqrt{\left(\frac{r}{c} \right)^2 - 1} + \frac{(a+b)^2}{a^2 + b^2} \text{Arch} \frac{r}{c} \right]. \quad (21)$$

Учитывая соотношение $\text{Im}(jA) = \text{Re} A$, найдем действительные части отдельных членов уравнения (21):

$$\text{Re} \left(\frac{r}{c} \right)^2 = \lambda^2 \cos 2\varphi;$$

$$\text{Re} \left[\frac{r}{c} \sqrt{\left(\frac{r}{c} \right)^2 - 1} \right] = \pm \frac{\lambda}{\sqrt{2}} \times \\ \times \sqrt{\lambda^4 - 2\lambda^2 \cos 2\varphi + 1 + \lambda^2 \cos 4\varphi - \cos 2\varphi}.$$

Здесь знак плюс соответствует области, ограниченной действительной осью и одной ветвью равнобочной гиперболы с полуосями $a_1 = b_1 = \frac{a}{\sqrt{2}}$ и с фокусом в точке a , знак минус — остальной части, т. е. области, ограниченной мнимой осью, частью действительной оси и ветвью данной гиперболы (рис. 5).

Найдем также

$$\text{Re} \left(\text{Arch} \frac{r}{c} \right) = \frac{1}{2} \text{Arch} (\lambda^2 + \\ + \sqrt{\lambda^4 - 2\lambda^2 \cos 2\varphi + 1}).$$

Это выражение действительно для $\lambda \geq 1$, и двузначная функция Arch берется только с положительным знаком. Если $\lambda \leq 1$, то

$$\text{Re} \left(\text{Arch} \frac{r}{c} \right) = \\ = \frac{1}{2} \text{Arsh} \left(\sqrt{2} \lambda \sqrt{\lambda^4 - 2\lambda^2 \cos 2\varphi + 1} + \right. \\ \left. + \lambda^2 \cos 4\varphi - \cos 2\varphi \right),$$

и эта двузначная функция берется с отрицательным знаком.

Аналитическое выражение семейства силовых линий для первого квадранта комплексной плоскости можем записать на основе (17) и рис. 5.

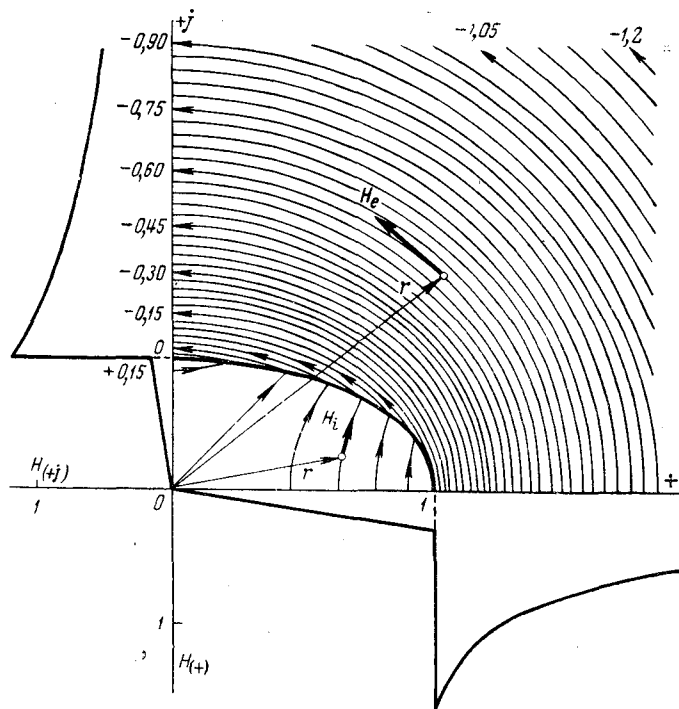


Рис. 6.

Область I:

$$\psi_{eI} = C_e - \frac{(a^2 + b^2) I}{2\pi(a+b)^2} \left[\lambda^2 \cos 2\varphi - \frac{\lambda}{\sqrt{2}} \sqrt{\lambda^4 - 2\lambda^2 \cos 2\varphi + 1} + \lambda^2 \cos 4\varphi - \cos 2\varphi + \right. \\ \left. + \frac{(a+b)^2}{2(a^2 + b^2)} \text{Arch} (\lambda^2 + \sqrt{\lambda^4 - 2\lambda^2 \cos 2\varphi + 1}) \right]. \quad (22)$$

Область IIa:

$$\psi_{eIIa} = C_e - \frac{(a^2 + b^2) I}{2\pi(a+b)^2} \left[\lambda^2 \cos 2\varphi + \frac{\lambda}{\sqrt{2}} \sqrt{\lambda^4 - 2\lambda^2 \cos 2\varphi + 1} + \lambda^2 \cos 4\varphi - \cos 2\varphi + \right. \\ \left. + \frac{(a+b)^2}{2(a^2 + b^2)} \text{Arch} (\lambda^2 + \sqrt{\lambda^4 - 2\lambda^2 \cos 2\varphi + 1}) \right]. \quad (23)$$

Область IIb:

$$\psi_{eIIb} = C_e - \frac{(a^2 + b^2) I}{2\pi(a+b)^2} \left[\lambda^2 \cos 2\varphi + \frac{\lambda}{\sqrt{2}} \sqrt{\lambda^4 - 2\lambda^2 \cos 2\varphi + 1} + \lambda^2 \cos 4\varphi - \cos 2\varphi + \right. \\ \left. + \frac{(a+b)^2}{2\pi(a^2 + b^2)} \text{Arsh} (\sqrt{2} \lambda \times \right. \\ \left. \times \sqrt{\lambda^4 - 2\lambda^2 \cos 2\varphi + 1} + \lambda^2 \cos 4\varphi - \cos 2\varphi) \right]. \quad (24)$$

Для положительной оси при $\lambda = \frac{a}{c} \div \infty$ подстановкой $\varphi = 0$ в уравнение (22) получаем:

$$\psi_{e(+)} = C_e - \frac{(a^2 + b^2) I}{2\pi(a+b)^2} \left[\lambda e^{-\text{Arch} \lambda} + \frac{(a+b)^2}{a^2 + b^2} \text{Arch} \lambda \right]. \quad (25)$$

Для мнимой оси при $\lambda = \frac{b}{a} \div \infty$ подстановкой $\varphi = \frac{\pi}{2}$ в уравнение (23) и (24) получаем после соответствующих преобразований выражение

$$\varphi_{e(+j)} = C_e - \frac{(a^2 + b^2)I}{2\pi(a+b)^2} \left[\lambda e^{-\text{Arsh } \lambda} + \frac{(a+b)^2}{a^2 + b^2} \text{Arsh } \lambda \right]. \quad (26)$$

Соотношения (25) и (26) пригодны для конкретных вычислений, так как все использованные функции можно вычислить с помощью таблиц. Постоянную C_e определяем из условия непрерывности φ на границе. Выберем на границе точку $r=a$. Подстановкой (20) в левую часть уравнения (25) и подстановкой $\lambda = \frac{a}{c}$ получаем

$$C_e = \frac{I}{2\pi(a+b)^2} \left[ab + (a+b)^2 \ln \sqrt{\frac{a+b}{a-b}} \right].$$

На рис. 6 изображена картина поля на основе приведенных соотношений для $\frac{I}{2\pi} = 1$; $a = 1$; $b = 0,5$. Параметр силовой линии, проходящей через начало системы координат, принят равным нулю, а силовые линии проведены через каждые 0,15 относительных единиц. На картине поля изображены графики изменения величины напряженности магнитного поля относительно действительной и мнимой осей.

Заключение. 1. Расчет векторных и скалярных плоскопараллельных или плоских и симметричных относительно прямой (плоскомеридианных или осесимметричных) полей удобно проводить в комплексной системе координат, т. е. с помощью выражений, составляемых относительно комплексной координаты r и ее сопряженного значения $\bar{r}$. Это приводит к значительной экономии математических операций, получаемой в том случае, когда расчет производится непосредственно в комплексной системе координат, но требует записи уравнений

кривых на плоскости в комплексной системе координат, определения производной, интегрирования и т. д. Полученные результаты далее однозначно переписываются в такой форме, которая позволяет провести конкретные вычисления. Получаемые выражения часто могут быть громоздкими.

2. Идеализированные модели плоских проводников с бесконечно малой толщиной вводятся в основном для упрощения решения. Однако приведенный пример, как и другие случаи решения более сложных задач показывают, что при предельном переходе от реальных моделей с определенным сечением проводника к бесконечно тонкому плоскому проводнику получается упрощенное решение. Кроме того, получаем и более удобную физическую интерпретацию.

3. Магнитное поле внутренней области полого эллиптического цилиндра при $\frac{b}{a} = 0,5$ представля-

ет только малую часть внешнего поля. При $\frac{b}{a} = 1$, т. е. для кругового кольца, напряженность поля во внутренней области равна нулю. При уменьшении $\frac{b}{a}$ увеличивается часть внутреннего поля.

Если $\frac{b}{a} = 0$, то площадь внутренней области равна нулю и не имеет смысла говорить о внутреннем поле. Как уже отмечалось, в этом случае решение уравнения (15) для внешнего поля не будет точным, так как не выполняется предположение $\sigma = \text{const}$. Точное решение, которое бы соответствовало и этому случаю, было бы намного сложнее, чем приведенное приближенное решение.

Литература

1. Кнэппо Л., Riešenie rovinné súmerných fyzikálnych polí, práce Ústavu teórie merania, Bratislava 1965, zôšit 2.
2. Кнэппо Л., Magnetické pole priameho masívneho prúdovodiča ľubovolného prierezu, «ACTA METRONOMICA», Bratislava, 1967.

[3.1.1968]



УДК 621.791.75:621.3.083

Регистрация параметров импульсов и динамических вольт-амперных характеристик сварочных дуг

Кандидаты техн. наук А. Г. ПОТАПЬЕВСКИЙ, В. С. МЕЧЕВ и инж. В. В. РАСТЕГАЕВ

Институт электросварки им. Е. О. Патона АН УССР

В настоящее время для получения больших плотностей энергии в газовом разряде широкое применение находят импульсные электрические дуги [Л. 1 и 2]. Для оценки степени влияния импульсов тока на изменение характеристик дуг, воздействия их на электроды, расчета и конструирования источников питания импульсных дуг необходимо знать параметры импульсов и динамические вольт-амперные характеристики этих дуг.

Для регистрации истинных параметров импульсов напряжения и тока и динамических вольт-амперных характеристик дуг необходима специальная настройка измерительных цепей и компенсация неизбежных погрешностей.

В настоящей работе описаны методика и аппаратура для регистрации параметров импульсов и динамических вольт-амперных характеристик силовоточных сварочных дуг. Данная аппаратура и

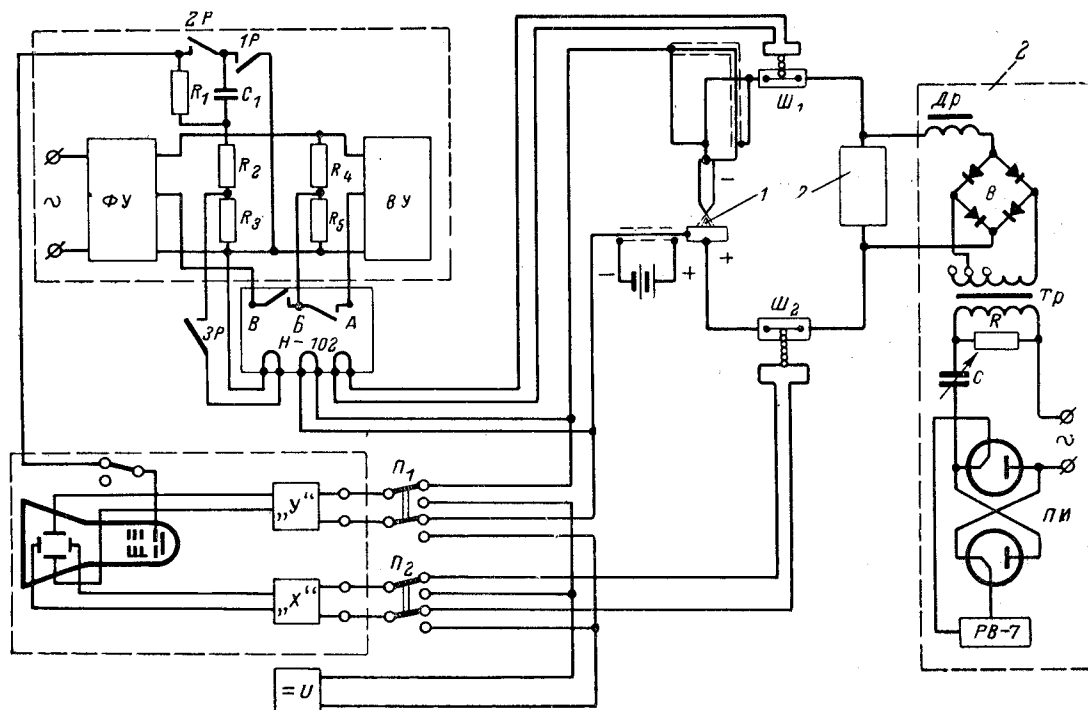


Рис. 1. Схема установки для исследований динамических вольт-амперных характеристик мощных электрических дуг. 1 — электрическая дуга; 2 — источник питания дуги; 3 — источник импульсов.

методика могут быть использованы и в других областях импульсной техники.

Схема установки для регистрации и исследования динамических вольт-амперных характеристик сильноточных дуг приведена на рис. 1. На стационарно горящую дугу 1 постоянного тока, питаемую от сварочного генератора или выпрямителя 2, накладывают импульсы тока. Источник импульсов 3 состоит из игнитронного прерывателя ПИ с фазовой регулировкой напряжения, а следовательно, и тока импульса, осуществляемой реле времени РВ-7, батареи конденсаторов С; трансформатора Тр и выпрямителя В. Длительность импульсов и частота их следования задаются величиной емкости (общая емкость до 5000 мкф), настройкой игнитронного прерывателя и изменением коэффициента трансформации трансформатора Тр. Скорость изменения тока регулируется также дросселем Др. Преимуществом данной схемы источника импульсов является то, что он, во-первых, обеспечивает непрерывное следование импульсов с частотой до 100 гц и, во-вторых, благодаря наличию выпрямителя позволяет получать униполярные импульсы. Непрерывное следование импульсов через дугу стабилизирует ее положение по оси электрода, обеспечивая тем самым точную установку длины дуги в момент импульса и хорошую воспроизводимость результатов измерений. Как показывает опыт, для получения истинных динамических вольт-амперных характеристик электрической дуги необходимо накладывать на дугу униполярные импульсы. В случае обычного разряда конденсаторов через электрическую дугу имеет место колебательный процесс [Л. 1 и 2], в результате чего на окончательную форму динамической характеристики влияют процессы установления тока в газе [Л. 3].

Для визуального наблюдения динамических характеристик были использованы двухлучевой осцил-

лограф С1—16 или осциллограф С1—4 с дополнительным усилителем.

Для регистрации динамических вольт-амперных характеристик с экрана осциллографа использовался фотоаппарат типа «Зенит 3м». Вместо обычной электромагнитной системы привода спускового механизма фотоаппарата использовалась модуляция луча по яркости за счет разряда конденсатора С₁ на управляющую сетку электроннолучевой трубки осциллографа в данный момент времени [Л. 4]. Одновременно изменение напряжения и тока дуги записывалось на осциллографе Н-102. При исследовании динамических характеристик открывается затвор фотоаппарата, установленного на осциллографе С1—4, и с помощью переключателей П1 и П2 наносятся масштабные точки координатных осей х и у путем подачи на соответствующие каналы осциллографа постоянного напряжения «=U». Затем нажимается кнопка «пуск» на осциллографе Н-102, при этом его контакты БВ замыкают цепь триггера выходного устройства ВУ, который запускается первым импульсом от формирующего устройства ФУ, синхронизированного через сеть с источником импульсов. Затем срабатывает реле выходного устройства ВУ, замыкаются контакты 2Р, разряжается конденсатор С₁, повышается яркость луча, и на экране электронного осциллографа появляется динамическая характеристика дуги. Контакты 3Р выходного устройства замыкают цепь осциллографического гальванометра, отмечающего фотографируемый с экрана электронного осциллографа импульс на пленке осциллографа Н-102.

Перед началом исследования динамических характеристик необходимо предварительно настроить измерительные цепи с тем, чтобы отсутствовали искажения формы кривых импульсов тока и напряжения. С этой целью дуга заменялась эталон-

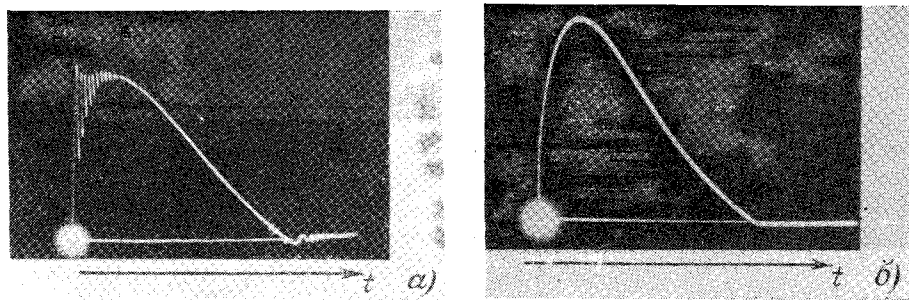


Рис. 2. Фотографии импульсов напряжения на активном сопротивлении.
а — измерительная цепь не настроена; б — измерительная цепь настроена, напряжение тока в центральной жиле и оплетке коаксиального провода совпадают.

ным безындуктивным сопротивлением ($0,05 \text{ ом}$), изготовленным из материала с минимальным температурным коэффициентом сопротивления (медь, титан). Электрическая схема установки переключалась на воспроизведение на экран электронного осциллографа отдельных импульсов тока и напряжения. Индуктивность импульсной цепи установки (вторичной обмотки трансформатора, выпрямительного блока и силовых кабелей) была равна $2,9 \cdot 10^{-5} \text{ гн}$, а активное сопротивление $2 \cdot 10^{-6} \text{ ом}$.

Для записи и измерения импульсов тока в установке применены плоские шунты ($Ш_1$ и $Ш_2$ на рис. 1) с индуктивностью 10^{-8} гн и активным сопротивлением 10^{-4} ом . Обычно в этих случаях не рекомендуется пользоваться шунтами, так как при больших скоростях изменения тока из-за скин-эффекта в шунте нарушается пропорциональность между током и падением напряжения на нем. Кроме того, появляются погрешности из-за э. д. с., наводимой внешними магнитными полями в измерительных цепях. Последние погрешности в наибольшей степени искажают форму импульсов тока. Это вызвано тем, что падение напряжения на шунтах мало и поэтому наведенная э. д. с. оказывает влияние на форму кривой импульса тока и результат измерения. Как показано в работе [Л. 5], в случае применения плоских шунтов указанные погрешности можно устранить соответствующей настройкой измерительной цепи тока. С этой целью измерительные провода от точек присоединения к шунту укладываются вдоль шунта и плотно прижимаются к его поверхности с тем, чтобы площадь прямой (вредной) петли была минимальной. Затем на расстоянии, равном 15—20 толщинам шунта, делается обратная петля, причем на участке между этой петлей и шунтом производится скрутка проводов.

Изменяя величину площади обратной петли и поворачивая петлю относительно направления тока в шунте, добиваются компенсации погрешностей. Оценка компенсации производится по форме кривой тока на экране осциллографа [Л. 5]. Этот способ настройки измерительных цепей обладает тем недостатком, что при изменении величины тока и скорости его нарастания необходимо подстраивать измерительную цепь тока. Помимо этого данный метод не годится для настройки измерительных цепей напряжения, так как излучение электрической дуги не позволяет приблизить изме-

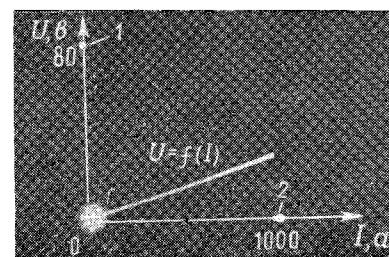


Рис. 3. Динамическая характеристика активного сопротивления.

рительные провода к дуге настолько, чтобы прямая петля была небольшой.

В настоящей работе был использован описанный выше метод настройки измерительных цепей тока в сочетании со следующим методом настройки измерительной цепи напряжения. Измерительная цепь напряжения подключается коаксиальным проводом. При этом центральная жила, которая идет к осциллографам, и оплетка подключаются к одному потенциалу таким образом, чтобы направление тока в них совпадало (см. подключение минусового провода измерительной цепи напряжения на рис. 1). В результате магнитное поле тока, текущего по коаксиальной оплетке, экранирует центральную жилу от воздействия на нее внешних магнитных полей. В то же время в связи с тем, что ток в центральном проводе и оплетке одного направления, индуктивность этого коаксиального контура равна нулю. Если практически невозможно или неудобно подключить оплетку и центральную жилу к одному потенциалу, то можно запитать оплетку от постороннего источника постоянного тока так, чтобы направление тока в них совпадало. В любом случае второй конец оплетки следует подключить к потенциалу только после удаления измерительных цепей на расстояние, когда внешние магнитные поля, создаваемые током, текущим по силовым цепям, практически отсутствуют.

На рис. 2 представлены фотографии с экрана электронного осциллографа импульсов напряжения, полученные при ненастроенной цепи напряжения (рис. 2,а) и настроенной цепи (рис. 2,б), когда по оплетке коаксиального провода измерительной цепи течет ток того же направления, что и в центральной жиле. Как видно из рис. 2,б, погрешности от наводок в измерительной цепи напряжения в этом случае практически отсутствуют.

Предлагаемый способ подключения измерительных цепей обладает следующими преимуществами: во-первых, отсутствует опасность перекомпенсации погрешностей и, во-вторых, не требуется дополнительной настройки измерительных цепей при изменении параметров импульсов. К сожалению, этот способ не может быть рекомендован для настройки измерительных цепей тока, так как он не дает возможности скомпенсировать погрешности от скин-эффекта в шунте.

Критерием оценки качества настройки измерительных цепей может быть принята динамическая

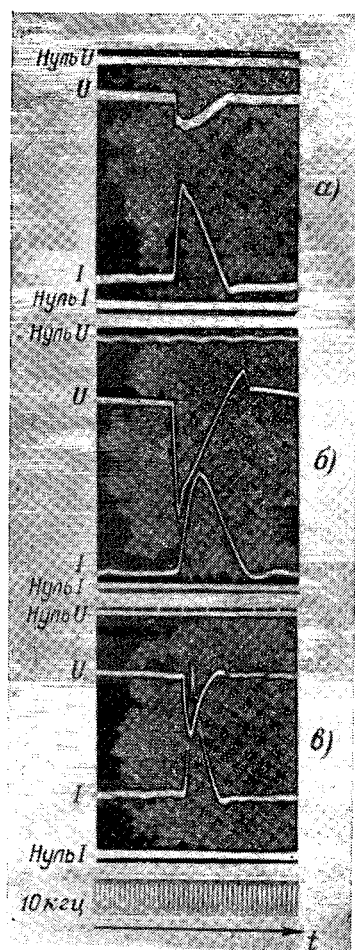


Рис. 4. Осциллограммы импульсов напряжения и тока электрической дуги в аргоне.
а — измерительные цепи напряжения и тока не настроены;
б — настроена только измерительная цепь тока; в — измерительные цепи напряжения и тока настроены.

вольт-амперная характеристика активного сопротивления, которая при настроенных измерительных цепях должна быть прямой линией (рис. 3). При этом настраивать измерительную цепь тока по динамической характеристике активного сопротивления

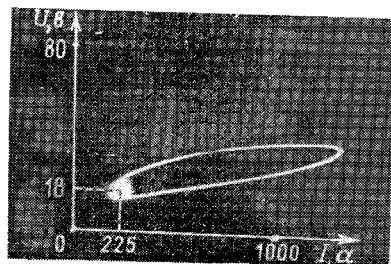


Рис. 5. Динамическая вольт-амперная характеристика дуги в аргоне.

ния следует при предварительно настроенной измерительной цепи напряжения. В противном случае возможно, что за счет изменения знака погрешностей, наводимых обратной петлей измерительной цепи тока, погрешности в измерительной цепи напряжения не будут искажать форму динамической характеристики активного сопротивления. В результате, несмотря на то, что динамическая характеристика сопротивления при данных пара-

метрах импульса окажется прямой линией, измерительные цепи тока и напряжения будут не настроены.

Следует отметить, что предлагаемые методы настройки измерительных цепей, а также контроль за качеством их настройки по динамической характеристике активного сопротивления также гарантирует компенсацию погрешностей, вносимых импульсной силовой цепью. Поэтому после замены сопротивления дугой можно считать, что при исследовании импульсных дуг удастся получить истинную форму динамической вольт-амперной характеристики этих дуг и точно определить их параметры по напряжению и току.

В случае использования для записи импульсов тока и напряжения электромагнитного осциллографа Н-102 могут появиться дополнительные искажения при неправильном выборе гальванометра по частотным характеристикам.

Чтобы избежать искажений, вносимых инерционностью осциллографических гальванометров, следует определить эквивалентную частоту импульсов и по ней подбирать соответствующие гальванометры.

Признаком наличия искажений на осциллограммах электромагнитных осциллографов при не настроенных измерительных цепях является появление на переднем (реже на заднем) фронте кривой импульса напряжений и тока характерного излома (рис. 4,а). При больших скоростях изменения тока ($>10^6$ а/сек) этот излом превращается в острую вершину (рис. 4,б, кривая напряжения). Очевидно, что в этом случае не представляется возможным определить истинные параметры импульсов и построить динамическую вольт-амперную характеристику при обработке осциллограмм напряжения и тока. Подобные признаки, говорящие о неверной настройке измерительных цепей при исследовании импульсных процессов, можно видеть на осциллограммах, приведенных во многих работах, в частности и в работах [Л. 1 и 2]. При настроенных измерительных цепях и правильно выбранных осциллографических гальванометрах (рис. 4,в) динамическая характеристика может быть построена по кривым напряжения и тока, записанным электромагнитным осциллографом. Так, динамическая вольт-амперная характеристика, построенная по данным рис. 5,в, совпадает с характеристикой дуги с неплавящимся вольфрамовым электродом в аргоне, снятой с экрана электронного осциллографа (рис. 5).

Литература

1. Митин Р. В. и др., Импульсный нагрев дуги высокого давления в аргоне, ЖТФ, 1966, т. 35, 1211.
2. Князев Ю. Р. и др., Импульсная дуга высокого давления в гелии и водороде, сб. «Взаимодействие заряженных частиц с плазмой», 1967, Киев.
3. Грановский В. Л., Электрический ток в газах, 1952, т. I, М.
4. Дюргеров Н. Г. и др., Методика снятия динамических характеристик импульсной дуги, «Сварочное производство», 1968, № 5.
5. Пентегов И. В., Измерение и запись импульсов сварочного тока с использованием плоских шунтов, «Автоматическая сварка», 1964, № 2.

[10.7.1968]

Об определении потерь энергии по времени потерь

Проф. П. Г. ГРУДИНСКИЙ

Московский энергетический институт

и инж. Н. М. СЫЧ

Белорусский политехнический институт

Для технико-экономических расчетов при проектировании электрических сетей широко применяется метод определения потерь энергии по времени потерь τ .

До сороковых годов значение этого показателя определяли в зависимости от продолжительности использования максимума полного тока (мощности) — T_m .

Была установлена зависимость $\tau = f(T_m)$ от формы годовых графиков нагрузки по продолжительности, а также показано, что все возможные точки укладываются между предельными кривыми 1 и 2 на рис. 1. Кривая 1 соответствует двухступенчатому графику 1 на рис. 2 с ординатами $S = S_m$ и $S = 0$, кривая 2 — графику вида 2 на рис. 2 с очень кратковременным максимумом S_m и постоянной нагрузкой S . Кривым 1 и 2 на рис. 1 соответствуют зависимости $\tau_* = T_{*m}$ и $\tau_* = T_{*m}^2$.

Были предложены усредненные зависимости $\tau = f(T_m)$ для определенных групп электроприемников [Л. 1, 3 и 4]. Однако их применение затруднительно, поскольку при проектировании обычно известна продолжительность использования максимума активной мощности $T_{m,a}$, а не полной мощности T_m .

В связи с этим было предложено несколько видов кривых, отражающих связь между временем потерь, временем использования максимума активной нагрузки и коэффициентом мощности $\tau = f(T_{m,a}, \cos \varphi_m)$ [Л. 2 и 4]. Кривые [Л. 2] практически рекомендуются почти всеми учебными пособиями и справочниками, вытеснив зависимость $\tau = f(T_m)$.

Кривые [Л. 2] были построены в предположении, что коэффициент мощности силовой нагрузки постоянный, а его значение в максимум нагрузки обуславливается удельным весом осветительной нагрузки в общем графике.

Оба эти положения неправомерны. Коэффициент мощности силовой нагрузки меняется на протяжении суток и года и эти изменения могут быть значительными. Одна и та же величина коэффициента мощности в максимум активной нагрузки может наблюдаться при существенно различных соотношениях осветительной и силовой нагрузок в зависимости от состава и режима работы асинхронных двигателей, а так-

же от степени компенсации реактивных нагрузок; последнее обстоятельство вообще в [Л. 2] не учитывается так же, как и возможность несовпадения максимумов активной и реактивных нагрузок во времени.

Отмеченные выше факторы могут привести к существенным погрешностям. Проведенные нами контрольные расчеты показали, что ошибка при определении потерь энергии согласно [Л. 2] может доходить для сетей промышленных предприятий до 30%, а для районных сетей — до 50%. Кроме того, метод [Л. 2] не может быть использован для определения снижения потерь энергии при определении оптимальной степени компенсации реактивной мощности, выбора режима напряжения и т. п.

В [Л. 6] предлагается отдельно определять потребление активной и реактивной мощностей и рекомендуются значения $T_{m,a}$ и $T_{m,r}$ для отдельных видов промышленных предприятий. Казалось бы, зная эти последние показатели, нетрудно вычислить и потери энергии по выражению

$$\Delta A = \frac{R}{U_n^2} (P_m^2 \tau_a + Q_m^2 \tau_r) 10^{-3}, \quad (1)$$

где R и U_n — сопротивление и номинальное напряжение участка сети, ом и кв;

P_m и Q_m — годовой максимум активной и реактивной мощности (между собой они могут не совпадать по времени суток и года), кВт и квар;

τ_a и τ_r — время потерь от активной и реактивной мощности, ч/год.

Значения τ_a и τ_r могут быть получены по времени использования максимума активной ($T_{m,a}$) и реактивной ($T_{m,r}$) нагрузок, так как эти величины связаны между собой графиками активной и реактивной мощностей и определяются лишь формой этих графиков, точно так же как T_m и τ .

Однако и при таком методе не учитывается различная степень компенсации реактивных нагрузок. Кроме того, принимая рекомендованные значения $T_{m,a}$, тем самым принимают, что соотношение между отдельными видами нагрузок у проектируемых объектов сохраняется таким же, как у действующих предприятий, что далеко не всегда соответствует действительности.

Для устранения указанных недостатков в этой статье предлагается другой метод, основанный на использовании выражения (1), т. е. на раздельном определении потребления активной и реактивной мощностей. Рассмотрим порядок определения расчетных значений составляющих выражения (1) по этому методу.

Для активных нагрузок P_m может быть определено согласно указаниям [Л. 6]. Там же даются рекомендуемые значения $T_{m,a}$, по которым, используя кривую 3 на рис. 1, можно определить время потерь от передачи активной мощности τ_a .

В тех случаях, когда проектируемый объект отличается от типовых, послуживших основанием для рекомендаций [Л. 6], или когда требуется определить потери не только для сети объекта в целом, но и по цехам, или когда необходимо рассчитать потери в сетях нового предприятия, можно выбирать $T_{m,a}$ по приведенной ниже таблице, исходя из относительных нагрузок смен $1:\beta_2:\beta_3$ и коэффициента максимума $k_m = P_m/P_{cp}$ [Л. 6].

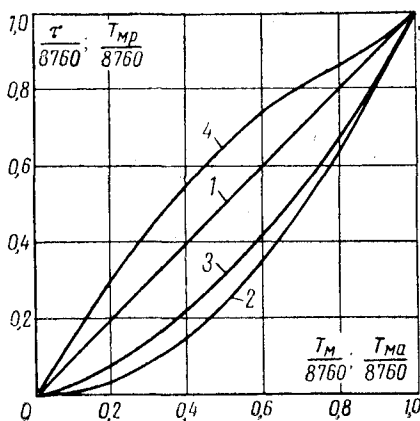


Рис. 1.

Продолжительность использования максимума активной нагрузки $T_{м.а}$ и времени потерь τ_a в зависимости от коэффициента максимума и от относительных загрузок смен

$1:\beta_a:\beta_s$	$k_m = P_m/P_{ср}$			
	1,1	1,2	1,3	1,4
1:1:1	0,86/0,75 ¹	0,80/0,68	0,74/0,60	0,68/0,75
1:1:0,8	0,80/0,67	0,75/0,60	0,69/0,52	0,64/0,49
1:1,8:0,6	0,67/0,49	0,62/0,44	0,57/0,40	0,53/0,35
1:0,6:0,4	0,58/0,40	0,51/0,34	0,48/0,30	0,44/0,26
1:0,4:0,2	0,45/0,30	0,41/0,25	0,38/0,22	0,35/0,19
1:1:1,0	0,59/0,50	0,51/0,42	0,48/0,36	0,44/0,32
1:0,8:0,1	0,53/0,48	0,48/0,37	0,44/0,30	0,42/0,27
1:0,6:0,1	0,46/0,36	0,43/0,29	0,39/0,26	0,37/0,23
1:0,4:0,1	0,41/0,28	0,37/0,23	0,34/0,23	0,32/0,17

¹ Числитель дроби — $T_{м.а}$, знаменатель — τ_a .

Определение Q_m и $T_{м.р}$ несколько сложнее, чем P_m и $T_{м.а}$. В отличие от [Л. 6] мы предлагаем определять Q_m не через P_m и $\cos \varphi_m$, а в зависимости от мощности установленных асинхронных двигателей и трансформаторов, сначала без учета компенсирующих устройств:

$$Q'_m = \sum_{i=1}^n P_{м.д.и} \operatorname{tg} \varphi_{м.д.и} + \Delta Q_{т.с}, \quad (2)$$

где $P_{м.д.и}$ — потребляемая активная мощность группой однородных асинхронных двигателей, *квт*;

$\operatorname{tg} \varphi_{м.д.и}$ — тангенс, соответствующий коэффициенту мощности для этой группы двигателей в максимум нагрузки;

$\Delta Q_{т.с}$ — суммарные потери реактивной мощности в понижающих трансформаторах промышленного предприятия (цеха), *квар*.

Для приближенных расчетов потери реактивной мощности в трансформаторах можно принимать равными 5—7% установленной мощности трансформаторов.

Продолжительность использования максимума реактивной нагрузки $T'_{м.р}$ определяем сначала также в предположении отсутствия компенсации. Пользоваться значениями, приведенными в [Л. 6], мы не рекомендуем, так как в некоторых из них учтена какая-то степень компенсации реактивных нагрузок.

Наиболее просто определяется $T_{м.р}$ для случая, когда асинхронные двигатели работают с постоянным коэффициентом мощности, а в зависимости от активной нагрузки изменяется число включенных двигателей. Для условий работы при постоянном коэффициенте мощности $T'_{м.р} = T_{м.а}$, что соответствует кривой 1 на рис. 1. Указанный случай является предельным; к нему близко подходят условия работы двигателей трехсменных предприятий с коэффициентом смежности порядка 1.

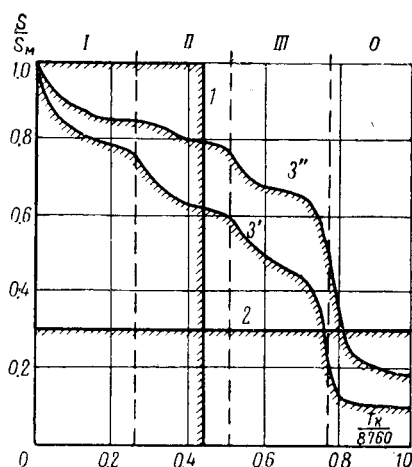


Рис. 2.

Другим предельным случаем является резкопеременный режим двигателей преимущественно небольшой мощности. Для этого случая график реактивной нагрузки значительно полнее соответствующего графика активной нагрузки, так что $T'_{м.р} > T_{м.а}$, но закономерности повышения и понижения нагрузок в общем сохраняются так, что $T'_{м.р} = f(T_{м.а})$. $T_{м.р}$ для этого случая можно определить по кривой 4 на рис. 1, которая получена в предположении, что приняты меры для естественного снижения потребления реактивной мощности (устранение холостых ходов и т. п.). Примером для этого случая могут служить металлообрабатывающие предприятия. В большом количестве случаев значения $T'_{м.р}$ укладываются близко к середине пространства, ограниченного кривыми 1 и 4 на рис. 1.

Зная характер технологического процесса и соответственно представляя режим работы асинхронных двигателей, можно по $T_{м.а}$ с помощью рис. 1 подобрать $T'_{м.р}$.

Если известны значения Q'_m и $T'_{м.р}$ для условий отсутствия компенсирующих устройств и синхронных двигателей, то не представляет труда определить соответствующие показатели для любой степени компенсации и удельного веса синхронного привода по формулам:

$$Q_m = Q'_m - Q_{к\kappa} \quad (3)$$

и

$$T_{т.р} = \frac{Q'_m T'_{м.р} - Q_{к\kappa} T_{м.к}}{Q'_m - Q_{к\kappa}}, \quad (4)$$

где $Q_{к\kappa}$ — суммарная мощность компенсирующих устройств с учетом компенсирующего эффекта синхронных двигателей, *квар*.

Эта величина с достаточной точностью определяется из выражения:

$$Q_{к\kappa} = Q_{к.н} + Q_{с.к.н} + k P_{с.д.н}, \quad (5)$$

где $Q_{к.н}$, $Q_{с.к.н}$ и $P_{с.д.н}$ — установленные мощности батарей конденсаторов, синхронных компенсаторов и синхронных двигателей;

k — коэффициент, учитывающий изменение в потреблении реактивной мощности предприятием на случай замены асинхронных двигателей синхронными, равный 1,05;

$T_{м.к}$ — время использования наибольшей компенсирующей мощности

$Q_{к\kappa}$, *ч/год*.

Значения $T_{м.к}$ для двухсменных, трехсменных и непрерывно работающих предприятий можно принять соответственно 4000, 6000 и 8000 *ч/год*. Эти рекомендации соответствуют предположению, что компенсирующие устройства полностью используются при рабочих сменах и в значительной части отключаются в нерабочие периоды, т. е. работают с наибольшей эффективностью для энергосистемы. Прямолинейный характер очертаний графика использования компенсирующих устройств позволяет легко определить $T_{м.к}$ для любого режима работы этих устройств.

По определенному согласно (4) значению $T_{м.р}$ с помощью кривой 3 на рис. 1 находится показатель τ_p .

После нахождения величин P_m , Q_m , $T_{м.а}$ и $T_{м.р}$ по формуле (1) определяются потери энергии.

Описанная методика позволяет привести точность определения потерь энергии в полное соответствие с точностью прогнозов графиков нагрузок проектируемых предприятий и участков сети, питающих эти предприятия. Это достигается учетом состава нагрузок, мощности, характера и режима работы компенсирующих устройств, компенсирующего эффекта синхронных двигателей, различия в графиках активных и реактивных нагрузок и возможного несовпадения их максимумов. Только для отдельных редких случаев может потребоваться уточнение расчетов путем рассмотрения ряда характерных режимов работы. Специальные расчеты требуются также для определения потерь энергии в межсистемных связях, так как их графики нагрузок могут существенно отличаться от рассмотренных.

Проверочные расчеты показали, что погрешность при определении потерь энергии предлагаемым методом по

сравнению с методом графического интегрирования лежит в пределах 5%.

К достоинствам метода следует отнести и то обстоятельство, что на его основе представляется возможность учета снижения потерь энергии в сети при компенсации реактивной нагрузки и замены асинхронных двигателей синхронными в узлах электропотребления.

Литература

1. Рябков А. Я., Электрический расчет высоковольтных линий электропередач, Гостехиздат, М., 1931.

2. Глазунов А. А., Зависимость времени потерь от продолжительности использования максимума и коэффициента мощности нагрузки, «Электричество», 1947, № 2.

3. Кезевич В. В., Зависимость числа часов потерь от использования максимума, «Электрические станции», 1948, № 9.

4. Zebisch M., Netzverluste. VEB. Verlag Technik, Berlin, 1959.

5. Клебанов Л. Д. и Кунин Р. З., К вопросу об определении времени потерь, «Электричество», 1966, № 4.

6. Временные руководящие указания по определению электрических нагрузок промышленных предприятий, Сб. технических информации Тяжпромэлектропроекта, 1961, № 4—5.

УДК 621.316.722.1

Защита от перегрузок по току полупроводниковых стабилизаторов напряжения компенсационного типа

Инж. В. Н. ПИРОГОВ

Пермь

Стабилизированные источники питания компенсационного типа с последовательным регулирующим элементом, выполненные на транзисторах, требуют, как правило, надежной защиты регулирующего транзистора от перегрузок по току при коротком замыкании на выходе. Основные схемы защиты, их классификация и методика расчета освещены в литературе¹. Среди многих схем наибольшей простотой и надежностью отличается схема защиты активным сопротивлением. Однако анализ этой схемы не до конца описывает линейный режим работы стабилизатора напряжения.

Цель статьи — выяснить условия построения стабилизатора с минимальными габаритами теплоотводящего радиатора регулирующего транзистора при защите его активным сопротивлением.

Для анализа эквивалентной схемы силовой цепи стабилизатора, приведенной на рис. 1, введем ряд обозначений;

$R = R_i + R_{огр}$ — полное сопротивление защиты;
 R_i — внутреннее сопротивление выпрямителя;
 $R_{огр}$ — сопротивление, специально вводимое в схему стабилизатора для обеспечения его защиты;
 $U_{ст}$ — выходное стабилизированное напряжение;
 I_n — номинальный ток нагрузки;
 E_{min}, E_{max} — минимальное и максимальное выходное напряжение выпрямителя на холостом ходу;
 $U_{к.э}$ — напряжение коллектор-эмиттер регулирующего транзистора;
 $U_{к.э min}$ — минимально допустимое напряжение коллектор-эмиттер регулирующего транзистора, при котором он сохраняет линейный режим работы;
 I — ток силовой цепи стабилизатора.

Используя уравнения:

$$E_{min} = I_n R + U_{к.э min} + U_{ст} \quad (1)$$

и

$$E_{max} = I R + U_{к.э} + U_{ст}, \quad (2)$$

описывающие линейный режим работы стабилизатора, находим мощность, выделяющуюся на коллекторе силового транзистора при максимальном входном напряжении стабилизатора

$$P_k [R I_n k + k U_{к.э min} + (k-1) U_{ст}] I - I^2 R, \quad (3)$$

где

$$k = \frac{E_{max}}{E_{min}}.$$

Функция $P_k = f(I)$ имеет максимум, причем

$$P_{k max} = \frac{[k I_n R + k U_{к.э min} + (k-1) U_{ст}]^2}{4R}. \quad (4)$$

¹ Агапов М. В. и Питуха А. В., Электрическая защита полупроводниковых источников питания, «Советское радио», 1966.

Анализ (4) показал, что функция $P_{k max} = \varphi(R)$ имеет минимум при

$$R = R' = \frac{k U_{к.э min} + (k-1) U_{ст}}{k I_n}, \quad (5)$$

и минимальное значение $P_{k max}$ определяется выражением

$$P_{k max min} = k I_n [k U_{к.э min} + (k-1) U_{ст}]. \quad (6)$$

Введем обозначение

$$R = m R' \quad (7)$$

и, подставив значение R в (3), получим:

$$P_k = [k U_{к.э min} + (k-1) U_{ст}] \left[(m+1) I - \frac{I^2 m}{k I_n} \right]. \quad (8)$$

Характер зависимости P_k от тока силовой цепи при различных значениях m показан на рис. 2. График функции $P_k = f(I)$ представляет собой квадратичную параболу, вершина которой направлена в сторону увеличения значений P_k , причем вершина параболы, соответствующая значению мощности $P_{k max}$ в зависимости от m может быть по-разному смещена относительно осей P_k и I .

При $m = 1$ вершина параболы наблюдается при токе $I = k I_n$, а значение $P_{k max}$ равно $P_{k max min}$. При $m < 1$ значение мощности $P_{k max}$ всегда больше значения $P_{k max min}$ и наблюдается при токе силовой цепи $I > k I_n$. При $m > 1$ значение мощности $P_{k max}$ также больше $P_{k max min}$, но наблюдается при токе силовой цепи $I < k I_n$. В частности, при $m > 1$ значение мощности $P_{k max}$ может наблюдаться в рабочем диапазоне токов нагрузки стабилизатора.

Обозначим через $P_{рад}$ мощность, на которую выбирается радиатор силового транзистора. Будем рассчитывать мощность $P_{рад}$ в соответствии с выражением

$$P_{рад} = \frac{[P_k]_{I_n}}{k_{зап}}, \quad (9)$$

где $[P_k]_{I_n}$ — максимальная мощность, выделяющаяся на коллек-

торном переходе регулирующего транзистора при номинальном токе нагрузки;

$k_{зап}$ — коэффициент запаса по мощности, задаваемый для рабочего диапазона токов силовой цепи из соображений требуемой надежности.

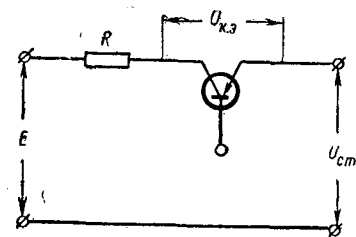


Рис. 1.

Находя из (8) значение $[P_k]_{I_H}$ и подставляя его в (9), получим:

$$P_{\text{рад}} = \frac{P_{k \max \min} [m(k-1) + k]}{k^2 k_{\text{зап}}}. \quad (10)$$

Используя (10), находим отношение

$$\frac{P_{\text{рад}}}{[P_{\text{рад}}]_{m=1}} = \frac{m(k-1) + k}{2k-1}, \quad (11)$$

где $[P_{\text{рад}}]_{m=1}$ — значение мощности $P_{\text{рад}}$ при $m=1$.

Характер зависимости $\frac{P_{\text{рад}}}{[P_{\text{рад}}]_{m=1}} = \gamma(m)$ представлен на рис. 3.

Из графика видно, что наименьшие габариты радиатора имеет при $m=0$, т. е. в отсутствие сопротивления защиты. Введение сопротивления всегда приводит к увеличению габаритов радиатора.

Однако наша задача — построить стабилизатор с защитой сопротивлением. Рассмотрим подробнее область $m < 1$ (рис. 2).

Значение $P_{k \max}$ в этом случае всегда достигается при $I > I_H$, т. е. вне рабочего диапазона стабилизатора по току. За рабочим диапазоном можно допустить увеличение $k_{\text{зап}}$ до значения $k_{\text{зап}} = 1$ при $P_k = P_{k \max}$. Тогда условием, обеспечивающим нормальный тепловой режим регулирующего транзистора, будет:

$$P_{\text{рад}} \geq P_{k \max}. \quad (12)$$

С учетом (4), (6) и (10) это условие может быть записано так:

$$m \geq m_{\min} = \frac{2k(1 - \sqrt{1 - k_{\text{зап}}}) - k^2 k_{\text{зап}}}{k^2 k_{\text{зап}} - 4k + 4}. \quad (13)$$

В случае $m = m_{\min}$ при $I = I_H$ значение $P_k = k_{\text{зап}} P_{\text{рад}}$; в диапазоне токов $I > I_H - P_{k \max} = P_{\text{рад}}$.

Проектируя стабилизатор с параметром $m = m_{\min}$, получим в соответствии с (11) минимальные габариты радиатора регулирующего транзистора. Любое увеличение m приведет к увеличению габаритов радиатора. «Проигрыш» в габаритах радиатора при использовании защиты сопротивлением может быть оценен отношением

$$\frac{P_{\text{рад}}}{[P_{\text{рад}}]_{m=0}} = m \frac{(k-1)}{k} + 1, \quad (14)$$

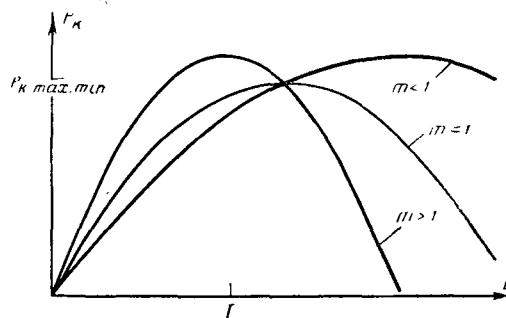


Рис. 2.

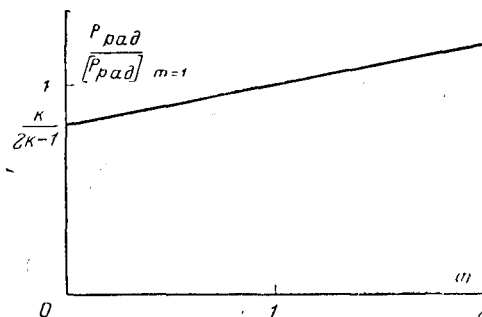


Рис. 3.

где $[P_{\text{рад}}]_{m=0}$ — значение мощности $P_{\text{рад}}$ при отсутствии сопротивления R .

Величина тока короткого замыкания в стабилизаторе с защитой сопротивлением может быть рассчитана по формуле:

$$I_{k,з} = \frac{E_{\max}}{R} = k I_H \left\{ 1 + \frac{k U_{k,э \min} + k U_{\text{сст}}}{m [k U_{k,э \min} + (k-1) U_{\text{сст}}]} \right\}. \quad (15)$$

Значение тока $I_{k,з}$ для обеспечения защиты регулирующего транзистора должно удовлетворять неравенствам:

$$I_{k,з} \leq \sqrt{\frac{P_{\text{рад}}}{R_s}} = \frac{P_{\text{рад}}}{U_s}; \quad (16)$$

$$I_{k,з} \leq I_{k, \text{доп}}, \quad (17)$$

где R_s и U_s — сопротивление и напряжение коллектор-эмиттер регулирующего транзистора в режиме насыщения;

$I_{k, \text{доп}}$ — максимально допустимый ток коллектора регулирующего транзистора.

Максимальное значение напряжения $U_{k,э}$ в стабилизаторе с защитой сопротивлением возникает на холостом ходу и определяется выражением

$$U_{k,э \max} = (m+1) [k U_{k,э \min} + (k-1) U_{\text{сст}}]. \quad (18)$$

Отметим, что при $k=1,3$; $U_{k,э \min}=3$ в; $m=0,5$; $U_{k,э \text{ доп}}=60$ в стабилизатор может быть построен на напряжение порядка 100 в с использованием самой простой схемы регулирующего элемента.

В заключение можно рекомендовать применение схемы защиты сопротивлением в полупроводниковых стабилизаторах с повышенным выходным напряжением при сравнительно небольшой выходной мощности с учетом выводов по минимизации габаритов радиатора силового транзистора, приведенных в статье.

[23.9.1968]

Электрическое моделирование волнового уравнения второго порядка

В. А. КОЗЛОВ, А. И. КОППЕЛЬ и А. С. МЕССЕРМАН

Москва

Электрическое моделирование волнового уравнения второго порядка представляет интерес при решении практических задач, когда численные методы оказываются чрезмерно трудоемкими. В качестве примера можно привести задачу расчета электрической линии с распределенными параметрами, одномерного акустического волновода, крутильных и продольных колебаний валов и т. п.

Широкое распространение для электрического моделирования уравнения

$$L_0 C_0 \frac{\partial^2 u}{\partial t^2} = - \frac{\partial^2 u}{\partial x^2}, \quad (1)$$

описывающего колебания напряжения $u(x, t)$ в электрической линии с распределенными параметрами (L_0, C_0) без потерь, получили многосвязные электрические фильтры нижних частот типа k (рис. 1). Электрическая цепочка, составленная из n_k подобных звеньев, описывается уравнением вида

$$L_1 C_1 \frac{d^2 u_m}{dt^2} = u_{m-1} - 2u_m + u_{m+1}, \quad (2)$$

где u_m — напряжение на емкости m -го звена цепочки.

Если l_3 — длина электрической линии с распределенными параметрами, n_k — число ячеек моделирующей цепи, то $\Delta x = \frac{l_3}{n_k}$,

где Δx — длина участка разбиения или шаг интерполяции. В этом случае параметры ячеек определяются выражениями $L_1 = \Delta x L_0$; $C_1 = \Delta x C_0$.

Сравнивая (1) и (2), получим:

$$\Delta x^2 \frac{d^2 u_m}{dt^2} \approx - (u_{m-1} - 2u_m + u_{m+1}). \quad (4)$$

Из уравнения (4) следует, что интерполируемая функция $u_m(x, t)$ в интервале $(x_m - \Delta x, x_m)$ заменяется отрезком прямой, что вызывает погрешность четвертого порядка малости относительно Δx . Очевидно, что при заданной погрешности решения уравнения (1) эта погрешность отразится на числе разбиений.

Недостатком фильтра типа k является то, что он пропускает без существенных искажений лишь те частоты, которые лежат в пределах половины его полосы пропускания.

Для уточнения дискретизации разложим функции u_{m-1} и u_{m+1} в ряд Тейлора в окрестности точки x_m для момента времени t с точностью до четвертого порядка малости Δx :

$$u_{m+1} = u(x + \Delta x, t) = u_m + \frac{\partial u_m}{\partial x} \frac{\Delta x}{1!} + \frac{\partial^2 u_m}{\partial x^2} \frac{\Delta x^2}{2!} + \frac{\partial^3 u_m}{\partial x^3} \frac{\Delta x^3}{3!} + \frac{\partial^4 u_m}{\partial x^4} \frac{\Delta x^4}{4!} + O(\Delta x^4); \quad (5)$$

$$u_{m-1} = u(x - \Delta x, t) = u_m - \frac{\partial u_m}{\partial x} \frac{\Delta x}{1!} + \frac{\partial^2 u_m}{\partial x^2} \frac{\Delta x^2}{2!} - \frac{\partial^3 u_m}{\partial x^3} \frac{\Delta x^3}{3!} + \frac{\partial^4 u_m}{\partial x^4} \frac{\Delta x^4}{4!} + O(\Delta x^4). \quad (6)$$

Из выражений (5) и (6) видно, что ограничение рядов приводит к внесению погрешности $O(\Delta x^4)$. Для компенсации остаточного члена введем уточняющий коэффициент $\beta > 0$ перед третьими членами рядов (5) и (6), не влияющая его истинного значения. Тогда уравнения (5) и (6) примут вид

$$u_{m+1} \approx u_m + \frac{\partial u_m}{\partial x} \frac{\Delta x}{1!} + \beta \frac{\partial^2 u_m}{\partial x^2} \frac{\Delta x^2}{2!} + \frac{\partial^3 u_m}{\partial x^3} \frac{\Delta x^3}{3!} + \frac{\partial^4 u_m}{\partial x^4} \frac{\Delta x^4}{4!}; \quad (5')$$

$$u_{m-1} \approx u_m - \frac{\partial u_m}{\partial x} \frac{\Delta x}{1!} + \beta \frac{\partial^2 u_m}{\partial x^2} \frac{\Delta x^2}{2!} - \frac{\partial^3 u_m}{\partial x^3} \frac{\Delta x^3}{3!} + \frac{\partial^4 u_m}{\partial x^4} \frac{\Delta x^4}{4!}. \quad (6')$$

Сложим уравнения (5') и (6'), разрешив полученное уравнение относительно $\frac{\partial^2 u_m}{\partial x^2}$ и продифференцируем его дважды

по x . После преобразований получим:

$$\frac{\partial^2 u_m}{\partial x^2} \approx \frac{6}{6\beta^2 - 1} (u_{m-1} - 2u_m + u_{m+1}) + \frac{1}{2\beta(6\beta^2 - 1)} \left(\frac{\partial^2 u_{m-1}}{\partial x^2} - \frac{\partial^2 u_{m+1}}{\partial x^2} \right).$$

Учитывая уравнение (1), придем к уравнению, уточняющему уравнение (2):

$$\frac{1}{6} (6\beta^2 - 1) \Delta x^2 L_0 C_0 \frac{d^2 u_m}{dt^2} = (u_{m-1} - 2u_m + u_{m+1}) - \frac{1}{12\beta} \Delta x^2 L_0 C_0 \left(\frac{d^2 u_{m-1}}{dt^2} + \frac{d^2 u_{m+1}}{dt^2} \right). \quad (7)$$

Анализ уравнения (7) показывает, что электрическая цепочка, описываемая уравнением, аналогичным уравнению (7), может быть получена путем включения индуктивности $2L'$ последовательно с емкостью в звене типа $\frac{C}{2}$. Такое звено

представляет собой фильтр типа m (рис. 2). Легко показать, что цепочка, составленная из звеньев типа m , описывается уравнением вида

$$LC \left(1 + 2 \frac{L'}{L} \right) \frac{d^2 u_m}{dt^2} = (u_{m-1} - 2u_m + u_{m+1}) + L'C \left(\frac{d^2 u_{m-1}}{dt^2} + \frac{d^2 u_{m+1}}{dt^2} \right), \quad (8)$$

где L, L' и C — параметры ячейки типа m .

Для получения соотношений, позволяющих определить параметры ячейки типа m , приравняем соответствующие коэффициенты в уравнениях (7) и (8). Кроме того, необходимо выполнить равенство характеристического сопротивления ячейки Z_m при $\omega \rightarrow 0$ и волнового сопротивления Z_0 , т. е.

$$Z_0 = \sqrt{\frac{L_0}{C_0}} = \sqrt{\frac{L}{C}}. \quad (9)$$

Тогда получим:

$$\left. \begin{aligned} C &= C_0 \Delta x \sqrt{\frac{3\beta^2 - 1}{3\beta}}; \\ L &= L_0 \Delta x \sqrt{\frac{3\beta^2 - 1}{3\beta}}; \\ L' &= L_0 \Delta x \frac{1}{4} \sqrt{\frac{1}{3\beta(3\beta^2 - 1)}}. \end{aligned} \right\} \quad (10)$$

Из теории четырехполосников известно, что характеристическое сопротивление П-образной ячейки имеет вид:

$$Z = \sqrt{Z_1 Z_2} \frac{1}{\sqrt{1 + \frac{Z_1}{4Z_2}}}.$$

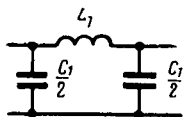


Рис. 1.

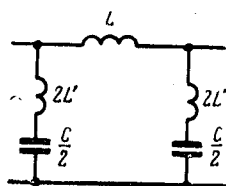


Рис. 2.

В случае фильтра типа m имеем $Z_1 = j\omega L'$ и $Z_2 = j\left(\omega L' - \frac{1}{\omega C}\right)$; тогда

$$Z_m = \sqrt{\frac{L}{C}} = \frac{1 - y^2 \left(\frac{4L'}{L + 4L'} \right)}{\sqrt{1 - y^2}}, \quad (11)$$

где

$$y = \frac{\omega}{\omega_c};$$

$\omega_c = \frac{2}{\sqrt{(L + 4L')C}}$ — граничная частота ячейки типа m .

Из (11) видно, что при $L' = 0$ будет $p \rightarrow \infty$ и функция $Z_m(y)$ вырождается в $Z_k(y)$, где Z_k — характеристическое сопротивление ячейки типа k . Анализ выражения (11) показывает, что при уменьшении $p = \frac{L}{L'} = 12\beta^2 - 4$ можно существенно расширить рабочую часть полосы пропускания $\Delta\omega_m$ ячейки типа m . Так, при $p = 1,58$ рабочая часть полосы пропускания $\Delta\omega$ расширяется до $0,94\omega_c$ (рис. 3) при сохранении

$$\left| \frac{Z_m - Z_0}{Z_0} \right| \leq 0,1.$$

В то же время для ячейки типа k при тех же условиях

$$\Delta\omega = 0,42\omega_c.$$

Для отыскания оптимальной величины p зададимся погрешностью δ в величине характеристического сопротивления

$$\delta = \begin{cases} \delta_{(+)} & \text{при } Z_m > Z_0; \\ \delta_{(-)} & \text{при } Z_m < Z_0 \end{cases}$$

и будем считать, что $Z_{m \min} = \delta_{(-)} Z_0$ (рис. 4).

Найдем величину p , при которой кривая Z_m касается прямой $Z_{m \min} = \delta_{(-)} Z_0$:

$$p = \frac{4}{\delta_{(-)}^2} [(2 - \delta_{(-)}^2) - 2\sqrt{1 - \delta_{(-)}^2}]. \quad (12)$$

Теперь определим $\Delta\omega_m$ звена m при условии $Z_{m \max} = \delta_{(+)} Z_0$.

Для этого, учитывая указанное условие, подставим уравнение (12) в уравнение (11). После преобразований получим:

$$y_p = \frac{\Delta\omega_m}{\omega_c} = \sqrt{\frac{1}{2q^2} [(2q - \delta_{(+)}^2) + \sqrt{\delta_{(+)}^4 - 4\delta_{(+)}^2 q(1-q)}]}, \quad (13)$$

где

$$q = \frac{4}{p + 4}.$$

Таким образом, выражения (12) и (13) позволяют определить соотношение между величинами L и L' и ширину рабочей части полосы пропускания ячейки типа m при заданной погрешности в величине характеристического сопротивления.

Если длина электрической линии с распределенными параметрами равна l_0 , то полная индуктивность и емкость ее соответственно будут равны:

$$L_0 = L_0 l_0; \quad C_0 = C_0 l_0.$$

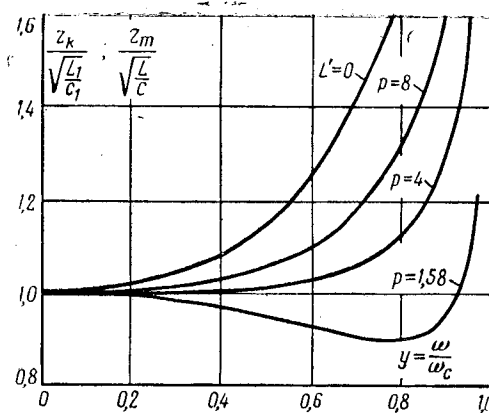


Рис. 3.

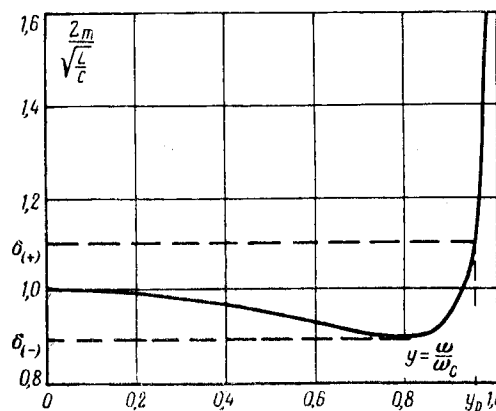


Рис. 4.

При моделировании этой линии цепочечной схемой, состоящей из n_k ячеек типа k , параметры каждой ячейки определяются выражениями:

$$L_1 = \frac{L_0}{n_k} = \frac{L_0 l_0}{n_k}; \quad C_1 = \frac{C_0}{n_k} = \frac{C_0 l_0}{n_k}.$$

Подставляя эти значения в выражение для n_k граничной частоты ячейки типа k , получим:

$$\omega_c = \frac{2}{\sqrt{L_1 C_1}} = \frac{2n_k}{l_0 \sqrt{L_0 C_0}}.$$

Учитывая, что для работы с заданной погрешностью по Z_k необходимо, чтобы максимальная рабочая частота процесса составляла $\omega_k = \frac{\omega_c}{2}$, найдем:

$$\omega_k = \frac{n_k}{l_0 \sqrt{L_0 C_0}}.$$

Отсюда число ячеек типа k определяется равным

$$n_k = \omega_k l_0 \sqrt{L_0 C_0}.$$

Число ячеек типа m при той же граничной частоте ячейки будет определяться выражением

$$n_m = \omega_m l_0 \sqrt{L_0 C_0},$$

где ω_m — максимальная рабочая частота, пропускаемая ячейкой с заданной погрешностью по Z_m .

Тогда

$$\frac{n_m}{n_k} = \frac{\omega_m}{\omega_k}.$$

Выше указывалось, что рабочая частота полосы пропускания ячейки типа m приблизительно в 2 раза больше, чем у ячейки типа k . Следовательно, $n_m \approx 0,5n_k$.

Для определения параметров L , C , L' ячейки типа m , моделирующих ту же линию с распределенными параметрами без потерь, приравняем граничные частоты ячеек типа k и m . Тогда с учетом уравнения (3) получим:

$$\frac{2}{\sqrt{\Delta x^2 L_0 C_0}} = \frac{2}{\sqrt{(4L' + L)C}}. \quad (14)$$

Учитывая, что $\Delta x = \frac{l_3}{n_k} \approx \frac{2l_3}{n_m}$, получим:

$$\left(\frac{4+p}{p}\right) LC \approx \frac{4}{\omega_m^2}. \quad (15)$$

Таким образом, уравнения (10), (12) и (15) позволяют определить параметры ячейки типа m , исходя из известных величин ω_m , L_0 , C_0 и выбранных величин $\delta_{(+)}$ и $\delta_{(-)}$.

Выводы. 1. Замена ячеек типа k на ячейки типа m позволяет существенно сократить количество звеньев моделирующей цепочечной схемы при заданной погрешности решения.

2. При равенстве числа моделирующих звеньев применение ячейки типа m позволяет значительно уменьшить погрешность решения задачи.

УДК 621.3.011.1

Графический метод решения нелинейных дифференциальных уравнений вида $\frac{dx}{dt} = Q(t) - P(x)$

Канд. техн. наук доц. С. Д. ЛЕВИНТОВ

Челябинский политехнический институт

К необходимости решать дифференциальные уравнения указанного вида приводит большое количество электротехнических задач. К ним относятся, например, расчеты переходных процессов в цепях со сталью, расчет механических переходных режимов электроприводов с непрямолинейной механической характеристикой и статическим моментом, зависящим от времени. В большинстве подобных задач нелинейная зависимость $P(x)$ задается графически, часто графиком представляется и $Q(t)$.

Интегрируя уравнение на интервале Δt , когда x изменяется в пределах от x_n до x_k , получаем

$$x_k - x_n = Q_{cp} \Delta t - \int_0^{\Delta t} P(x) dt, \quad (1)$$

где Q_{cp} — среднее значение функции $Q(t)$ на интервале Δt . При относительно небольших интервалах интегрирования

$$\int_0^{\Delta t} P(x) dt \approx [P(x_k) + P(x_n)] \frac{\Delta t}{2}. \quad (2)$$

Подставляя (2) в (1), получим уравнение

$$x_k + \frac{\Delta t}{2} P(x_k) = x_n + Q_{cp} \Delta t - \frac{\Delta t}{2} P(x_n), \quad (3)$$

в котором величины x_k и $P(x_k)$, относящиеся к концу интервала Δt , связаны с известными значениями x_n и $P(x_n)$ в начале рассматриваемого интервала и со средним на интервале значением Q_{cp} .

Уравнение (3) может быть легко решено простым графическим построением. Для этого кривая $Q(t)$ разбивается на равные интервалы Δt (рис. 1,а). На каждом интервале графически находится средняя ордината Q_{cp} . Для определения значений $Q_{cp} \Delta t$ достаточно построить проходящую через начало координат прямую AB , наклон которой к оси ординат зависит от величины выбранного интервала Δt . Длина отрезков горизонталей $Q_{cp} = \text{const}$, заключенных между линией AB и осью ординат, дает $Q_{cp} \Delta t$.

Вместе с заданной нелинейной зависимостью $P(x)$ строятся (рис. 1,б) два наклонных луча

$$\frac{\Delta t}{2} P(x) = f_1[P(x)] \text{ и } -\frac{\Delta t}{2} P(x) = f_2[P(x)].$$

Условимся называть их соответственно линией начальных значений и линией конечных значений.

Через точку a кривой $P(x)$, соответствующую началу первого интервала Δt , проводится вертикаль da , пересекающая линию начальных значений в точке b . Отложив на вертикали отрезок $ca = Q_{cp} \Delta t$, находим:

$$cb = ad + ca - bd = x_{n1} + Q_{cp} \Delta t - \frac{\Delta t}{2} P(x_{n1}).$$

В соответствии с уравнением (3) длина отрезка cb равна

$$cb = x_{k1} + \frac{\Delta t}{2} P(x_{k1}).$$

Для определения значений x_{k1} и $P(x_{k1})$ достаточно вписать отрезок $ef = cb$ между кривой $P(x)$ и линией конечных значений. Используя полученную точку e с координатами $[P(x_{k1}); x_{k1}]$ в качестве начальной для второго интервала Δt , продолжаем расчет.

Если на каком-то участке $Q_{cp} < 0$, то отрезок ca откладывается на вертикали da вниз от точки a . В случае, когда точка c оказывается ниже точки b , отрезок $fe = bc$ следует вписывать между кривой $P(x)$ и продолжением линии конечных значений слева от точки их пересечения.

Предлагаемый метод позволяет производить расчет переходных процессов с учетом гистерезиса. В этом случае наносятся обе ветви кривой $P(x)$; при увеличении x используется восходящая, при снижении x — нисходящая ветвь.

В связи с тем, что погрешность метода обуславливается только тем, что на каждом интервале Δt интеграл (2) определяется приближенно по формуле трапеции, точность решения технических задач получается достаточно высокой даже при относительно больших интервалах Δt .

В качестве примера на рис. 2 показан графический расчет переходного процесса в нелинейной цепи со сталью и вентиляем при приложении синусоидального напряжения $U = 220$ в, $f = 50$ гц. Схема дана на рис. 2,а, кривая намагничивания дросселя $\psi(i)$ — на рис. 2,б, зависимость напряжения от времени — на рис. 2,в. В расчете принято $\Delta t = 2$ мсек; при этом

$$\frac{\Delta t}{2} P(x) = \frac{\Delta t}{2} ir = \frac{2 \cdot 10^{-3}}{2} \cdot 10i = 0,01i.$$

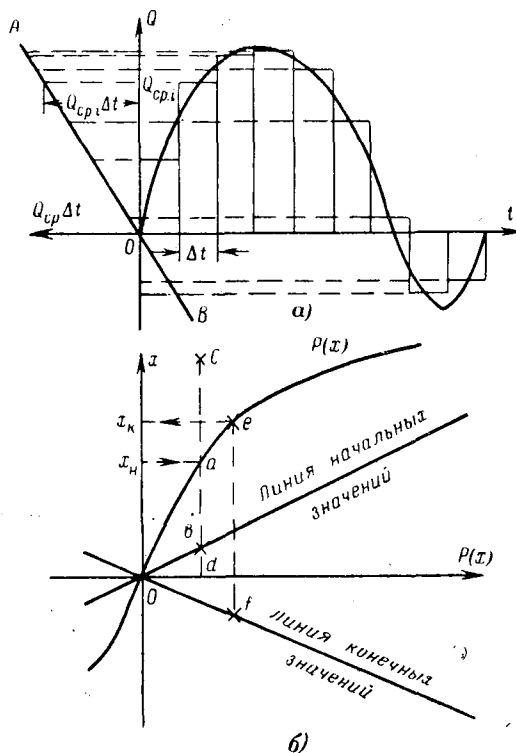


Рис. 1.

Ход расчета поясняется построенными на рис. 2, б вертикалями, на которых отмечены точки a и c (см. рис. 1, б). Числа у вертикалей указывают значения t , соответствующие данным ψ и i .

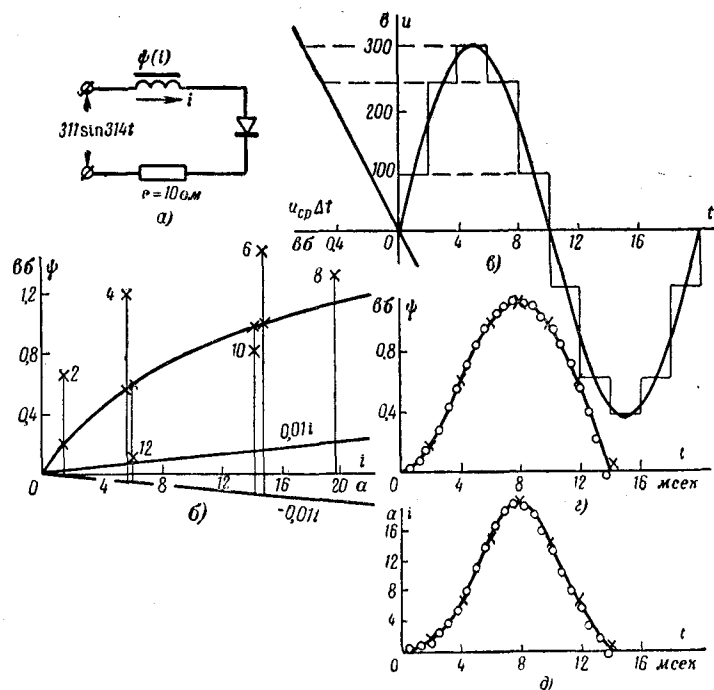


Рис. 2.

Результаты расчета $\psi(t)$ и $i(t)$ представлены на рис. 2, г и 2, д (крестики). Там же показаны точки кривых, рассчитанные на ЭЦВМ. Погрешность в значениях ψ не превышает 3,9%, а в значениях i 3,6% от соответствующих амплитуд.

◆ ◆ ◆

Дискуссии

УДК 621.311.4:338.4

О ВЕРОЯТНОСТНО-СТАТИСТИЧЕСКИХ МЕТОДАХ ТЕХНИКО-ЭКОНОМИЧЕСКИХ РАСЧЕТОВ В ПРОМЫШЛЕННЫХ ЭЛЕКТРОСЕТЯХ

(Статья Б. С. Мешеля, «Электричество», 1967, № 10)

Канд. техн. наук Л. М. ЗЕЛЬЦБУРГ

Горький

Вопрос о применении вероятностно-статистических методов при выполнении технико-экономических расчетов весьма актуален.

Однако предлагаемая Б. С. Мешелем методика основывается на положении, которое не соответствует принятой методике [Л. 1]. Это выражается в следующем.

При сопоставлении двух вариантов с разными капиталовложениями и эксплуатационными расходами (на потери электроэнергии) Б. С. Мешель исходит из того, что математическое ожидание приведенных затрат второго варианта (с большими капитальными затратами) меньше, чем в первом варианте. Затем он предполагает снижение эксплуатационных расходов до значения, при котором приведенные затраты обоих вариантов оказываются одинаковыми. Однако дополнительные капиталовложения ΔK он все же считает замороженными и принимает их в основу экономического ущерба. Е ли по со-

ображениям вероятностно-статистического характера допускается снижение разности в эксплуатационных расходах, то эта разность не равна нулю. Она оказывается равной такой величине, которая дает ежегодную экономию и компенсирует тем самым дополнительные капиталовложения ΔK .

Полученное автором значение риска, например $R=0,06$ (6%), означает следующее: выбрав сечения 100 кабельных линий по минимуму приведенных затрат, мы «рискуем», что 6 из них окажутся экономически равноценными с кабельными линиями меньшего сечения.

Таким образом, в условиях равенства приведенных затрат, которые задает сам Б. С. Мешель, никакого риска и экономического ущерба быть не может. Свою ошибку Б. С. Мешель далее усугубляет тем, что приводит дополнительные капиталовложения ΔK к концу расчетного срока T и тем самым увеличивает ущерб до значения $\Delta K(1+p)^T$. Это по-

ложение принципиально неправильно, так как все предыдущие рассуждения относятся к начальному моменту времени, о чем автор указывает в статье. Здесь нарушено основное правило учета фактора времени, по которому все составляющие затрат должны быть приведены к одному и тому же моменту времени. Кстати, при определении расчетного срока по формуле (9) автор ориентируется на пропускную способность кабелей в то время, как следует учитывать экономическую плотность тока.

В расчетах используется коэффициент фактора времени m , который учитывает динамику нагрузки и имеет важное значение. Этот коэффициент определяется по кривым рис. 1 статьи Б. С. Мешеля, но они, к сожалению, не соответствуют источнику [Л. 2], на который ссылается автор. Согласно этому источнику, а также [Л. 3], ошибка такова, что значения m и вытекающая отсюда разница в годовых издержках занижены по крайней мере в 2 раза. Конечно, это сильно искажает результаты расчетов.

При определении приведенных затрат Z_1 и Z_2 по формулам (5) и (6) стоимости годовых потерь электроэнергии Б. С. Мещель предлагает определять следующим образом:

$$C_1 = \bar{C}_1 \pm \beta \gamma \bar{C}_1, \\ C_2 = \bar{C}_2 \pm \beta \gamma \bar{C}_2.$$

Знаки «плюс» и «минус» говорят о том, что стоимости C_1 и C_2 могут не только уменьшаться, но и увеличиваться за счет возможного увеличения нагрузки по сравнению с проектной величиной, принятой за математическое ожидание. Автор в дальнейшем почему-то без всяких объяснений исходит только из знака «минус», т. е. только из возможного снижения нагрузки против проектной.

Следует отметить, что вероятностными величинами являются не только те, которые связаны с потерями электроэнергии, как это трактует Б. С. Мещель, но также и другие (цены, коэффициенты амортизации и др.).

Таким образом, если общее направление статьи Б. С. Мешеля по осторожному подходу к расходам капиталовложений заслуживает внимания, то сама методика не может быть приемлемой.

Расчеты показывают, что с учетом вероятностного характера величин среднеквадратичное отклонение коэффициента эффективности дополнительных капиталовложений по затратам на потери электроэнергии $P_a = \frac{\Delta C}{\Delta K}$ составляет в первом приближении около 25% (коэффициент вариации $\gamma =$

$\pm 0,25$). При этом будет справедливо неравенство $P_a(1 \pm 0,25) \geq \bar{P}_a$, где $\bar{P}_a$ и P_a — математические ожидания (расчетные значения) коэффициента эффективности и суммарного коэффициента отчислений. Основное влияние на предел колебаний оказывают нагрузка и ее динамика. Знак «плюс» или «минус» должен применяться в зависимости от конкретной задачи электроснабжения промышленных предприятий. Например, для случая выбора экономичной мощности трансформатора следует учитывать то, что при достижении соответствующей нагрузки сравнительно легко частично ее скомпенсировать статическими конденсаторами или произвести замену на трансформатор большей мощности. В этих условиях наиболее правильным является рассмотрение только случая возможного снижения расчетной нагрузки и следует применять знак «минус». То же самое относится и к выбору экономичных сечений проводов и кабелей.

Совсем иная картина складывается при решении проблемы выбора наиболее экономичного напряжения электроснабжения. Например, при выборе напряжения 6 кВ взамен 10 кВ и при дальнейшем росте нагрузки переход на напряжение 10 кВ связан с большими капиталовложениями и трудностями. Поэтому для данного случая вопрос об учете перспективного роста нагрузки имеет исключительно важное значение и не случайно, что в Правилах устройств электроустановок [Л. 4] дается предпочтение более высокому напряжению. В этих условиях в расчетах следует принять знак «плюс».

В тех случаях, когда отсутствуют какие-либо специфические условия, очевидно, следует принимать коэффициент вариации, равный нулю, и ориентироваться на расчетные значения составляющих затрат, принимаемые за математические ожидания.

Разумеется, этими краткими соображениями не может быть исчерпано существо вопроса, требующего дальнейших исследований.

Литература

1. Методика технико-экономических расчетов в энергетике, Постановление Государственного комитета Совета Министров СССР по науке и технике, 1966.
2. Зельцбург Л. М., Учет перспектив и темпов развития при проектировании электроснабжения, Материалы научно-технической конференции по методам технико-экономических расчетов в промышленных электросетях, Киев, 1963.
3. Зельцбург Л. М., Экономика электроснабжения промышленных предприятий, Волго-Вятское кн. изд-во, 1966.
4. Правила устройства электроустановок, изд-во «Энергия», 1965.

ОТВЕТ АВТОРА

Рассмотрим возражения Л. М. Зельцбурга по пунктам:

1. Л. М. Зельцбург считает, что значения m на рис. 1 статьи занижены, по крайней мере, в 2 раза по сравнению с величиной m , полученной по кривым $m=f(\delta)$, имеющимся в его работах [Л. 1 и 2].

Это обстоятельство является, по нашему мнению, результатом того, что в указанных работах допущены спорные положения в трактовке расчетного срока T и методике определения расчетных потерь.

В основу кривых $m=f(\delta)$ Л. М. Зельцбург принял одинаковую для всех значений коэффициента ежегодного прироста нагрузки δ величину T . Между тем, учет динамики нагрузки уже сам по себе исключает возможность принятия T в качестве исходного и тем более огульного параметра, так как из существа вопроса, из приведенного в моей статье примера и из выражения (9) статьи ясно, что выбор варианта при учете динамики сводится по сути к выбору оптимальных этапов развития сети, другими словами, к выбору оптимального значения T .

В примере сопоставляются три варианта сечений 95, 120 и 150 мм², которым соответствуют три значения $T=6, 9$ и 12 лет, по прошествии которых нагрузка достигает номинальной для данного сечения величины, вследствие чего кабель должен быть заменен или усилен. Если же принять огульно $T=10$ лет, то варианты сечений, для которых номинальная нагрузка достигается ранее (в примере 95 и 120 мм²) авто-

матически отпадают. Таким образом, заранее принятое значение T может исключить из рассмотрения варианты сечений, которые могут оказаться, как в данном случае, более оптимальными.

Из сказанного следует, что, во-первых, при учете динамики нагрузок T является не исходным, а искомым параметром; во-вторых, ясно, что одна из причин расхождений в величине m заключается в том, что эта величина при $T=10$ лет должна быть больше, чем при $T=6-7$ лет, полученном для первого и второго вариантов. Расчеты показали, что только по этой причине значение m при $T=10$ лет получилось в 1,5 раза больше, чем при $T=6-7$ лет.

Рассмотрим вторую причину — методику расчета приведенных потерь.

Коэффициент m подсчитан по выражению (1) статьи, взятому из методики, принятой в директивных материалах [Л. 3]. Эта методика была предварительно широко обсуждена в монографиях, статьях, сборниках научно-технических работ. Здесь мы ограничимся ссылкой только на две работы [Л. 4 и 5]:

$$m = p \sum_{t=1}^T \Delta p_t (1+p)^{-t}, \quad (1)$$

где $p=0,15$; Δp_t — потери t -го года в относительных единицах.

Л. М. Зельцбург же определяет m не на основе *полных* ежегодных потерь Δp , а на основе *приращения* потерь Δp_t , что может быть представлено выражением:

$$m = p \sum_{t=1}^T \Delta p_t (1 + p)^{-t}. \quad (2)$$

Ограниченность места не позволяет обсудить правомерность этого способа по существу. Отметим только, что в [Л. 3—5] такой способ приведения потерь не только не рекомендуется, но и не описывается. Выражение (1), приведенное в этих материалах, отражает основную идею учета разновременности затрат, заключающуюся в том, что их суммарные приведенные величины за период T получаются меньше действительной их суммы. Как показали расчеты, в способе, предложенном Л. М. Зельцбургом, результат получается обратный, что противоречит этой идее. Отметим, что в [Л. 1 и 2] Л. М. Зельцбург не дает физического и математического обоснований предложенного им способа.

2. Далее Л. М. Зельцбург говорит, что при определении T следует ориентироваться на экономическую плотность тока. И здесь приходится отметить, что ни в литературе, ни в директивных материалах мы не встречались с такой трактовкой и не можем понять ее целесообразность. Поэтому Л. М. Зельцбург прежде, чем высказать это положение, должен был как-то его обосновать.

3. Рассмотрим возражения Л. М. Зельцбурга по применению теории вероятностей.

а) Л. М. Зельцбург говорит, что при определении стоимости потерь C_1, C_2 «автор в дальнейшем почему-то без всяких объяснений исходит только из знака «минус», т. е. только из возможного снижения нагрузки против проектной». Это противоречит не только смыслу, но и тексту моей статьи. В ней на рис. 2,а и 2,б показаны отрицательная и положительная области приведенных затрат, а в выражениях (5) и (6) — отрицательные и положительные отклонения.

б) Л. М. Зельцбург считает, что в заданных мною условиях «никакого риска и экономического ущерба быть не может».

Хотя этот вопрос достаточно подробно освещен в статье, но в связи с сомнениями, возникшими у Л. М. Зельцбурга, я дам краткое повторное пояснение, но несколько другим способом.

Рассматриваются два варианта сечений или, как мы ранее говорили, два варианта развития сети. Первый вариант —

сеть развивается двумя этапами: в начале первого этапа капиталовложения равны K_1 ; по прошествии T лет для увеличения пропускной способности сети в нее вкладывается еще ΔK рублей. Во втором варианте капиталовложения $K_2 = K_1 + \Delta K$ осуществляются сразу. Расчеты показали, что с вероятностью $1-R$ второй вариант дает меньше, а с вероятностью R больше затраты, чем первый.

Л. М. Зельцбург полагает, что никакого экономического ущерба здесь нет, так как убыток в зоне R (зоне «риска») перекрывается повышенной прибылью в зоне $1-R$, что в результате дает математическое ожидание экономического эффекта ΔZ . Однако при этом Л. М. Зельцбург упускает одно важное обстоятельство. Если в зоне R приведенные затраты второго варианта равны и даже больше приведенных затрат первого варианта, то это означает, что капиталовложения ΔK в течение T лет оказались лишними, так как такой же и даже больший эффект достигается и без них. Другими словами, эти средства оказались в течение этого времени замороженными, так как они в течение T лет не дают экономического эффекта и не нужны для пропускной способности сети. Как известно, экономический ущерб такого замораживания оценивается согласно директивным материалам по выражению $\Delta K(1+p)^T$.

Ограниченность места не позволяет остановиться и на некоторых других пожеланиях Л. М. Зельцбурга (учете разброса амортизации, цен и допусков), не относящихся непосредственно к обсуждаемой статье.

Литература

1. Зельцбург Л. М., Учет перспектив и темпов развития при проектировании электроснабжения, Материалы конференции, Киев.
2. Зельцбург Л. М., Экономика электроснабжения промышленных предприятий, Волго-Вятское издательство, 1966.
3. Методика технико-экономических расчетов в энергетике, Постановление Государственного комитета по науке и технике, 1966.
4. Хачатуров Т. С., Экономическая эффективность капитальных вложений, «Экономика», 1964.
5. Браилов В. П. Об экономическом критерии сравнения вариантов развития производственных систем, Сб. «Технико-экономические расчеты в энергетике», «Наука», 1965.

Б. С. Мешель

УДК 621.316.1.017

ОБ ОЦЕНЕ ВЕЛИЧИНЫ ПОТЕРЬ ЭНЕРГИИ В ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ СЕТЯХ

(Статья С. Д. Волобрина, «Электричество», 1968, № 2)

Инж. Б. И. ГОЛЬДЕНБЛАТ

Одесса

Рассматривая формулу величины годовых потерь активной энергии в электрических сетях

$$\Delta W_{\text{год}} = 3I_m^2 r_{\Sigma} 10^{-3} = \frac{S_m^2}{U^2} r_{\Sigma} 10^{-3} \text{ [квт.ч]}, \quad (1)$$

где S_m — полная максимальная мощность, *кВА*;

U — напряжение сети, *кВ*;

r — активное сопротивление сети, *Ом*;

I_m — максимальное значение полного тока, *а*;

t_m — время потерь, *ч*.

С. Д. Волобринский справедливо замечает, что величина максимальной токовой нагрузки I_m , входящая в эту формулу во второй степени, определяется весьма приближенно.

Уже одно это обстоятельство исключает достаточно достоверный результат.

Неточности в определении времени потерь t_m с помощью

метода, изложенного в [Л. 1 и 2], по нашему мнению, главным образом кроются в погрешности, которую содержит величина времени использования максимума активной мощности — $T_{m.a}$.

В самом деле, эта величина принимается по табличным данным весьма ориентировочной. Выбор того или иного значения $T_{m.a}$ по таблицам иногда зависит от интуиции. Значения $T_{m.a}$ в таблицах для различных отраслей промышленности часто даются не однозначно, а в виде пределов.

Во многих случаях принятое в расчете значение $T_{m.a}$ резко отличается от фактического. Естественно, что величина $t_m = f(T_{m.a}, \cos \phi)$ содержит ошибку уже по этой причине.

Рекомендации С. Д. Волобрина определяют время потерь по выражению:

$$t_m = \left(0,124 + \frac{T_m}{1,000}\right)^2 8760, \quad (2)$$

что незначительно увеличивает точность расчета, поскольку τ_m есть функция от T_m — времени использования максимальной токовой нагрузки, которое, в свою очередь, определяется как функция:

$$T_m = f(T_{m.a}, T_{m.p}, \cos \varphi_m).$$

Здесь $\cos \varphi_m$ — значение коэффициента мощности, отнесенное к часу максимальной нагрузки. Очевидно, $\cos \varphi_m$ величина более надежная, чем средневзвешенное значение $\cos \varphi$.

Однако значения τ_m , полученные по формуле (2) и графикам $\tau_m = f(T_{m.a}, \cos \varphi)$, настолько совпадают, что прибегать к дополнительным вычислениям не требуется.

С. Д. Волобринский показал это в приведенном им примере.

Преимущество графиков $\tau_m = f(T_{m.a}, \cos \varphi)$ по сравнению с таблицей, составленной С. Д. Волобринским, заключается в том, что для графиков аргумент $T_{m.a}$ является непрерывным, в то время как в таблицах фигурируют только четыре значения $T_{m.a}$ и $T_{m.p}$.

Следует отметить, что предложенный автором обсуждаемой статьи способ определения τ_m представляет теоретический интерес и в известной мере подтверждает правильность принятой практикой методики определения времени потерь.

Вместе с тем вызывает возражение высказанная автором статьи мысль о том, что «при такой органически присущей выражению (1) погрешности нет никаких оснований требовать определения третьей, входящей в это выражение величины, времени потерь τ_m — с повышенной точностью».

Нам представляется, что методы определения токовой нагрузки будут все время совершенствоваться, и в конечном итоге погрешность будет уменьшаться. Поэтому следует искать пути уточнения значения τ_m . Уменьшение погрешности в определении I_m и τ_m приведет к более точным расчетам в электроснабжении.

Отсутствие в графиках $\tau_m = f(T_{m.a}, \cos \varphi)$ при $\cos \varphi < 1$ значений $T_{m.a}$ менее 3000 ч лишает эти графики универсальности.

Следует достроить графики для $T_{m.a} < 3000$ ч при $\cos \varphi < 1$.

Для нахождения потери энергии в электрических сетях представляет интерес проанализировать общезвестное выражение

$$\Delta W_{\text{агод}} = 3r \int_0^t i^2 dt = 3r I_{\text{ср.кв}}^2 t \cdot 10^{-3}, \quad (3)$$

Л. ЗИМЕЛЬС

Тернополь

В своей статье [Л. 1] С. Д. Волобринский справедливо подчеркнул, что при подсчете потерь в электрических сетях не требуется, как правило, большая точность.

Точность прогнозируемых нагрузок, являющихся исходными данными для расчета потерь, также не очень большая, поэтому нет особой надобности требовать определения времени потерь τ с повышенной точностью.

Однако изложение материала в [Л. 1] создает опасность допущения чрезмерно больших и ненужных погрешностей в исчислении τ . Автор совершенно не учитывает влияния характера формы кривой нагрузки на значение τ . Он допускает, например, для определения величины времени потерь использование формулы

$$\tau = \left(0,124 + \frac{T}{10000}\right)^2 8760 \text{ ч}, \quad (1)$$

которая не зависит от формы кривой нагрузки и которую в 1966 г. проф. П. Г. Грудинский использовал, видимо, специально для конкретного случая внутризаводского распределения электроэнергии. В п. 3 выводов обсуждаемой статьи рекомендуются для практического пользования кривые, помещенные в [Л. 3], несмотря на то, что эти кривые не учитывают зависимости τ от характера нагрузки.

Значение характера кривой нагрузки для определения величины τ показано на рисунке. Несмотря на то, что количества переданной энергии для случая А и случая Б (для

где t — фактическое время работы линии, ч;
 $I_{\text{ср.кв}}$ — среднеквадратичный ток, определяемый обычно для данного графика нагрузок по формуле:

$$I_{\text{ср.кв}} = \sqrt{\frac{\int_0^t i^2 dt}{t}}. \quad (4)$$

В выражении (3) недостаточно надежной величиной является только среднеквадратичный ток $I_{\text{ср.кв}}$.

Ввиду того, что для пользования формулой (4) необходимо иметь график нагрузок, что не всегда доступно, целесообразно среднеквадратичный ток определять по выражению:

$$I_{\text{ср.кв}} = k_{\Phi i} I_{\text{ср}}, \quad (5)$$

где $k_{\Phi i}$ — коэффициент формы графика нагрузки по току;

$I_{\text{ср}}$ — среднее значение тока за время t , а.

Иногда коэффициент формы графика относят к активной мощности и тогда его определяют из выражения

$$k_{\Phi a} = \frac{P_{\text{ср.кв}}}{P_{\text{ср}}},$$

где $P_{\text{ср.кв}}$ — среднеквадратичная мощность, кВт;

$P_{\text{ср}}$ — средняя активная мощность за время t , кВт.

Как указывается в [Л. 3], значение $k_{\Phi a}$ для подавляющего количества предприятий с достаточно ритмичным процессом производства изменяется в пределах 1,05—1,15.

Для предприятий машиностроительной промышленности, как показывают расчеты, вполне допустимо определять

$$I_{\text{ср.кв}} \approx 1,1 I_{\text{ср}}.$$

Пользование формулой (3) в ряде случаев упрощает расчеты и может привести к более точным результатам.

Литература

1. Глазунов А. А. и Глазунов А. А., Электрические сети и системы, Госэнергоиздат, 1960.
2. Рябков А. Я., Электрический расчет электрических сетей, Госэнергоиздат, 1950.
3. Федоров А. А., Основы электроснабжения промышленных предприятий, изд-во «Энергия», 1967.

УДК 621.316.1.017

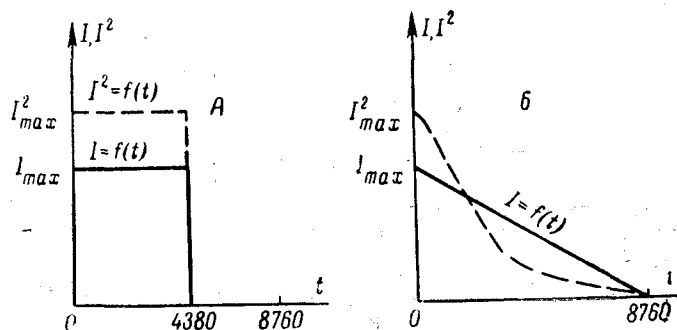
$\cos \varphi_A = \cos \varphi_B = 1$) одинаковы, характеры нагрузок в обоих случаях разные.

Что касается величины времени использования максимума

$$T = \frac{\int_0^{8760} I dt}{I_{\text{max}}},$$

то для прямолинейных нагрузок

$$T_A = T_B = 4380 \text{ ч}.$$



ВСЕСОЮЗНОЕ СОВЕЩАНИЕ ПО РЕГУЛИРОВАНИЮ НАПРЯЖЕНИЯ В ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ СЕТЯХ

С 26 по 28 ноября 1968 г. в Риге состоялось Всесоюзное совещание по регулированию напряжения в электрических сетях. Совещание было создано Министерством энергетики и электрификации СССР, Центральным правлением НТОЭП, Латвийским областным правлением НТОЭП и Рижским политехническим институтом.

В совещании приняло участие 645 представителей от 25 правительственных учреждений, 30 научно-исследовательских и 47 проектных институтов, 29 высших учебных заведений, 58 энергосистем и ОДУ, 17 промышленных предприятий и 6 редакций журналов и издательств.

Совещание, проходившее в Высотном здании Академии наук Латвийской ССР, открыл и выступил со вступительным словом начальник Главлатэнергос К. К. Кетнер.

Затем участники заслушали доклад зам. начальника Главного технического управления по эксплуатации энергосистем МЭиЭ СССР канд. техн. наук Ф. И. Синьчугова «Задачи по обеспечению качества электрической энергии в энергетических системах и вопросы надежности». Докладчик указал, что совещание должно наметить основные технические и организационные направления развития по обеспечению высокого качества напряжения (уровень и отклонения) у приемников электроэнергии. Для решения этой проблемы необходимо широкое внедрение понижающих трансформаторов с автоматическим регулированием напряжения под нагрузкой (РПН) и статических конденсаторов для компенсации перетоков реактивной мощности. Следует вновь вернуться к вопросу о применении повышающих трансформаторов с РПН. Важной задачей является обеспечение надлежащего качества электроэнергии по напряжению в сельских электросетях с одновременным обеспечением максимальной надежности электроснабжения. Докладчик указал на необходимость уделять больше внимания проблеме регулирования напряжения со стороны Министерства электротехнической промышленности СССР и призвал к плодотворному сотрудничеству проектных и научно-исследовательских институтов с работниками эксплуатации.

В своем докладе «Современное состояние и технико-экономическая характеристика задачи регулирования напряжения

в электрических сетях» доктор техн. наук, проф. Н. А. Мельников отметил определенные успехи в этой области, достигнутые за последние годы: улучшенные характеристики силовых трансформаторов с РПН последних выпусков (более широкие диапазоны регулирования напряжения при меньших величинах ступеней регулирования, увеличение доли таких трансформаторов в общем выпуске), освоение линейных регуляторов, разработка и выпуск управляемых конденсаторных установок, улучшение качества и характеристик статических конденсаторов, выпуск руководящих и информационных материалов по проблемам регулирования напряжения, проведение исследовательских работ в этой области, разработка автоматических регуляторов и анализаторов качества электроэнергии, проработка вопросов, связанных с экономическим эффектом от регулирования напряжения, применение статистических методов анализа и др.

Докладчик подробно остановился на недостатках, имеющих место в рассматриваемой области. В частности, он указал на все еще недостаточное количество трансформаторов с РПН, линейных регуляторов и статических конденсаторов, суммарная мощность которых должна быть примерно равна установленной мощности генераторов. Отсутствуют руководящие материалы методического характера по методике проектирования сетей, способам регулирования напряжения и компенсации реактивной мощности.

По ряду проблем все еще имеются неясности и разногласия (нормы на отклонения напряжения, вопрос об экономичности регулирования напряжения, выбор типа регулирующих устройств и их сочетания, контроль качества напряжения в сетях и др.).

В заключение докладчик наметил основные задачи, стоящие перед электропромышленностью и электроэнергетикой в связи с необходимостью улучшения условий по регулированию напряжения, а следовательно, и повышения качества электроэнергии и электроснабжения.

Затем участники совещания заслушали доклад заместителя начальника отдела энергетики и электрификации Госплана СССР А. М. Некрасова «Основные направления развития энергетики СССР».

Время потерь

$$\tau = \frac{\int_0^{8760} I^2 dt}{I_{\max}^2}, \quad (2)$$

тогда для случая А

$$\tau_A = 4380 \text{ ч};$$

для случая В из уравнения

$$I(t) = \frac{-I_{\max}}{8760} t + 8760$$

и решения интеграла (2) получим:

$$\tau_B = 2920 \text{ ч}.$$

Отсюда видно, что для одного и того же значения T для нагрузки типа А величина τ на 50% больше, чем для нагрузки типа В.

Следовательно, определение времени потерь τ в зависимости от времени использования максимума T без учета решаю-

щего фактора, влияющего на величину τ , т. е. без учета характера кривой нагрузки, явно не оправдано. На это частично было обращено внимание в [Л. 2]. Вот почему использование во всех случаях одной и той же формулы (1) или кривых, предложенных в [Л. 3], встречает с нашей стороны возражения и мы не можем согласиться с п. 3 выводов статьи С. Д. Волобрина.

Видимо, на основании статистических материалов следует формулу (1) и кривые, помещенные в [Л. 3], дифференцировать в зависимости от характера кривой нагрузки для разных групп потребителей. Такими группами могут быть, например, коммунально-бытовые нагрузки мелких и больших городов (с учетом географической широты), сельскохозяйственные нагрузки, промышленные нагрузки отдельных отраслей и т. д.

Только при этом условии можно согласиться с остальными выводами, сделанными в обсуждаемой статье.

Литература

1. Волобринский С. Д., Об оценке величины потерь энергии в электрических сетях, «Электричество», 1968, № 2.
2. Клебанов Л. Д. и Кунин Р. З., К вопросу об определении времени потерь, «Электричество», 1966, № 4.
3. Глазунов А. А. и Глазунов А. А., Электрические сети и системы, Госэнергоиздат, 1960.



В докладе содержались многочисленные данные, характеризующие достигнутый уровень энерговооруженности страны, а также перспективы развития до конца текущей пятилетки и на следующее пятилетие. В частности, в 1970 г. будет практически закончена электрификация сельских районов. Непрерывно снижается удельный расход топлива на 1 кВт·ч выработанной электроэнергии и численность персонала в энергосистемах. Если в 1960 г. протяженность электрических сетей, находящихся в ведении МЭиЭ, составляла 250 тыс. км, то в 1968 г. она достигнет 2700 тыс. км. В текущем пятилетии должны быть освоены блоки 500 и 800 Мвт, передача постоянного тока, газотурбинные установки, сооружаются опытные установки с МГД-генераторами, приливная ГЭС, внедряются атомные электростанции, в энергосистемах находят применение ЭЦВМ, происходит процесс укрупнения тепловых электростанций и увеличивается их количество с мощностью 1 млн. кВт и более.

Развитие электроэнергетики в следующем пятилетии (1971—1975 гг.) будет характеризоваться дальнейшим значительным ростом выработки электроэнергии, которая превысит 1 000 млрд. кВт·ч, и установленной генераторной мощности, развитием атомных электростанций, строительством промышленных линий электропередачи 750 кВ переменного тока, широким внедрением агрегатов по 300 Мвт, ростом мощности тепловых электростанций и единичных мощностей турбогенераторных агрегатов и др. К 1975 г. около 75% всего оборудования на тепловых электростанциях будет работать на паре высоких и сверхвысоких параметров. Полностью завершится электрификация сельских районов и формирование объединенной энергосистемы европейской части СССР и будут заложены основы формирования объединенной энергосистемы страны. Значительное развитие получат сети, в т. ч. напряжением 35 кВ и более.

Докладчик отметил важность проблемы электрификации быта. В настоящее время квартирные вводы рассчитываются на мощность порядка 1,2 кВт, что не дает возможности широко внедрять такие энергоемкие и с большой присоединенной мощностью бытовые электроприборы, как электрические плиты, стиральные машины с электроподогревом воды и др. Необходимо пересмотреть проектные нормы на квартирные электропроводки в связи с планируемым значительным ростом насыщенности семей холодильниками, телевизорами и др. бытовыми электроприборами.

При запланированном существенном росте выпуска силовых трансформаторов в следующем пятилетии РПН будут иметь около 25% всех выпускаемых трансформаторов 1—3-го габаритов и около 75% всех изготавливаемых трансформаторов 4—5-го габаритов. Докладчик отметил недостаточное использование энергосистемами трансформаторов с РПН в отношении регулирования напряжения.

Участники совещания заслушали также доклад начальника диспетчерской службы Главэлтвэнерго канд. техн. наук Я. Д. Баркана «Автоматизация регулирования напряжения

в электрических сетях». В докладе рассматривались три основных вопроса: объекты регулирования, собственно регулирование (средства регулирования) и автоматизация информации о режиме распределительной сети.

Представленные на совещание доклады по отдельным вопросам регулирования напряжения были заранее опубликованы в сборнике «Регулирование напряжения в электрических сетях», 1968, изд-во «Энергия», вышедшем тиражом в 4 300 экз. В связи с этим они не зачитывались на совещании, а по отдельным группам докладов совещание заслушивало обобщающие доклады с последующим обсуждением.

По разделу «Питающие электрические сети (напряжением 110 кВ и выше)» было представлено 24 доклада, обобщенных в сообщении канд. техн. наук Я. Д. Баркана; в обсуждении приняло участие 11 чел. Канд. техн. наук доц. Л. А. Солдаткина обобщила основные проблемы, содержащиеся в 21 докладе, посвященном городским и сельским электрическим сетям. По этим вопросам на совещании выступило 14 участников. 26 докладов раздела «Промышленные электрические сети» осветил в своем выступлении доктор техн. наук проф. Б. А. Константинов; в дискуссии участвовало 15 чел. Кроме того, в сборнике опубликовано 11 докладов, объединенных в разделе «Технические средства регулирования напряжения».

В общей дискуссии по всем проблемам регулирования напряжения в электрических сетях приняло участие 8 чел.

Совещание приняло развернутое решение, в котором кратко констатируется состояние рассматриваемого комплекса проблем и намечены основные пути развития, направленные на улучшение использования средств компенсации реактивной мощности и регулирования напряжения, имеющихся в действующих сетях; указаны необходимые мероприятия для обеспечения электрических сетей средствами компенсации реактивной мощности и регулирования напряжения в необходимом количестве; отмечено, что мероприятия по компенсации реактивной мощности и регулированию напряжения должны проводиться на основе рационально организованного контроля за качеством напряжения и резервами реактивной мощности в электрических сетях; указано, что кроме отклонений напряжения в распределительных сетях имеют место другие нарушения нормального электроснабжения (колебания напряжения, искажение формы кривой напряжения и нарушение симметрии по фазам); содержится обращение к Государственному комитету Совета Министров СССР по науке и технике с просьбой организовать научные исследования по ряду конкретных тем; выражено пожелание созвать в 1969 г. совещание по координации исследований в области управляемых статических компенсирующих устройств; содержится предложение об организации цикла лекций и курсов — семинара по изучению статистических методов контроля качества напряжения в электрических сетях и эксплуатации новых автоматизированных устройств.

Канд. техн. наук А. Г. Крайз

УДК 621.36

ВСЕСОЮЗНОЕ НАУЧНО-ТЕХНИЧЕСКОЕ СОВЕЩАНИЕ ПО ЭЛЕКТРОТЕРМИИ И ЭЛЕКТРОТЕРМИЧЕСКОМУ ОБОРУДОВАНИЮ

В Тбилиси с 14 по 19 октября 1968 г. было проведено V Всесоюзное научно-техническое совещание по электротермии и электротермическому оборудованию (I Всесоюзное совещание по электротермии, созданное по инициативе АН СССР, состоялось в Москве в 1940 г.).

В работе совещания, которое было организовано Министерством электротехнической промышленности СССР (Главэлтромаш), Центральным, Московским и Грузинским Республиканским правлениями НТОЭ и ЭП, Всесоюзным научно-исследовательским институтом электротермического оборудования и Информстандартэлектро, приняли участие свыше 400 делегатов.

Активно участвовали в работе совещания представители дружественных социалистических стран: Народной Респуб-

ки Болгарии, Германской Демократической Республики, Польской Народной Республики, Чехословацкой Социалистической Республики, Социалистической Республики Румынии и Венгерской Народной Республики.

Открылось совещание пленарными заседаниями, на которых были заслушаны основные доклады.

Доклад А. П. Альтгаузена был посвящен анализу достижений электропечестроения СССР за прошедшее пятилетие и ближайшим проблемам и перспективам в области электротермии. Отмечен значительный рост единичной мощности и емкости электропечей. Так, емкость сталеплавильных дуговых электропечей составляет 200 т, мощность руднотермических — 48 Мва, индукционных канальных для алюминия — 16 а, и вакуумных дуговых со слитком — до 37 т.

Наряду с достижениями в области электропечестроения в докладе указано на разрыв между потребностью в электро-термическом оборудовании и возможностью его производства специализированными заводами.

Обращено также внимание на целесообразность совместного производства электропечей и пламенных печей типовых размеров, так как последние до сего времени изготавливаются в индивидуальном порядке на местах, что тормозит их внедрение даже там, где они могут оказаться более эффективными, нежели электропечи.

А. В. Донской в докладе о подготовке инженерно-технических кадров по электротермии указал на необходимость ежегодно выпускать не менее 1500—2000 специалистов, что подтверждается неуклонным ростом электротехнологических установок во всех областях промышленности, сельском хозяйстве и быту.

М. Я. Смелянский сделал обзорное сообщение о новых видах электрического нагрева, описав в основном плазменную плавку, а также вакуумную и лучевую.

Участник VI Международного конгресса по электротермии (г. Брайтон, Англия, май 1968 г.) **Л. Е. Никольский** рассказал о наиболее интересных докладах конгресса: об увеличении единичной мощности сталеплавильных дуговых электропечей до 70—80 Мва и разработке проектов на мощность 100—130 Мва, а также об установке руднотермической печи для выплавки ферросилиция мощностью 60 Мва.

А. Д. Свенчанский доложил об итогах VII Международной энергетической конференции (Москва, август 1968 г.).

После первых двух пленарных заседаний работа совещания была разделена на три секции: дуговые электропечи, электропечи сопротивления, индукционные электропечи.

Все секционные доклады были вручены участникам совещания в виде специально отпечатанных выпусков. Такой порядок работы секций позволил уделить значительное время на обсуждение опубликованных докладов и заслушать дополнительные сообщения о работах, не затронутых в докладах.

На секции дуговых электропечей рассматривались дуговые сталеплавильные и руднотермические электропечи, а также установки по водоочистке и газоочистке к этим печам.

Генеральные докладчики на секции: **Микулинский А. Р., Кацевич Л. С. и Жерлев И. Т.** Было представлено 42 доклада с дополнительными сообщениями; в прениях выступило более 40 человек. Во всех докладах и выступлениях отмечалась тенденция к значительному росту единичной мощности дуговых электропечей. Так, мощность фосфорных печей намечается уже в ближайшее время довести до 60 Мва и в дальнейшем до 72—96 Мва. В докладах предлагалось приступить к проектированию круглых электропечей мощностью 60 Мва для ферросплавной промышленности и печей мощностью 16,5 Мва для абразивной. Взамен существующих маломощных однофазных печей для выплавки металлического кремния отмечалась целесообразность применения трехфазных круглых печей мощностью 16,5 Мва.

Ряд докладов был посвящен расчету основных параметров руднотермических электропечей на основе методов теории подобия, применение которых возможно только в узких пределах. Поэтому секцией предложено созвать специальное совещание, посвященное методам расчета руднотермических электропечей.

Сисоян Г. А. и Постников Н. Н. отметили необходимость критического подхода к чрезмерному увеличению удельной мощности электропечей за счет снижения стойкости футеровки, так как в последнем случае частые и длительные простои печей могут свести на нет эффект повышения удельной мощности печи.

В докладах **Кацевича Л. С.** — «Ближайшие задачи усовершенствования конструкции дуговых сталеплавильных печей»; **Логина Г. А. и Гостева Е. И.** — «Развитие электротермии фосфора в СССР» и **Шилина В. К.** и др. — «Новые разработ-

ки ВНИИЭТО в области рудновосстановительных электропечей» были отражены существующие конструкции указанных установок и перспективы их развития.

Секция электропечей сопротивления (генеральные докладчики: **Бародичев А. С., Гутман М. Б., Лейкинд М. С., Свенчанский А. Д.**) заслушала сообщение о 33 докладах; в прениях выступило около 30 человек.

Отмечен значительный рост типоразмеров, выпускаемых заводами электропечестроения. Достигнута возможность регулирования температуры в печах в пределах $\pm 0,5^\circ\text{C}$. В докладах теоретического и практического значения (**Цокурено М. Г., Рыжков Л. Н., Слободский А. П. и Лучшева З. А.**) отмечалась эффективность инфракрасного нагрева по сравнению с конвективным, позволяющего в отдельных случаях повысить производительность в 10 раз.

Большое количество докладов было посвящено нагревательным элементам — главным элементам конструкции всякой электропечи сопротивления с косвенным нагревом. Отмечалась возможность получения алюминиевых сплавов на рабочую температуру до 1400° .

Необходимо отметить доклад **Мармера Э. Н., Ковалева М. Н. и Кондратьева А. И.** о сверхвысоковакуумных электропечах сопротивления для дегазации и термообработки с рабочим давлением 10^{-7} — 10^{-9} мм рт. ст.

Доклад **Хазанова Э. Я., Климовичского В. Н. и Юсима И. И.** был посвящен печати для выращивания монокристаллов. **Шпильрайн Э. Э. и Мальтер В. Л.** доложили об обмене в компрессионных газовых электропечах; в докладе приведена характеристика компрессионной печи на рабочую температуру до 2200°C при избыточном давлении до 300 атм. Секция индукционных электропечей рассматривала все виды индукционного нагрева, а также преобразователи частоты, силовые установки, закалочные станки и контрольно-измерительную аппаратуру. Было представлено 28 докладов, в прениях выступило около 25 человек. Генеральные докладчики: **Мондрус Д. Б., Шепеляковский К. З. и Васильев А. С.**

В докладах **Леоновой Э. П., Шевцова М. А., Ежова Л. М. и Графос Н. И.** отмечаются достижения и перспективы развития плавильных индукционных печей промышленной частоты для плавки чугуна, медных сплавов и алюминия. Впервые указывается на качественный и экономический эффект применения индукционных печей.

Вологдин В. В. доложил о состоянии и дальнейшем развитии высокочастотной электротермии в СССР. Отмечая успехи в этой области электротермии, докладчик указывает на отсутствие комплектности в постановке оборудования и полустарное изготовление технологической части высокочастотных установок.

Мондрус Д. Б. сообщил о подготовке к выпуску мощных высокочастотных установок (630 квт, 81, 36 и 152,5 Мгц и 2,375 Ггц).

Чайка А. Н., Черевачкий Л. М. и Иванов В. К. рассказали о разработке новой серии машин преобразователей частоты. Их применение повысит к. п. д. преобразователя на 2,7—13,4%, снизит вес в 1,6—2,6 раза и даст большую годовую экономию.

Большой интерес вызвал просмотр киноленты, продемонстрированной представителями ГДР, посвященной комплексным высокочастотным установкам. К сожалению, подобная иллюстрация оборудования была единственной на совещании.

В заключение работы совещания были единодушно приняты обширные рекомендации, направленные на дальнейшее развитие электротермии в СССР.

*Доктор техн. наук проф. А. В. Донской
и инж. Б. В. Парфанович*



Новые книги издательства «Энергия»

УВАЖАЕМЫЙ ЧИТАТЕЛЬ!

Публикуем перечень книг, намеченных к выпуску в 1969 г. издательством «Энергия», представляющих интерес для читателей нашего журнала.

Более подробные сведения о содержании этих книг приведены в тематическом плане издательства на 1969 г., имеющемся в каждом книжном магазине.

УЧЕБНАЯ ЛИТЕРАТУРА ДЛЯ ВУЗОВ

Дорогунцев В. Г., Овчаренко Н. И. Элементы устройств энергосистем. 28 л.

Мельников Н. В. Электрические сети и системы. 28 л.

Сергеев П. С., Горяинов Ф. А. и Виноградов Н. В. Проектирование электрических машин. Изд. 2-е, переработ. и доп. 60 л.

Сиротин А. А. Автоматическое управление электроприводами. 30 л.

Соколов М. М. Автоматизированный электропривод общепромышленных механизмов. Изд. 2-е, переработ. и доп. 27,5 л.

Юревич Е. И. Автоматическое управление и регулирование. 28 л.

УЧЕБНАЯ ЛИТЕРАТУРА ДЛЯ ТЕХНИКОВ

Боронихин А. С. Контрольно-измерительные приборы (лабораторные работы). 13 л.

Казарновский Д. М. и Тареев Б. М. Испытания электроизоляционных материалов и изделий. Изд. 2-е, переработ. 20 л.

Кауфман М. С. Электронные приборы. Изд. 3-е. 33 л.

Микуцкий Г. В. и Скитальцев В. С. Высокая частотная связь по проводам линий электропередачи. 27 л.

Нейштадт С. З. и Россиянский Л. С. Технология и оборудование производства радиодеталей и компонентов. Изд. 2-е. 30 л.

Николаев С. А. Руководство к лабораторным работам по электрическим машинам. Изд. 2-е. 13 л.

Никулин Н. В. и Кортнев В. В. Оборудование и технология производства электрокерамических конструкций. 27,5 л.

Писаревский Э. А. Электрические измерения и приборы. 28 л.

Чернобровов Н. В. Релейная защита. Изд. 4-е. 44 л.

СПРАВОЧНАЯ ЛИТЕРАТУРА

Кацнельсон Б. В., Ларнонов А. С. и Калугин А. М. Электронные и ионные приборы. 51 л.

Энциклопедия измерений, контроля и автоматизации (ЭИКА). Вып. 13, 14, 15. 30 л.

Юбиш Г. Климатическая защита электронных приборов. Пер. с нем. 28 л.

ОБЩИЕ ВОПРОСЫ

Бутаков Е. А. Методы синтеза релейных устройств из пороговых элементов. 18 л.

Венда В. Ф. Средства отображения информации. 11 л.

Горелова Г. В., Здор В. В. и Свечарник Д. В. Метод оптимума номинала и его применение. 15,5 л.

Дидук Г. А., Потапенко А. А. и Чернецкий В. И. Методы анализа и синтеза систем автоматического управления на цифровых вычислительных машинах. 20 л.

Сапожников А. В. Уровни изоляции электрооборудования высокого напряжения. 17 л.

Шмитц Н. и Новотный Д. Введение в электромеханику. Пер. с англ. 24,5 л.

ЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ СИСТЕМЫ

Маркович И. М. Режимы энергетических систем. Изд. 4-е, переработ. 35 л.

Режимы работы энергетических систем. Переводы докладов на XXII сессии СИГРЭ 1968 г. Под ред. В. А. Веникова. 17 л.

Синхронные генераторы. Переводы докладов на XXII сессии СИГРЭ 1968 г. Под ред. И. А. Глебова и Л. Г. Мамиканянца. 7 л.

Хачатуров А. А. Несинхронные включения и ресинхронизация в энергосистемах. 15 л.

Экономика и надежность электроснабжения. Сборник переводов докладов конференции английского института электриков. 15 л.

АВТОМАТИКА, РЕЛЕЙНАЯ ЗАЩИТА И СВЯЗЬ В ЭНЕРГОСИСТЕМАХ

Богорад А. М. и Назаров Ю. Г. Автоматическое повторное включение в энергосистемах. 21 л.

Бабаев Н. Т., Ефремов В. С., Малышев А. И., Стебнев В. Г. и Харламов В. М. Высокая частотная аппаратура и устройства телемеханики. 14 л.

Казанский В. В. Трансформаторы тока в схемах релейной защиты. Изд. 2-е, переработ. 11 л.

Релейная защита. Переводы докладов на XXII сессии СИГРЭ 1968 г. Под ред. А. М. Федосеева. 17 л.

Руководящие указания по релейной защите линий 110—330 кв с ответвлениями. Вып. 8. 12 л.

Выключатели высокого напряжения. Переводы докладов на XXII сессии СИГРЭ 1968 г. Под ред. Н. В. Шилина. 11 л.

ТЕХНИКА ВЫСОКОГО НАПРЯЖЕНИЯ

Левитов В. И. Корона переменного тока. 17,5 л.

Электрические разряды в воздухе при напряжении высокой частоты. 14 л.

ЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ МАШИНЫ И ТРАНСФОРМАТОРЫ

Альперт Т. И. и Сергиевская Т. Г. Охлаждение крупных гидрогенераторов. 22 л.

Альтшулер И. Б., Карташевский П. Я., Лившиц А. Л. и Файнштейн М. Б. Расчет электромагнитных полей в электрических машинах. 7 л.

Бурковский А. Н., Коваль Е. Б. и Коробов В. Г. Нагрев и охлаждение взрывозащищенных электродвигателей. 12 л.

Гемке Р. Г. Неисправности электрических машин. 27 л.

Гольденберг С. И., Моз Л. С., Нейман З. Б. и Пекне В. З. Синхронные компенсаторы. 17 л.

Гуревич Э. И. Тепловые испытания турбогенераторов большой мощности. 10 л.

Детинко Ф. М., Загородная Г. А. и Фастовский В. М. Прочность и колебания электрических машин. 22 л.

Иванов-Смоленский А. В. Физическое моделирование электромагнитных полей и процессов в электрических машинах. 16,5 л.

Каганов З. Г. Волновые напряжения в изоляции электрических машин. 12 л.

Окунь С. С., Сергеевков Б. Н. и Киселев В. М. Трансформаторные и трансформаторно-транзисторные регуляторы-стабилизаторы напряжения. 12 л.

Трансформаторы. Переводы докладов на XXII сессии СИГРЭ 1968 г. Под ред. С. И. Рабиновича. 15 л.

Трещев И. И. Методы исследования электромагнитных процессов в машинах переменного тока. 12 л.

Хрущев В. В. Электрические микромашины переменного тока для устройств автоматики. 20 л.

СЕРИЯ «ТРАНСФОРМАТОРЫ»

Зайцев И. И., Кубрак А. И., Плетнев А. И. и Шилов В. В. Кварцонаполненные взрывобезопасные шахтные трансформаторы и подстанции. 12 л.

Каганович Е. А. Испытание трансформаторов малой и средней мощности на напряжение до 35 кв включительно. 17 л.

СЕРИЯ «ТЕХНОЛОГИЯ ЭЛЕКТРОМАШИНОСТРОЕНИЯ»

Исакович М. М., Клейман А. И. и Перчанок Б. Х. Устранение вибрации электрических машин. 13 л.

ЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ АППАРАТЫ

Арнольд Р. Р. Расчет и проектирование магнитных систем с постоянными магнитами. 10 л.

Афанасьев В. В. Конструкции выключающих аппаратов высокого напряжения. Изд. 2-е, переработ. 37 л.

Городецкий С. А. и Гельман Н. Л. Испытания и монтаж вводов высокого напряжения. 8,5 л.

Дулин В. А. Методы исследования надежности низковольтных аппаратов. 9 л.

Каплан В. В. и Нашатырь В. М. Коммутационные испытания высоковольтных аппаратов. Изд. 2-е, переработ. 11 л.

Лившиц Л. А., Отто М. М. и Рогачев И. С. Генераторы импульсов. Изд. 2-е, 13,5 л.

Орлов Д. В. Электромагниты с замедлением. 6 л.

Ренне В. Т. Электрические конденсаторы. Изд. 3-е, переработ. 35 л.

Сливинская А. Г. и Гордон А. В. Электромагниты со встроенными выпрямителями. 5 л.

ЭЛЕКТРОПРИВОД

Бор-Раменский А. Е., Воронежский Б. Б. и Святославский В. А. Быстродействующий электропривод. 15 л.

Глазенок Т. А. и Гончаренко Р. Б. Полупроводниковые преобразователи частоты в электроприводах. 10 л.

Ратнер Н. И. Расчет электроприводов в случайных режимах. 8 л.

Тетельбаум И. М. и Шлыков Ф. М. Электрическое моделирование динамики электропривода механизмов. 9 л.

Тун А. Я. и Иванов А. И. Наладка электрических машин электроприводов. Изд. 2-е. 9 л.

ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЬНАЯ ТЕХНИКА

Ривкин Г. А. Преобразовательные устройства в промышленности, энергетике и транспорте. 24 л.

АВТОМАТИКА И ТЕЛЕМЕХАНИКА

Васманов В. В. Автоматизированные системы промышленного управления. 17 л.

Ильин В. А. Телеконтроль и телеуправление. 22 л.

Лернер А. Я. и Розенман Е. А. Оптимальное управление. 24 л.

Морозовский В. Т. Многомерные системы автоматического управления. 14 л.

Тимошинов П. М. Телеуправление подвижными промышленными объектами. 8 л.

Уланов Г. М. Статистические и информационные вопросы управления по возмущению. 15 л.

ВЫЧИСЛИТЕЛЬНАЯ ТЕХНИКА

Добронравов О. Е., Челицкий Ф. П., Ивин Г. Ф. и Чугунов А. В. Применение тушительных диодов в вычислительной технике. 14 л.

Каган Б. М., Долкерт В. М. и Каневский М. М. Цифровые вычислительные машины и системы. 33 л.

Лазарев В. Г. и Пииль Е. И. Синтез управляющих автоматов. 24 л.

Францис Т. А. и Янбых Г. Ф. Избыточность в электронных дискретных устройствах. 15 л.

ЭЛЕМЕНТЫ АВТОМАТИКИ И ВЫЧИСЛИТЕЛЬНОЙ ТЕХНИКИ

Арутюнов М. Г. и Маркович В. Д. Скоростной ввод-вывод информации. 22 л.

Афанасьев Ю. В. Феррозонды. 10 л.

Боярченков М. А., Раев В. К. и Розенталь Ю. Д. Магнитные элементы на разветвленных сердечниках. 11 л.

Викторов В. А. Резонансный метод изоляции уровня. 10 л.

Вуль В. А. и Трайто Б. Г. Устройство сверхбыстродействующей памяти. 12 л.

Ильинский В. С. Защита аппаратов от динамических воздействий. 17,5 л.

Николаев Ю. А., Петухов В. П., Феклисов Г. И. и Чемоданов Б. К. Динамика цифровых следящих систем. 22 л.

Пуль Г. Основные методы и системы индикации. Перс англ. 30 л.

Ройзен С. С. и Стефанович Т. Х. Магнитные усилители и их применение в промышленности. 30 л.

Частотно-ферродинамическая система приборов контроля и управления. 14 л.

Эйгенброт В. М. Преобразователи рода энергии сигналов в системах автоматического управления. 13 л.

ИЗМЕРИТЕЛЬНАЯ ТЕХНИКА И АВТОМАТИЧЕСКИЙ КОНТРОЛЬ

Дорофеев А. А., Никитин А. И. и Рубин А. Л. Индукционная толщинометрия. 9 л.

Карандеев К. Б. и др. Быстродействующие электрические компенсационно-мостовые приборы. 9 л.

Кацнельсон О. Г. и Эдельштейн А. С. Автоматические измерительные приборы с магнитной подвеской. 16 л.

Кифер И. И. Испытание ферромагнитных материалов. Изд. 3-е. 22 л.

Ковалевская В. В. и Машенков В. М. Энергетические измерительные преобразователи. 18 л.

Мизюк Л. Я., Вишняков А. Э., Гольдгелтер В. И. и Рыбин В. К. Элементы переносной низкочастотной измерительной аппаратуры. 8 л.

Нетребенко К. А. Цифровые делители напряжения. 12 л.

Шенброт И. М. и Гинзбург М. Я. Расчет точности систем централизованного контроля. 25 л.

СЕРИЯ «ЭЛЕКТРОИЗМЕРИТЕЛЬНЫЕ ПРИБОРЫ»

Таранюк В. А. Переносные многопредельные комбинированные приборы. 11 л.

Чечурина Е. Н. Приборы для измерения магнитных величин. 9,5 л.

СЕРИЯ «ФИЗИЧЕСКИЕ И ФИЗИКО-ХИМИЧЕСКИЕ МЕТОДЫ КОНТРОЛЯ СОСТАВА И СВОЙСТВ ВЕЩЕСТВА»

Зарецкий Л. С. Импульсный полярографический концентратор. 5 л.

БИБЛИОТЕКА ПО АВТОМАТИКЕ

Автоматические построители графиков ЭЦВМ. 6 л.

Александровский Н. М. Элементы теории оптимальных систем автоматического управления. 8 л.

Алексеев Н. Н., Андреев Г. И. и Морговский Ю. А. Тиристорные регулируемые электроприводы постоянного тока. 7 л.

Бойков Н. А., Звездин П. С. и Резник Л. Б. Измерение давлений при быстропротекающих процессах. 6 л.

Борцов Ю. А., Суворов Г. В. и Шестаков Ю. С. Экспериментальное определение параметров и частотных характеристик автоматизированных электроприводов. 6 л.

Брик Е. А. Постоянные запоминающие устройства. 6 л.

Вершин В. Е. и Добролюбов Л. В. Статистический анализ электрических цепей. 7 л.

Виленкин А. Г. Импульсные транзисторные стабилизаторы напряжения. 4 л.

Галактионов А. И. Представление информации. 9 л.

Гельман М. М. Преобразователи напряжения в кодированный временной интервал. 4 л.

Городецкий А. В., Кулебякин А. В. и Урбанович Д. Н. Миниатюризация магнитных усилителей. 6 л.

Данюшевская Е. Ю. Реверсивные электроприводы постоянного тока с тиристорными преобразователями. 7 л.

Диковский Я. М. и Капранов И. И. Магнитоуправляемые контакты. 9 л.

Долгов В. А. и Гонестас Э. Ю. Коммутирующие устройства автоматических систем контроля. 6 л.

Дроботов Ю. В. Ферритовые платы для запоминающих устройств. 6 л.

Дунаев В. И. Квазиоптимальные по быстродействию системы автоматического регулирования. 4 л.

Евтушенко И. Н. Телемеханика в больших системах управления промышленными предприятиями. 7 л.

- Ефимов М. В. Следящие системы с оптическими связями. 8 л.
Ивкевич В. А. Серийные тиратроны тлеющего разряда. 7 л.
Ильинский В. М. Бесконтактное измерение расходов. 8 л.
Ильярский О. И. и Удалов Н. П. Термоэлектрические элементы. 7 л.
Калинчук Б. А. и Пичугин О. А. Полупроводниковые модуляторы. 7 л.
Касаткин А. С. и Коменда Э. И. Статистическая оптимизация аппаратуры контроля. 4 л.
Касаткин А. С. и Хрулева А. В. Рациональный выбор характеристик контроля. 5 л.
Кожух В. Я. Автоматическое измерение разности температур. 6 л.
Коссов О. А. и Хасаев О. И. Полностью управляемые тиристоры в устройствах автоматики. 7 л.
Кривичкий С. О. и Эпштейн И. И. Динамика частотно-регулируемых электроприводов с автономными инверторами. 7 л.
Кривоносов А. И. Термодиоды и термотриоды. 6 л.
Кузнецов А. А. и Кузнецов О. А. Элементы быстросрабатывающих аналого-цифровых преобразователей. 8 л.
Кулаков М. В. и Макаров Б. И. Измерение температуры поверхности твердых тел. 7 л.
Куликовский Л. Ф., Лихтциндер Б. Я. и Волков М. И. Автоматические измерительные приборы с выполнением математических и логических операций. 7 л.
Лашевский Л. А., Тamarченко Н. Г. и Хавкин В. Е. Запоминающие устройства на многоотверстных пластинах. 6 л.
Лебедев Е. Д., Неймарк В. Е., Пистрак М. Я. и Слежановский О. В. Управление электроприводами постоянного тока. 9 л.
Махнанов В. Д. и Милохин Н. Г. Устройства время-импульсного кодирования. 7 л.
Маякин В. П. и Донченко Э. Г. Электронные системы для автоматизированного изучения характеристик жидкостей и газов. 7 л.
Михайлов Ф. А. Случайные процессы в нестационарных системах. 8 л.
Неживов О. А. Логические схемы на ферритовых сердечниках лестничного типа. 7 л.
Немец И. Практическое применение газорезисторов. Пер. с чеш. 12,5 л.
Николаев П. В. и Сабинин Ю. А. Фотоэлектрические следящие системы. 7 л.
Павленко В. А. Автогенераторные усилители в приборах контроля и автоматики. 8 л.
Пеккер И. И. Физическое моделирование и теория подобия электромагнитных механизмов. 5 л.
Пересада В. П. Автоматическое распознавание образов. 6 л.
Петров Л. П., Ледензон В. А., Поляков Л. М., Подзолов Р. Г. и Обуховский М. П. Асинхронный электропривод с тиристорным управлением. 9 л.
Петров Ю. П. Вопросы оптимального управления движением транспортных средств. 6 л.
Писарев В. Л., Дерим-Оглы Г. Н. и Зыков Е. А. Выходные устройства бесконтактных систем автоматики. 9 л.
Поспелов Д. А. Вероятностные автоматы. 7,5 л.
Пульер Ю. М., Колесов Ю. А. и Асиновский Э. Н. Индукционные электрохимические функциональные преобразователи. 7 л.
Райцын Т. М. Синтез систем автоматического управления методом направленных графов. 6 л.
Раскин Л. Я. Стабилизированные автономные инверторы на тиристорах для питания сети потребителей. 6 л.
Розенвассер Е. Н. и Юсупов Р. М. Чувствительность систем автоматического управления. 10 л.
Ройзен В. З. Малогабаритные поляризованные реле и дистанционные переключатели. 8 л.
Сандлер А. С., Аввакумова Г. К., Кудрявцев А. В. и Никольский А. А. Преобразователи частоты на тиристорах для управления высокоскоростными двигателями. 6 л.
Соловьев В. Ф. Рациональное кодирование при передаче сообщений. 5,5 л.
Степанов И. М. Электрохимическая запись. 7 л.
Темников Ф. Е. и Славинский В. Л. Функциональные развертывающие преобразователи сигналов. 7 л.
Титов Н. И. и Успенский В. К. Моделирование систем с запаздыванием. 6 л.
Харазов К. И. Реле с магнитоуправляемыми контактами. 6 л.
Черепанов А. И. Динамика систем многоканального позиционного регулирования. 7 л.
Шушкунов В. Е. Корректирующие звенья в устройствах измерения нестационарных температур. 9 л.



РЕДАКЦИОННАЯ КОЛЛЕГИЯ:

В. В. Афанасьев, А. И. Бертинов, В. Г. Бирюков, В. А. Веников, Б. Б. Воронцов, И. С. Ефремов, Л. А. Жекулин, Д. Г. Жимерин, А. М. Залесский, П. М. Ипатов, М. П. Костенко, В. С. Кулебакин, Л. Г. Мамиконянц (зам. главного редактора), Л. Р. Нейман, И. И. Петров, С. И. Рабинович, Д. В. Разевиг (главный редактор), А. М. Федосеев, М. Г. Чиликин, А. С. Шаталов.

Адрес редакции: Москва, Б. Черкасский пер., д. 2/10. Телефон 294-24-80.

Почтовый адрес: Москва, Главный почтамт, абонентный ящик № 648

Адрес для телеграмм: МОСКВА, ЭЛЕКТРИЧЕСТВО

Сдано в набор 13/XII 1968 г.
Формат бумаги 60×90¹/₈
Тираж 11173 экз.

Подписано к печати 30/I 1969 г.
Усл. печ. л. 12
Цена 80 коп.

Т-02535
Уч.-изд. л. 13,84
Зак. 1626

Московская типография № 10 Главполиграфпрома Комитета по печати при Совете Министров СССР. Шлюзовая наб. 10.

СОДЕРЖАНИЕ

Н. Д. Анисимова, В. А. Веников, И. П. Копылов, Н. Ф. Котеленец и В. А. Строев — Исследование комплексного регулирования подмагничиваемой синхронной машины	1	М. Х. Захар-Иткин — Исследование матричных телеграфных уравнений, описывающих распространение волн в многопроводной неоднородной линии электропередачи	60
Б. И. Иофьев, Л. Н. Чекаловец и Я. И. Лугинский — Автоматическое управление мощностью паровых турбин с целью повышения устойчивости	9	Л. Кнеппо — Магнитное поле полого эллиптического цилиндра с постоянной плотностью тока	69
М. В. Костенко, Г. С. Кучинский и А. К. Черновец — О коммутации шунтовых конденсаторных батарей высокого напряжения	17	А. Г. Потапьевский, В. С. Мечев и В. В. Растегаев — Регистрация параметров импульсов и динамических вольт-амперных характеристик сварочных дуг	73
И. М. Чернышев, И. П. Щеглов и В. В. Кузнецова — Параметры воздушных линий электропередачи, характеризующие условия отключения неудаленных коротких замыканий	22	СООБЩЕНИЯ	
А. А. Глазунов и Ю. А. Фокин — О комплексном электроснабжении потребителей электроэнергии в городах	2	П. Г. Грудинский и Н. М. Сыч — Об определении потерь энергии по времени потерь	77
Т. Л. Жвания — Измерение высокочастотных характеристик генераторов методом разряда емкости	35	В. Н. Пирогов — Защита от перегрузок по току полупроводниковых стабилизаторов напряжения компенсационного типа	79
В. В. Домбровский — Симметричные составляющие реактивностей обмоток электрических машин	38	В. А. Козлов, А. И. Коппель и А. С. Мессерман — Электрическое моделирование волнового уравнения второго порядка	81
А. И. Бертинов, В. В. Варлей и А. А. Фарбовский — Влияние величины эксцентриситета на рабочие процессы в синхронных электродвигателях с катящимся ротором	41	С. Д. Левинтов — Графический метод решения нелинейных дифференциальных уравнений вида $\frac{dx}{dt} = Q(t) - P(x)$	83
А. А. Теврюков, В. Е. Скороваров и В. С. Ишевский — Магнитно-полупроводниковое фазосдвигающее устройство для управления тиристорами	45	ДИСКУССИИ	
А. Б. Зеленев и М. Ю. Файнберг — Комбинированная система стабилизации скорости автоматизированных электроприводов постоянного тока	51	О вероятностно-статистических методах технико-экономических расчетов в промышленных электросетях — Л. М. Зельцбург. Ответ автора — Б. С. Мешель. Об оценке величины потерь энергии в электрических сетях — Б. И. Гольденблат; Л. Зимельс	84
М. А. Раков и Ю. И. Шумков — Стационарные процессы в делителе частоты с вентилем при прямоугольном напряжении возбуждения	56	ХРОНИКА	
		Всесоюзное совещание по регулированию напряжения в электрических сетях. Всесоюзное научно-техническое совещание по электротермии и электротермическому оборудованию	81
		Новые книги издательства «Энергия»	98



CONTENTS

A Study of Complex Regulation for a Synchronous Machine with Additional Magnetization — N. D. Anisimova, V. A. Venikov, I. P. Kopilov, N. F. Kotelenets, V. A. Stroyev	1	Steady-state Processes in a Frequency Divider with a Valve for a Rectangular Shaped Applied Voltage — M. A. Rakov, U. I. Shumkov	56
Automatic Control of Steam Turbine Output for Improving Stability — B. I. Iofiev, L. N. Chekalovets, J. N. Luginski	9	A Study of the Matrix Telegraph Equations Describing Wave Propagation on an Unhomogeneous Multi-conductor Transmission Line — M. H. Zakhar-Itkin	60
On the Switching of High-voltage Shunt Capacitor Banks — M. V. Kostenko, G. S. Kuchinski, A. K. Chernovets	17	The Magnetic Field in a Hollow Elliptical Cylinder for Constant Current Density — L. Kneppo	69
The Parameters of Overhead Transmission Lines for Conditions of Clearing Nearby Short Circuits — N. M. Chernishev, I. P. Sheglov, V. V. Kuznetsova	22	Recording Pulse Parameters and Dynamic Volt-ampere Characteristics of Welding Arcs — A. G. Potapevski, V. S. Mechev, V. V. Rastegaev	73
On Overall Electric Power Supply of Urban Consumers — A. A. Glazunov, U. A. Fokin	29	REPORTS	
Measurement of the High-frequency Characteristics of Generators by a Capacitor Discharge Technique — T. L. Djvania	35	On Determining Energy Losses on the Basis of Loss Time — P. G. Grudinski, N. M. Sich	77
Symmetrical Components for the Reactances of Electrical Machine Windings — V. V. Dombrovski	38	Current Overload Protection of Compensating Type Semiconductor Voltage Stabilizers — V. N. Pirogov	79
How Eccentricity Influences the Performance of Synchronous Motors with Rocking Rotors — A. I. Bertinov, V. V. Varley, A. A. Farbovski	41	Electrical Simulation of a Second Order Wave Equation — V. A. Kozlov, A. I. Koppel, A. S. Messerman	81
A Magneto-Semiconductor Phase Shifter for Thyristor Control — A. A. Tevriukov, V. E. Skorovarov, V. S. Ishevski	45	A Graphical Method for Solving Nonlinear Differential Equations of the Type $\frac{dx}{dt} = Q(t) - P(x) -$ S. D. Levintov	83
A Composite System for Speed Stabilization in Automated D. C. Drives — A. B. Zelenov, M. U. Feinberg	51	DISCUSSION	
		CHRONICLE	



Исследование комплексного регулирования подмагничиваемой синхронной машины

Анисимова Н. Д., Веников В. А.,
Копылов И. П., Котеленец Н. Ф., Строев В. А.
«Электричество», 1969, № 2

Рассматривается один из возможных вариантов комплексного регулирования синхронных генераторов с целью улучшения устойчивости их работы в энергосистеме; автоматическое регулирование возбуждения и тока специальных обмоток подмагничивания, установленных на роторе.

Исследование, проведенное с помощью метода синтеза систем автоматического регулирования высокой точности показало, что по условию обеспечения высокого уровня статической устойчивости стабилизацию по каналам возбуждения и подмагничивания целесообразно осуществлять по первым двум производным линейной комбинации параметров режима.

Оказалось достаточным осуществлять стабилизацию по производным только по каналу возбуждения. По каналу подмагничивания в этом случае осуществляется дополнительная форсировка при больших возмущениях.

Полученные теоретические результаты были подтверждены исследованиями статической и динамической устойчивости на динамической модели. Табл. 1. Илл. 6. Библ. 9.

УДК 621.315.1

Автоматическое управление мощностью паровых турбин с целью повышения устойчивости

Б. И. Иофьев, Лугинский Я. Н.,
Чекаловец Л. Н.
«Электричество», 1969, № 2

Изложены основные способы повышения устойчивости параллельной работы электростанций в энергосистемах путем управления мощностью паровых турбин. Основное внимание уделено одному из возможных способов управления мощностью турбины, заключающемуся в подаче через ее электрогидравлический преобразователь импульсов определенной амплитуды и длительности. Проведена оценка некоторых упрощенных пусковых устройств, управляющих мощностью турбины. Рассмотрены устройства, предназначенные для ограничения числа оборотов после отключения генератора от сети и для повышения приемистости турбины. Отражены основные особенности устройств противоаварийной автоматики крупных ГРЭС. Илл. 7. Библ. 17.

УДК 621.319.4.014.2

О коммутации шунтовых конденсаторов батарей высокого напряжения

Костенко М. В., Кучинский Г. С.,
Черновец А. К.
«Электричество», 1969, № 2

Долговечность конденсаторов и надежность батарей в целом можно существенно повысить, если использовать для регулирования мощности многоступенчатых шунтовых конденсаторных батарей схемы, обеспечивающие при неполных нагрузках снижение напряжения на конденсаторах без отключения их от сети. Объясняется это тем, что реактивная мощность конденсатора пропорциональна квадрату напряжения на его зажимах, а интенсивность внезапных отказов и долговечность зависят от напряжения в пятой — седьмой степени.

Предлагаются схемы, обеспечивающие регулирование мощности батарей в несколько ступеней одинаковой и разной мощности без отключения конденсаторов.

Сопоставляются количественные показатели надежности предложенных и существующих схем регулирования. Илл. 4. Библ. 5.

УДК 621.316.542.027.3.001.4.(083.74)

Параметры воздушных линий электропередачи, характеризующие условия отключения неудаленных коротких замыканий

Чернышев Н. М., Щеглов И. П.,
Кузнецова В. В.
«Электричество», 1969, № 2

Восстанавливающееся напряжение на выключателе при отключении неудаленного короткого замыкания однозначно зависит от параметров линии электропередачи: волнового сопротивления Z и коэффициента амплитуды первого типа σ . Для нормирования условий испытаний выключателей интерес представляют Z и σ , полученные экспериментально на реальных линиях. Описано измерительное устройство, воспроизводящее процесс отключения неудаленных коротких замыканий, и приведены результаты исследований на линиях 110—220 кВ. Волновые сопротивления составляют: $Z(1) = 410\text{—}450\text{ ом}$ и $Z(3) = 390\text{—}420\text{ ом}$ соответственно при отключении однофазного и трехфазного (первая отключаемая фаза) короткого замыкания. Коэффициенты амплитуды: $\sigma(1) = 1,3\text{—}1,6$ и $\sigma(3) = 2,0\text{—}2,3$. Отмечено влияние на величину $\sigma(1)$ поверхностного эффекта в земле. На основе измерений для нормирования условий отключения однофазных неудаленных коротких замыканий рекомендованы $Z(1) = 450\text{ ом}$ и $\sigma(1) = 1,5$. Табл. 3. Илл. 7. Библ. 10.

О комплексном электроснабжении потребителей электроэнергии в городах

Глазунов А. А., Фокин Ю. А.
«Электричество», 1969, № 2

Приводится обзор методики изучения и возможностей осуществления в городах комплексного электроснабжения всех потребителей (коммунально-бытовых, электрического транспорта, мелкой и средней промышленности и т. п.) по общим городским сетям 6—20 кВ. Даются некоторые выводы и рекомендации по осуществлению схем и параметров таких сетей, определению их расчетных нагрузок, целесообразным закономерностям регулирования напряжения, а также по ограничениям, накладываемым требованиями качества напряжения. Табл. 1. Илл. 5. Библ. 12.

УДК 621.313.322—81:621.3.012

Измерение высокочастотных характеристик генераторов методом разряда емкости

Жвания Т. Л.
«Электричество», 1969, № 2

Предлагается методика измерения частотных характеристик генераторов путем разряда емкости на статорные обмотки машины в диапазоне частот 50—500 Гц. Наряду с аналитическим расчетом колебательного процесса в статье приводятся частотные характеристики типовых натуральных машин, построенные в результате опыта разряда емкости. Метод успешно может быть применен для измерения частотных характеристик крупных машин в указанном диапазоне частот. Илл. 6. Библ. 6.

УДК 621.313:621.3.045

Симметричные составляющие реактивностей обмоток электрических машин

Домбровский В. В.
«Электричество», 1969, № 2

Рассмотрены методы разложения несимметричной системы реактивностей многофазной обмотки электрической машины переменного тока на симметричные составляющие и способы вычисления этих симметричных составляющих системы реактивностей по известным параметрам обмоток машин и числам витков в фазах. Выведены уточненные методы расчета двухслойных обмоток. Изложенный метод позволяет в ряде случаев упростить вычисления и проанализировать более сложные виды несимметрии. Табл. 2. Илл. 1. Библ. 5.

УДК 621.313.13—181.4

Влияние величины эксцентриситета на рабочие процессы в синхронных электродвигателях с катящимся ротором

Бертинов А. И., Варлей В. В.,
Фарбовский А. А.
«Электричество», 1969, № 2

Эксцентрическое положение ротора в расточке статора является основной конструктивной особенностью электродвигателя с катящимся ротором. В статье на основании экспериментальных данных показывается влияние величины эксцентриситета на выходные характеристики двигателя.

Делается вывод о том, что увеличение относительного эксцентриситета улучшает характеристики электродвигателя; неучет эксцентриситета при исследовании рабочих процессов рассматриваемого электродвигателя принципиально недопустим.

Отмечается необходимость высокой точности обработки поверхностей обкатывания электродвигателя с катящимся ротором. Табл. 1. Илл. 5. Библ. 5.

УДК 62-83:621.316.718

Комбинированная система стабилизации скорости автоматизированных электроприводов постоянного тока

Зеленов А. Б., Файнберг М. Ю.
«Электричество», 1969, № 2

В статье рассматривается стабилизация скорости электропривода, которая действует по принципу комбинированного регулирования. Выделяемые датчиком сигналы первой и второй производных скорости пропорционально возмущению на валу двигателя и запоминаются на необходимое время или фиксируются таким образом, чтобы исключить совместное действие сигналов по отклонению регулируемой величины и производных ее, когда они имеют разные знаки. Устройство стабилизации характеризуется также наличием отдельного канала для уменьшения полной компенсации статической погрешности отклонения скорости вплоть до получения астатического регулирования.

Исследования на реальном оборудовании и на математической модели показали, что описанное устройство стабилизации позволяет улучшить работу электроприводов по сравнению с системами, действующими по отклонению регулируемого параметра и применяемыми, например, для непрерывных прокатных станов. Илл. 7. Библ. 7.

Стационарные процессы в делителе частоты с вентилем при прямоугольном напряжении возбуждения

Раков М. А., Шумков Ю. И.

«Электричество», 1969, № 2

Анализируется работа магнитного делителя частоты с прямоугольным напряжением на его входе. Используется метод припасовывания в предположении об идеальности характеристик материала сердечника. Полученные уравнения могут быть применены для приближенного расчета делителя частоты с синусоидальным входным напряжением. Илл. 5. Библ. 4.

УДК 621.315.1.09

Исследование матричных телеграфных уравнений, описывающих распространение волн в многопроводной неоднородной линии электропередачи

М. Х. Захар-Иткин

«Электричество», 1969, № 2

Рассматривается многопроводная неоднородная линия электропередачи общего вида с произвольными распределенными вдоль нее или сосредоточенными неоднородностями. Получающиеся матричные телеграфные уравнения с переменными коэффициентами решаются на основе матричного коэффициента отражения, являющегося функцией продольной координаты линии. Установлено, что матричный коэффициент отражения есть дробно-линейная функция, элементы которой получаются при решении выведенных в статье матричных интегральных уравнений методом последовательных приближений. В качестве примера рассмотрена двухпроводная линия передачи с провисающими проводами над поверхностью земли, для которой осуществлено нахождение эквивалентных параметров на основе метода коэффициента отражения. Дано сопоставление с экспериментальными данными. Табл. 1. Илл. 2. Библ. 4.

УДК 621.791.75:621.3.083

Регистрация параметров импульсов и динамических вольт-амперных характеристик сварочных дуг

Потаповский А. Г., Мечев В. С.,

Растегаев В. В.

«Электричество», 1969, № 2

Описана принципиальная схема установки и методика исследования динамических вольт-амперных характеристик электрических дуг. В процессе исследования одновременно фотографировались динамические характеристики с экрана электронного осциллографа и записывались кривые импульсов напряжения и тока электромагнитным осциллографом Н-102.

Разработан специальный источник импульсов, обеспечивающий непрерывное следование униполярных импульсов с частотой до 100 гц. Предложены методы настройки измерительных цепей тока и напряжения, позволяющие избавиться от искажений формы импульсов.

Настройка измерительной цепи тока осуществляется методом прямой и обратной петель. Показаны преимущества и недостатки этого метода. Илл. 5. Библ. 5.

Об определении потерь энергии по времени потерь

Грудинский П. Г., Сыч Н. М.

«Электричество», 1969, № 2

Производится анализ существующих зависимостей времени максимальных потерь от времени использования максимальной нагрузки.

Предлагается методика определения потерь энергии в электрических сетях по времени потерь, учитывающая ряд новых факторов. Табл. 1. Илл. 2. Библ. 6.

УДК 621.316.722.1

Защита от перегрузок по току полупроводниковых стабилизаторов напряжения компенсационного типа

Пирогов В. Н.

«Электричество», 1969, № 2

Анализируется силовая цепь полупроводникового стабилизатора напряжения постоянного тока с последовательным регулирующим элементом при защите его активным сопротивлением. Выявлены условия построения стабилизатора с минимальными габаритами теплоотводящего радиатора регулирующего транзистора. Показано, что наибольшее применение защита сопротивлением может найти в стабилизаторах малой мощности с повышенным выходным напряжением. Илл. 3.

УДК 621.3.09.001.57

Электрическое моделирование волнового уравнения второго порядка

Козлов В. А., Коппель А. И.,

Мессерман А. С.

«Электричество», 1969, № 2

Для моделирования волнового уравнения второго порядка предлагается вместо фильтров типа k использовать сложные фильтры типа m . Это приводит к сокращению в 2 раза потребное количество ячеек при той же точности моделирования. Приводится методика выбора параметров сложного фильтра и его характеристики. Илл. 4.

УДК 621.3.011.1

Графический метод решения нелинейных

дифференциальных уравнений вида $\frac{dx}{dt} = Q(t) - P(x)$

Левинтов С. Д.

«Электричество», 1969, № 2

Излагается графический метод решения нелинейного дифференциального уравнения, которое описывает процессы в электрических цепях со сталью и ряд других. Метод основан на замене среднего значения функции $P(x)$ на интервале Δt полусуммой ее значений в начале и в конце интервала и при несложной технике построений обеспечивает высокую точность результатов. Илл. 2.

ELECTRICITY SUPPLY METER
1887 BLATHY OTTO
ALL WORLD'S PATENT
BUDAPEST HUNGARY



1887. БЛАТИ ОТТО
ЭЛЕКТРОСЧЕТЧИК

years ago

and **180** **DAY**



ALL KINDS OF ELECTRICAL
MEASURING INSTRUMENTS

- ЗАПАТЕНТОВАН ВО ВСЕМ МИРЕ
БУДАПЕШТ, ВЕНГРИЯ
- ВСЕ ВИДЫ ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ
ИЗМЕРИТЕЛЬНЫХ ИНСТРУМЕНТОВ

GANZ MEASURING INSTRUMENT WORKS

BUDAPEST 5. P.O. BOX 577. TELEX: 698

За информацией обращайтесь по адресу: Москва, М-461,
ул. Каховка, 31. В/О «Внешторгреклама»

ПРОДОЛЖАЕТСЯ ПОДПИСКА

на ЖУРНАЛЫ издательства «ЭНЕРГИЯ» на 1969 г.

«ЭЛЕКТРИЧЕСТВО»

Научно-технический журнал
Орган Академии наук СССР,
Государственного комитета
Совета Министров СССР
по науке и технике
и Центрального правления
Научно-технического общества
энергетики и электротехнической
промышленности
Год издания 89-й 12 номеров в год
Подписная цена:
на год — 9 р. 60 к.,
на 6 мес. — 4 р. 80 к.
Цена одного номера 80 коп.

«ТЕПЛОЭНЕРГЕТИКА»

Научно-технический журнал
Орган Академии наук СССР,
Государственного комитета
Совета Министров СССР
по науке и технике
и Центрального правления
Научно-технического общества
энергетики и электротехнической
промышленности
Год издания 16-й 12 номеров в год
Подписная цена:
на год — 9 р. 60 к.,
на 6 мес. — 4 р. 80 к.
Цена одного номера 80 коп.

«СВЕТОТЕХНИКА»

Научно-технический
и производственный журнал
Орган Министерства
электротехнической промышленности
СССР
и Центрального правления
Научно-технического общества
энергетики и электротехнической
промышленности
Год издания 15-й 12 номеров в год
Подписная цена:
на год — 3 р. 60 к.,
на 6 мес. — 1 р. 80 к.
Цена одного номера 30 коп.

«ЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ СТАНЦИИ»

Производственно-технический журнал
Орган Министерства энергетики
и электрификации СССР
и Центрального правления
Научно-технического общества
энергетики и электротехнической
промышленности
Год издания 40-й 12 номеров в год
Подписная цена:
на год — 9 р. 60 к.,
на 6 мес. — 4 р. 80 к.
Цена одного номера 80 коп.

«ЭНЕРГЕТИК»

Производственно-массовый журнал
Министерства энергетики
и электрификации СССР
и Центрального комитета профсоюза
рабочих электростанций и
электротехнической промышленности
Год издания 17-й 12 номеров в год
Подписная цена:
на год — 2 р. 40 к.,
на 6 мес. — 1 р. 20 к.
Цена одного номера 20 коп.

«ЭЛЕКТРОТЕХНИКА»

Научно-технический журнал
Министерства электротехнической
промышленности СССР
и Центрального правления
Научно-технического общества
энергетики и электротехнической
промышленности
Год издания 40-й 12 номеров в год
Подписная цена:
на год — 8 р. 40 к.,
на 6 мес. — 4 р. 20 к.
Цена одного номера 70 коп.

«ЭНЕРГОХОЗЯЙСТВО ЗА РУБЕЖОМ»

(Приложение к журналу
«Электрические станции»)
Производственно-технический журнал
Орган Министерства энергетики
и электрификации СССР
и Центрального правления
Научно-технического общества
энергетики и электротехнической
промышленности
Год издания 14-й 6 номеров в год
Подписная цена:
на год — 2 р. 40 к.,
на 6 мес. — 1 р. 20 к.
Цена одного номера 40 коп.

«ПРОМЫШЛЕННАЯ ЭНЕРГЕТИКА»

Производственно-технический журнал
Орган Министерства энергетики
и электрификации СССР
и Центрального правления
Научно-технического общества
энергетики и электротехнической
промышленности
Год издания 24-й 12 номеров в год
Подписная цена:
на год — 4 р. 80 к.,
на 6 мес. — 2 р. 40 к.
Цена одного номера 40 коп.

«ГИДРОТЕХНИЧЕСКОЕ СТРОИТЕЛЬСТВО»

Научно-технический
и производственный журнал
Министерства энергетики
и электрификации СССР
и Центрального правления
Научно-технического общества
энергетики и электротехнической
промышленности
Год издания 39-й 12 номеров в год
Подписная цена:
на год — 7 р. 20 к.,
на 6 мес. — 3 р. 60 к.
Цена одного номера 60 коп.

Произвести подписку на журналы можно у общественных распространителей печати в пунктах подписки «Союзпечать» по месту работы и учебы, в агентствах Союзпечати, а также в любом почтамте и отделении связи.