



# ЭЛЕКТРИЧЕСТВО

**1981**

·ЭНЕРГОИЗДАТ·

**12**

УДК 621.311.1.078:621.3.015/018

## Идентификация характеристик энергосистем как объектов управления по частоте и активной мощности

АЛЕКСЕЕВ С. В., ФЕДОРОВА Т. Л.

Москва

Ряд задач управления режимами энергосистем может решаться на новом качественном уровне при определении характеристик энергосистем с использованием методов идентификации объектов управления [Л. 1]. В результате идентификации могут быть определены статические и динамические характеристики энергосистем, а также характеристики основных возмущающих воздействий, вызывающие отклонение режима энергосистем от планового.

Условия работы и сложность энергосистем обуславливают значительные преимущества методов идентификации, основанных на статистической обработке нормальных колебаний режимных величин. Детерминированные методы, требующие организации специальных системных испытаний, не могут быть использованы регулярно и не обеспечивают получение с необходимой точностью характеристик энергосистем, изменяющихся во времени в широких пределах при изменении режима. Наиболее полное развитие получили методы статистической идентификации характеристик взаимосвязанных энергосистем в координатах «активная мощность — частота» по колебаниям частоты и перетоков мощности [Л. 2 и 3].

Известные методы статистической идентификации энергосистем, в том числе метод, излагаемый в данной статье, разработаны в рамках теории стационарных случайных процессов и стационарных линейных динамических систем.

Наиболее подробно задачу идентификации будем рассматривать на примере определения характеристик энергообъединения, состоящего из двух энергосистем. Соответствующая этому случаю

структурная схема, приведенная на рис. 1, справедлива при следующих допущениях: каждая из энергосистем считается концентрированной; энергосистемы объединены эквивалентной (без промежуточных нагрузок) линией передачи, потери мощности в которой не учитываются; напряжение в энергосистеме неизменно по модулю; исходные уравнения не учитывают относительно быстрых электромагнитических переходных процессов и линеаризованы; все возмущающие воздействия энергосистем, в том числе случайные колебания генерирующей мощности, считаются приведенными к нагрузкам энергосистем.

Все переменные величины схемы рис. 1 берутся в отклонениях относительно плановых значений, что повышает степень стационарности рассматриваемых случайных процессов.

На схеме обозначены:  $P_{n1}$ ,  $P_{n2}$  — отклонения нагрузок энергосистем;  $P_n$ ,  $P_{n1}$ ,  $P_{n2}$  — отклонения перетока мощности (за положительное направление перетока принято его направление из первой энергосистемы во вторую);  $P_{r1}$ ,  $P_{r2}$  — отклонение генерирующей мощности, обусловленное работой систем управления (например, САУЧМ);  $P_1$ ,  $P_2$  — небалансы активных мощностей энергосистем;  $f_1$ ,  $f_2$  — отклонения частот энергосистем;  $\Delta f$  — разность отклонений частот.

Энергосистемы схемы рис. 1 представлены эквивалентными динамическими звеньями с передаточными функциями (ПФ)  $W_1(p)$  и  $W_2(p)$ , характеризующими динамические зависимости между частотами и небалансами активных мощностей энергосистем [см. уравнения (3) и (4)]. Структура

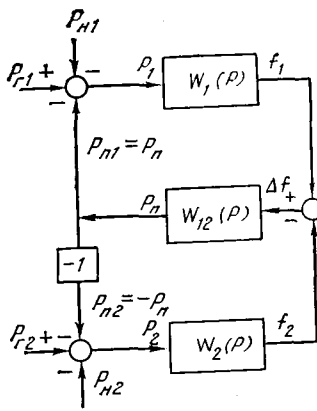


Рис. 1. Структурная схема двух взаимосвязанных энергосистем.

и параметры ПФ обусловлены совокупностью статических и динамических характеристик турбин, регуляторов скорости, систем автоматического регулирования мощности турбин и котельной автоматики. Коэффициенты передачи ПФ равны статизмам соответствующих энергосистем.

Передаточная функция гибкой связи между энергосистемами  $W_{12}(p)$  характеризует динамическую зависимость между отклонениями перетока мощности и разности частот энергосистем. Эту ПФ обычно получают при линеаризации выражения, связывающего полное значение перетока мощности  $P_{п.п}$  с разностью углов  $\Delta\delta$  векторов напряжений энергосистем:

$$P_{п.п} = P_{пр} \sin \Delta\delta,$$

где  $P_{пр}$  — предел передаваемой мощности по связи.

Линеаризуя эту зависимость в точке, соответствующей среднему значению перетока по связи  $P_{п.ср}$  и переходя от углов к частоте, получим:

$$P_n = \frac{dP_{п.п}}{d(\Delta\delta)} \Delta\delta = P_{пр} \sqrt{1 - \left(\frac{P_{п.ср}}{P_{пр}}\right)^2} \Delta\delta = \\ = 2\pi P_{пр} \sqrt{1 - \left(\frac{P_{п.ср}}{P_{пр}}\right)^2} \int \Delta f dt.$$

Отсюда получаем передаточную функцию

$$W_{12}(p) = \frac{K_{12}}{p}, \quad (1)$$

где  $K_{12}$  — коэффициент жесткости связи

$$K_{12} = 2\pi P_{пр} \sqrt{1 - \left(\frac{P_{п.ср}}{P_{пр}}\right)^2}. \quad (2)$$

Возможна и статистическая линеаризация зависимости (1); в этом случае коэффициент  $K_{12}$  будет определяться более сложным выражением [Л. 4].

Переходные процессы в схеме рис. 1 описываются следующей совокупностью уравнений в операторной форме:

$$f_1(p) = W_1(p) [P_{r1}(p) - P_{n1}(p) - P_{n1}(p)]; \quad (3)$$

$$f_2(p) = W_2(p) [P_{r2}(p) - P_{n2}(p) - P_{n2}(p)]; \quad (4)$$

$$P_n(p) = W_{12}(p) \Delta f(p); \quad (5)$$

$$\Delta f(p) = f_1(p) - f_2(p); \quad (6)$$

$$P_n(p) = P_{n1}(p) - P_{n2}(p). \quad (7)$$

В дальнейшем для упрощения величины  $P_{r1}$  и  $P_{r2}$ , входящие в уравнения (3) и (4), будем считать равными нулю, т. е. будем рассматривать случай нерегулируемых энергосистем.

Целью идентификации является определение вида и параметров ПФ, амплитудно-фазовых частотных характеристик (АФЧХ) или переходных функций энергосистем схемы рис. 1, в том числе статизмов или обратных им коэффициентов крутизны частотных характеристик энергосистем. Кроме того, определяются статистические характеристики внеплановых изменений нагрузок.

Результаты идентификации могут быть использованы при решении различных задач управления режимами энергосистем, в частности при расчете устойчивости параллельной работы энергосистем и выборе уставок противоаварийной и режимной автоматики, в ряде задач синтеза и анализа систем автоматического управления режимом по частоте и активной мощности (САУЧМ), при оперативном прогнозе графиков нагрузки и т. д.

Возможность автоматического ввода и обработки информации об изменении режима энергосистем на ЦВМ позволяет поставить задачу осуществления автоматической идентификации для построения адаптивных систем управления режимами энергосистем [Л. 5 и 6]. Принимаемое допущение о линейности характеристик энергосистем ограничивает возможность их статистической идентификации лишь в нормальных режимах при малых колебаниях частоты.

При решении задачи идентификации энергосистем возможны два подхода. В одном случае ПФ энергосистем предполагаются полностью неизвестными; следовательно, задача должна решаться методами идентификации непараметрических моделей [Л. 1]. В другом, более простом случае, предполагается известный вид ПФ энергосистем, а определению подлежат лишь параметры этих ПФ, т. е. должны использоваться методы идентификации параметрических моделей [Л. 1]. В связи с тем, что вид динамических характеристик энергосистем достаточно хорошо исследован, в то время как именно их параметры изменяются в широких пределах, при решении практических задач более целесообразен второй подход.

Наиболее просто задача идентификации решается при жесткой связи между энергосистемами. Соответствующие методы идентификации взаимосвязанных энергосистем, вид динамических характеристик которых предполагается полностью неизвестным, изложен в [Л. 2 и 3]. Идентификация осуществляется в частотной области, при этом в качестве исходного статистического материала используются спектральные плотности частоты и суммарных обменных мощностей энергосистем и взаимные спектральные плотности между этими величинами.

При жесткой связи энергосистемы имеют единую частоту, уравнения (5) и (6) из системы уравнений (3)—(7) исключаются. Тогда исходная система уравнений для общего случая  $n$  параллельно работающих энергосистем:

$$f(p) = W_r(p) [-P_{nr}(p) - P_{nr}(p)]; \quad (8)$$

$$\sum_{r=1}^n P_{nr}(p) = 0, \quad r = 1, 2, \dots, n, \quad (9)$$

где  $P_{nr}$  — суммарная обменная мощность  $r$ -й энергосистемы.

Уравнения, позволяющие определить искомые характеристики энергосистем, можно получить переходом от (8) и (9) к зависимостям между статистическими характеристиками стационарных составляющих случайных процессов  $f(t)$ ,  $P_{nr}(t)$ ,  $P_{nr}(t)$  [Л. 2 и 3]. Соответствующий вывод приведен в приложении 1. Как показано в приложении 1, АФЧХ и спектральные плотности нагрузок энергосистем могут быть определены этим методом лишь в предположении о некоррелированности колебаний нагрузок и при принятии дополнительного допущения о минимально-фазовом характере ПФ энергосистем. Однако применение получаемых при этом соотношений создает значительные вычислительные трудности при решении используемой для идентификации энергосистем системы уравнений. Поэтому предлагается использовать и другие допущения [Л. 2], при которых упрощается совместное решение этих уравнений. Достаточно точно отвечает фактическим свойствам энергосистем допущение о подобии спектральных плотностей нагрузок энергосистем и их пропорциональности средним значениям полных нагрузок  $\bar{P}_{nr}$ ,  $\bar{P}_{nl}$ :

$$G_{p,nr}(\omega)/G_{p,nl}(\omega) = \bar{P}_{nr}/\bar{P}_{nl} = \alpha_{rl}. \quad (10)$$

В ряде случаев может быть использовано допущение о подобии ПФ или АФЧХ энергосистем:

$$W_r(p)/W_l(p) = \Phi_r(j\omega)/\Phi_l(j\omega) = m_{rl}. \quad (11)$$

Соотношение (10) имеет место при одинаковом статистическом характере эквивалентных нагрузок, для выполнения (11) необходимо также подобие эквивалентных статических и динамических характеристик основных электростанций энергосистем. Очевидно, что эти условия соблюдаются тем точнее, чем больше мощность идентифицируемых энергосистем, так как с увеличением мощности энергосистем вес и влияние отдельных потребителей и электростанций, характеристики которых существенно отличаются от эквивалентных, снижается.

Для случая  $n=2$  ( $r=1$ ,  $l=2$ ) уравнения (П-7) (см. приложение 1), используемое для определения АФЧХ энергосистем, с учетом (7) приводятся к одному комплексному уравнению:

$$G_f(\omega) - \Phi_2(j\omega) \bar{G}_{p,nf}(j\omega) + \bar{\Phi}_1(j\omega) G_{p,nf}(j\omega) - \\ - \bar{\Phi}_1(j\omega) \Phi_2(j\omega) G_{r,n}(\omega) = 0 \quad (12)$$

или к двум вещественным уравнениям, получаемым из действительной и мнимой части уравнения (12). Уравнения (П-8), используемые для определения спектральных плотностей нагрузок, принимают следующий вид:

$$\left. \begin{aligned} G_f(\omega) + \Phi_1(j\omega) \bar{G}_{p,nf}(j\omega) + \bar{\Phi}_1(j\omega) G_{p,nf}(j\omega) + \\ + \Phi_1(j\omega) \bar{\Phi}_1(j\omega) G_{r,n}(\omega) = \Phi_1(j\omega) \bar{\Phi}_1(j\omega) G_{p,n1}(\omega); \\ G_f(\omega) - \Phi_2(j\omega) \bar{G}_{p,nf}(j\omega) - \bar{\Phi}_2(j\omega) G_{p,nf}(j\omega) + \\ + \Phi_2(j\omega) \bar{\Phi}_2(j\omega) G_{r,n}(\omega) = \Phi_2(j\omega) \bar{\Phi}_2(j\omega) G_{p,n2}(\omega). \end{aligned} \right\} \quad (13)$$

Совместное решение уравнений (12) и (13) с одним из уравнений (10) и (11) позволяет определить АФЧХ и спектральные плотности нагрузок обеих энергосистем.

Рассмотрим факторы, влияющие на вид взаимной спектральной плотности между частотой и перетоком мощности при параллельной работе двух энергосистем в общем случае с учетом гибкости связи между ними. Из схемы рис. 1 и уравнений (3) — (7) в предположении независимости нагрузок энергосистем можно получить следующие ПФ, связывающие величины  $P_{n1}$ ,  $P_{n2}$  на входе и величины  $f_1$ ,  $f_2$ ,  $P_{n1}$ ,  $P_{n2}$  на выходе этих ПФ:

$$W_{f_{1p,n1}}(p) = - \frac{W_1(p) [1 + W_{12}(p) W_2(p)]}{1 + W_{12}(p) [W_1(p) + W_2(p)]}; \quad (14)$$

$$W_{f_{2p,n1}}(p) = W_{f_{1p,n2}}(p) = - \frac{W_1(p) W_2(p) W_{12}(p)}{1 + W_{12}(p) [W_1(p) + W_2(p)]}; \quad (15)$$

$$W_{f_{2p,n2}}(p) = - \frac{W_2(p) [1 + W_{12}(p) W_1(p)]}{1 + W_{12}(p) [W_1(p) + W_2(p)]}; \quad (16)$$

$$W_{p,n1p,n1}(p) = - W_{p,n2p,n1}(p) = \\ = - \frac{W_1(p) W_{12}(p)}{1 + W_{12}(p) [W_1(p) + W_2(p)]}; \quad (17)$$

$$W_{p,n2p,n2}(p) = - W_{p,n1p,n2}(p) = \\ = - \frac{W_2(p) W_{12}(p)}{1 + W_{12}(p) [W_1(p) + W_2(p)]}. \quad (18)$$

Для одной энергосистемы (например, энергосистемы 1, рис. 1) можно записать следующее соотношение между статистическими характеристиками величин на ее входе и выходе:

$$G_{f_{1p,n1}}(j\omega) = - \Phi_1(j\omega) G_{p,n1}(\omega) - \Phi_1(j\omega) G_{p,n1p,n1}(j\omega) = \\ = \Phi_1(j\omega) G_{p,n1}(\omega) \left( 1 + \frac{G_{p,n1p,n1}(j\omega)}{G_{p,n1}(\omega)} \right). \quad (19)$$

При условии статистической независимости колебаний нагрузок  $P_{n1}$  и  $P_{n2}$ , входящую в это уравнение величину  $G_{p,n1p,n1}(j\omega)/G_{p,n1}(\omega)$  можно представить в виде:

$$\frac{G_{p,n1p,n1}(j\omega)}{G_{p,n1}(\omega)} = \frac{G_{p,n1p,n1}(j\omega)}{G_{p,n1}(\omega)} \frac{1}{\frac{G_{p,n11}(\omega)}{G_{p,n1}(\omega)} + \frac{G_{p,n12}(\omega)}{G_{p,n1}(\omega)}}, \quad (20)$$

где  $G_{p,n11}(\omega)$  и  $G_{p,n12}(\omega)$  — составляющие спектральной плотности  $G_{p,n1}(\omega)$ , обусловленные независимыми возмущениями  $P_{n1}$  и  $P_{n2}$ . Отношения спектральных плотностей могут быть заменены соответствующими АФЧХ. С учетом этого после подстановки (20) в (19) получим:

$$G_{f_{1p,n1}}(j\omega) = - \Phi_1(j\omega) G_{p,n1}(\omega) \times \\ \times \left( 1 + \frac{\Phi_{p,n1p,n1}(j\omega)}{|\Phi_{p,n1p,n1}(j\omega)|^2 + |\Phi_{p,n1p,n2}(j\omega)|^2 \frac{G_{p,n2}(\omega)}{G_{p,n1}(\omega)}} \right). \quad (21)$$

После подстановки выражений для  $\Phi_{p,n1p,n1}(j\omega)$ ,  $\Phi_{p,n1p,n2}(j\omega)$ , определяемых по (17), (18), и последующих преобразований с учетом условия (10):

$$G_{f_{1p,n1}}(j\omega) = - \Sigma_1(j\omega) G_{p,n1}(\omega) \times \\ \times \left\{ 1 - \frac{\Phi_1(j\omega)}{|\Phi_2(j\omega)|^2} \left[ \frac{1}{\bar{\Phi}_2(j\omega)} + \bar{\Phi}_1(j\omega) + \bar{\Phi}_2(j\omega) \right] \right\}. \quad (22)$$

Для случая жесткой связи при  $K_{12} \rightarrow \infty$

$$G_{f_{1p}, n_1}(j\omega) = -\Phi_1(j\omega) G_{p, n_1}(\omega) \times \left( 1 - \frac{\left| \frac{\Phi_1(j\omega)}{\Phi_2(j\omega)} \right|^2 + \frac{\Phi_1(j\omega) \bar{\Phi}_2(j\omega)}{|\Phi_2(j\omega)|^2}}{\left| \frac{\Phi_1(j\omega)}{\Phi_2(j\omega)} \right|^2 + \alpha_{21}} \right). \quad (23)$$

Из уравнения (22) следует, что при условии

$$\frac{\Phi_1(j\omega)}{|\Phi_2(j\omega)|^2} \left[ \frac{1}{\bar{\Phi}_{12}(j\omega)} + \bar{\Phi}_1(j\omega) + \bar{\Phi}_2(j\omega) \right] = 1 \quad (24)$$

имеет место равенство

$$G_{f_{1p}, n_1}(j\omega) = \bar{G}_{p, n_1 f_1}(j\omega) = 0. \quad (25)$$

Таким образом, в зависимости от соотношения динамических характеристик энергосистем взаимная спектральная плотность между частотой и перетоком может оказаться мала или даже равна нулю.

При жесткой связи между энергосистемами и соблюдении (11) условие (24) упрощается:

$$\alpha_{21} = m_{12}, \quad (26)$$

т. е.

$$\frac{G_{p, n_2}(\omega)}{G_{p, n_1}(\omega)} = \frac{\Phi_1(j\omega)}{\Phi_2(j\omega)},$$

что совпадает с выводом, полученным в [Л. 2].

Для случая жесткой связи между энергосистемами из (12) при соблюдении условия (26) вытекает также следующая простая формула для расчета модулей АФЧХ каждой из двух параллельно работающих энергосистем [Л. 2]:

$$|\Phi_1(j\omega)| = \alpha_{21} |\Phi_2(j\omega)| = \sqrt{\frac{G_f(\omega)}{\alpha_{21} G_{p, n}(\omega)}}. \quad (27)$$

На основании модулей АФЧХ в предположении минимально-фазового характера ПФ по (П-10) могут быть определены фазочастотные характеристики, а затем и полные АФЧХ энергосистем. Кроме того,  $\Phi_1(j\omega)$  и  $\Phi_2(j\omega)$  могут быть восстановлены по их модулям графически с помощью метода логарифмических амплитудно-частотных характеристик [Л. 7].

Из изложенного выше следует, что метод идентификации энергосистем как непараметрических моделей имеет следующие недостатки, затрудняющие его практическое использование: метод применим лишь для частного случая жесткой связи между энергосистемами; в качестве одной из исходных статистических характеристик используются взаимные спектральные плотности между обменными мощностями и частотой энергосистем, хотя в ряде случаев значения этих величин малы и, следовательно, не могут быть определены с необходимой точностью из-за погрешностей измерений (данный недостаток исключается при полном отсутствии корреляции между частотой и перетоком, так как это приводит к упрощению расчетных уравнений); используемое допущение о минимально-фазовом характере ПФ энергосистем ограничивает возможности этого метода и, в частности, не может быть применено для энергосистем, имеющих ПФ с запаздыванием.

Как уже было отмечено, более приемлемым для практического использования является метод идентификации энергосистем как параметрических моделей, при котором задается вид ПФ энергосистем, а определению подлежат лишь параметры этих ПФ. На возможность такого подхода к решению данной задачи указывается и в [Л. 2].

Рассмотрим на примере двух энергосистем с гибкой связью между ними (рис. 1) метод параметрической идентификации, свободный от перечисленных выше недостатков.

Для схемы рис. 1 в предположении независимости величин  $P_{n_1}$  и  $P_{n_2}$  могут быть записаны следующие уравнения:

$$\left. \begin{aligned} f_1(p) &= W_{f_{1p}, n_1}(p) P_{n_1}(p) + W_{f_{1p}, n_2}(p) P_{n_2}(p); \\ f_2(p) &= W_{f_{2p}, n_1}(p) P_{n_1}(p) + W_{f_{2p}, n_2}(p) P_{n_2}(p); \\ P_n(p) &= P_{n_1}(p) = -P_{n_2}(p) = W_{p, n_1 p, n_1}(p) P_{n_1}(p) + \\ &+ W_{p, n_1 p, n_2}(p) P_{n_2}(p), \end{aligned} \right\} \quad (28)$$

где ПФ  $W_{f_{1p}, n_1}(p)$ ,  $W_{f_{1p}, n_2}(p)$ ,  $W_{f_{2p}, n_1}(p)$ ,  $W_{f_{2p}, n_2}(p)$ ,  $W_{p, n_1 p, n_1}$ ,  $W_{p, n_1 p, n_2}(p)$  определяются выражениями (17)–(21). Входящая в эти уравнения ПФ  $W_{12}(p)$  обычно известна и определяется по (1).

С учетом предположения о статистической независимости процессов  $P_{n_1}(t)$  и  $P_{n_2}(t)$  из (28) получаем следующие выражения, не содержащие взаимных спектральных плотностей и связывающие лишь спектральные плотности частот, перетока мощности и нагрузок:

$$\left. \begin{aligned} G_{f_1}(\omega) &= |\Phi_{f_{1p}, n_1}(j\omega)|^2 G_{p, n_1}(\omega) + \\ &+ |\Phi_{f_{1p}, n_2}(j\omega)|^2 G_{p, n_2}(\omega); \\ G_{f_2}(\omega) &= |\Phi_{f_{2p}, n_1}(j\omega)|^2 G_{p, n_1}(\omega) + \\ &+ |\Phi_{f_{2p}, n_2}(j\omega)|^2 G_{p, n_2}(\omega); \\ G_{p, n}(\omega) &= G_{p, n_1}(\omega) = G_{p, n_2}(\omega) = \\ &= |\Phi_{p, n_1 p, n_1}(j\omega)|^2 G_{p, n_1}(\omega) + \\ &+ |\Phi_{p, n_1 p, n_2}(j\omega)|^2 G_{p, n_2}(\omega). \end{aligned} \right\} \quad (29)$$

Подлежащие определению  $\Phi_1(j\omega)$ ,  $\Phi_2(j\omega)$ ,  $G_{p, n_1}(\omega)$ ,  $G_{p, n_2}(\omega)$ , вид которых задается предварительно, содержатся в правых частях уравнений (29).

Передаточные функции энергосистем в общем случае являются дробно-рациональными функциями с запаздыванием, порядок числителя и знаменателя которых может быть определен исходя из сведений о составе и технических характеристиках основного оборудования энергосистем, и на основе экспериментальных данных, получаемых при системных испытаниях. В соответствии с этим АФЧХ энергосистем

$$\Phi_r(j\omega) = \frac{a_{r0} [1 + a_{rk+1}(j\omega) + \dots + a_{rk+l}(j\omega)^{k+l}] e^{-\tau_r j\omega}}{1 + a_{r1}(j\omega) + \dots + a_{rk}(j\omega)^k}; \quad r = 1, 2, \quad (30)$$

где  $a_r$  — постоянные коэффициенты,  $\tau_r$  — запаздывание, которые необходимо определить.

Типичный вид спектральной плотности нагрузки:

$$G_{p, nr}(\omega) = D_{p, nr} \frac{2\gamma_r}{\gamma_r^2 + \omega^2} \quad (31)$$

или

$$G_{p.nr}(\omega) = D_{p.nr} \left( \frac{\gamma_r}{\gamma_r^2 + (\omega + \beta_r)^2} + \frac{\gamma_r}{\gamma_r^2 + (\omega - \beta_r)^2} \right), \quad (32)$$

где  $D_{p.nr}$  — дисперсия,  $\gamma_r$  и  $\beta_r$  — постоянные коэффициенты, которые также подлежат определению.

Левые части уравнений (29) определяются в результате статистической обработки процессов  $f(t)$  и  $P_n(t)$ . Правые части этих уравнений после подстановки в них (11)–(18) и выражений для  $\Phi_r(j\omega)$ ,  $G_{p.nr}(\omega)$ , определяемых формулами (30)–(32), являются функциями  $\omega$  и искомыми неизвестными параметрами  $a_r$ ,  $\tau_{ar}$ ,  $\gamma_r$  и  $\beta_r$ . Для определения указанных параметров целесообразно использовать не непосредственно уравнения (29), а более удобные для расчета уравнения, получаемые из них.

Например, для определения только параметров ПФ энергосистем, применив допущение (10) и разделив первые два уравнения системы (29) на третье, получим соотношения, в которых отсутствуют неизвестные  $G_{p.n1}(\omega)$ ,  $G_{p.n2}(\omega)$ :

$$\left. \begin{aligned} \frac{G_{f1}(\omega)}{G_{p.n}(\omega)} &= \frac{\alpha_{1.2} |\Phi_{f1p.n1}(j\omega)|^2 + |\Phi_{f1p.n2}(j\omega)|^2}{\alpha_{1.2} |\Phi_{p.n1p.n1}(j\omega)|^2 + |\Phi_{p.n1p.n2}(j\omega)|^2}; \\ \frac{G_{f2}(\omega)}{G_{p.n}(\omega)} &= \frac{\alpha_{1.2} |\Phi_{f2p.n1}(j\omega)|^2 + |\Phi_{f2p.n2}(j\omega)|^2}{\alpha_{1.2} |\Phi_{p.n1p.n1}(j\omega)|^2 + |\Phi_{p.n1p.n2}(j\omega)|^2} \end{aligned} \right\} \quad (33)$$

После подстановки (14)–(18) уравнения (33) принимают вид:

$$\left. \begin{aligned} \frac{G_{f1}(\omega)}{G_{p.n}(\omega)} &= \frac{|\Phi_1(j\omega)|^2 (\alpha_{12} |1 + \Phi_2(j\omega) \Phi_{12}(j\omega)|^2 + |\Phi_2(j\omega)|^2 |\Phi_{12}(j\omega)|^2)}{|\Phi_{1.2}(j\omega)|^2 (\alpha_{1.2} |\Phi_1(j\omega)|^2 + |\Phi_2(j\omega)|^2)}; \\ \frac{G_{f2}(\omega)}{G_{p.n}(\omega)} &= \frac{|\Phi_2(j\omega)|^2 (\alpha_{12} |\Phi_1(j\omega)|^2 |\Phi_{1.2}(j\omega)|^2 + |1 + \Phi_1(j\omega) \Phi_{12}(j\omega)|^2)}{|\Phi_{12}(j\omega)|^2 (\alpha_{12} |\Phi_1(j\omega)|^2 + |\Phi_2(j\omega)|^2)} \end{aligned} \right\} \quad (34)$$

В случае жесткой связи между энергосистемами ( $\Phi_{12}(j\omega) \rightarrow \infty$ ) система (34) приводится к одному уравнению:

$$\frac{G_f(\omega)}{G_{p.n}(\omega)} = \frac{(\alpha_{12} + 1) |\Phi_1(j\omega)|^2 |\Phi_2(j\omega)|^2}{\alpha_{12} |\Phi_1(j\omega)|^2 + |\Phi_2(j\omega)|^2}. \quad (35)$$

Искомые параметры  $a_r$ ,  $\tau_{ar}$ ,  $\beta_r$ ,  $\gamma_r$  находятся из расчетной системы уравнений для определения этих параметров, полученной из любого используемого в данном конкретном случае уравнения (29), (34), (35), которое должно быть записано не менее чем  $m$  раз для  $m$  различных фиксированных значений  $\omega$ , где  $m$  — число неизвестных параметров, входящих в данное уравнение. Параметры определяются путем минимизации суммы квадратов невязок уравнений расчетной системы. Для определения значений искомых параметров, соответствующих минимуму этой суммы, могут быть использованы известные методы решения экстремальных задач [Л. 8]. С целью повышения точности целесообразно в расчетную систему включить возможно большее число уравнений при различных  $\omega$ .

В случае идентификации только параметров ПФ энергосистем из уравнений (34) или (35) последующее определение  $G_{p.nr}(\omega)$  возможно и в ви-

де аналитических выражений или точечных значений из уравнений системы (29). Например, разрешая второе и третье уравнения относительно  $G_{p.n1}(\omega)$  и  $G_{p.n2}(\omega)$ , получим:

$$\left. \begin{aligned} G_{p.n1}(\omega) &= \frac{G_{f2}(\omega) |\Phi_{p.n1p.n2}(j\omega)|^2 - G_{p.n}(\omega) |\Phi_{f2p.n2}(j\omega)|^2}{|\Phi_{f2p.n1}(j\omega)|^2 |\Phi_{p.n1p.n2}(j\omega)|^2 - |\Phi_{f2p.n2}(j\omega)|^2 |\Phi_{p.n1p.n1}(j\omega)|^2}; \\ G_{p.n2}(\omega) &= \frac{G_{p.n}(\omega) |\Phi_{f2p.n1}(j\omega)|^2 - G_{f2}(\omega) |\Phi_{p.n1p.n1}(j\omega)|^2}{|\Phi_{f2p.n1}(j\omega)|^2 |\Phi_{p.n1p.n2}(j\omega)|^2 - |\Phi_{f2p.n2}(j\omega)|^2 |\Phi_{p.n1p.n1}(j\omega)|^2} \end{aligned} \right\} \quad (36)$$

или, при подстановке (14)–(18)

$$\left. \begin{aligned} G_{p.n1}(\omega) &= \frac{[G_{f2}(\omega) |\Phi_{12}(j\omega)|^2 - G_{p.n}(\omega) |1 + \Phi_1(j\omega) \Phi_{12}(j\omega)|^2] |1 + \Phi_{12}(j\omega) [\Phi_1(j\omega) + \Phi_2(j\omega)]|^2}{|\Phi_1(j\omega)|^2 |\Phi_2(j\omega)|^2 |\Phi_{12}(j\omega)|^4 - |\Phi_1(j\omega)|^2 |\Phi_{12}(j\omega)|^2 |1 + \Phi_1(j\omega) \Phi_{12}(j\omega)|^2}; \\ G_{p.n2}(\omega) &= \frac{[G_{p.n}(\omega) |\Phi_2(j\omega)|^2 - G_{f2}(\omega)] |1 + \Phi_{12}(j\omega) [\Phi_1(j\omega) + \Phi_2(j\omega)]|^2}{|\Phi_2(j\omega)|^4 |\Phi_{12}(j\omega)|^2 - |\Phi_2(j\omega)|^2 |1 + \Phi_1(j\omega) \Phi_{12}(j\omega)|^2} \end{aligned} \right\} \quad (37)$$

При жесткой связи между энергосистемами

$$\left. \begin{aligned} G_{p.n1}(\omega) &= \frac{[G_{f2}(\omega) - G_{p.n}(\omega) |\Phi_1(j\omega)|^2] |\Phi_1(j\omega) + \Phi_2(j\omega)|^2}{|\Phi_1(j\omega)|^2 |\Phi_2(j\omega)|^2 - |\Phi_1(j\omega)|^4}; \\ G_{p.n2}(\omega) &= \frac{[G_{f2}(\omega) - G_{p.n}(\omega) |\Phi_2(j\omega)|^2] |\Phi_1(j\omega) + \Phi_2(j\omega)|^2}{|\Phi_1(j\omega)|^2 |\Phi_2(j\omega)|^2 - |\Phi_2(j\omega)|^4} \end{aligned} \right\} \quad (38)$$

Пример идентификации характеристик энергосистем описанным методом приведен в приложении 2.

Изложенные методы идентификации энергосистем рассмотрены в предположении отсутствия систем автоматического управления (сигналы  $P_r$  в схеме рис. 1 отсутствуют). При наличии таких систем, например САУЧМ, контур управления которых охватывает идентифицируемые энергосистемы, рассмотренные методы идентификации могут быть использованы обычным образом, если известны динамические характеристики включенных систем управления. При этом путем ряда преобразований [Л. 3] структурная схема энергосистемы вместе со своей системой управления приводится к эквивалентной ПФ, включенной так же, как и нерегулируемая энергосистема, но в состав эквивалентной ПФ, кроме ПФ энергосистем, войдут и ПФ отдельных звеньев систем управления. После определения методами идентификации эквивалентных ПФ преобразованных таким образом структурных схем энергосистем, ПФ непосредственно энергосистем находятся путем исключения из эквивалентных ПФ передаточных функций соответствующих звеньев систем автоматического управления.

**Выводы.** 1. Взаимная спектральная плотности между суммарной обменной мощностью и частотой взаимосвязанных энергосистем в ряде случаев может быть мала или равна нулю, что затрудняет его экспериментальное определение и решение задач

идентификации динамических характеристик энергосистем как непараметрических моделей с использованием взаимной спектральной плотности указанных величин.

2. Метод идентификации энергосистем как параметрических моделей, при котором предварительно задается вид передаточных функций энергосистем, а в процессе идентификации определяются только параметры передаточных функций, имеет ряд преимуществ перед другими методами идентификации.

3. Разработанный метод идентификации взаимосвязанных энергосистем как параметрических моделей с учетом гибкости связей и с использованием только спектральных плотностей частоты и суммарной обменной мощности (без учета взаимной спектральной плотности между ними) позволяет определять все величины, характеризующие в линейном приближении динамические характеристики энергосистем в координатах «активная мощность — частота».

4. Разработанный метод идентификации энергосистем позволяет автоматически решать задачу идентификации на управляющих ЦВМ в темпе процесса управления с целью адаптивной коррекции систем управления при изменении характеристик энергосистем.

**Приложение 1. Составление уравнений для идентификации энергосистем как непараметрических моделей.**

Запишем систему уравнений (8), (9) для мгновенных значений переменных величин в следующем виде:

$$f(t) + \int_0^\infty \omega_r(\tau) P_{nr}(t-\tau) d\tau = - \int_0^\infty \omega_r(\tau) P_{nr}(t-\tau) d\tau; \quad (\text{П-1})$$

$$\sum_{r=1}^n P_{nr}(t) = 0; \quad r = 1, 2, \dots, n, \quad (\text{П-2})$$

где  $\omega_r(\tau)$  — импульсные переходные функции  $r$ -х энергосистем (им соответствуют ПФ  $W_r(p)$  и АФЧХ  $\Phi_r(j\omega)$ ;  $P_{nr}$ ,  $P_{nr}$  — отклонения мощностей нагрузок и обменных мощностей энергосистем.

Система уравнений (П-1) содержит  $n$  уравнений и не может быть разрешена относительно  $2n$  неизвестных  $\omega_r(\tau)$ ,  $P_{nr}$ ,  $r=1, 2, \dots, n$ . Увеличение числа уравнений можно получить при переходе к зависимостям между статистическими характеристиками рассматриваемых величин в предположении, что они являются стационарными и центрированными случайными процессами [Л. 2 и 3]. Для этого каждое из уравнений (П-1) берется со сдвигом по времени на величину  $s$  и умножается на исходные уравнения, после чего берется математическое ожидание от полученных произведений. В итоге получается следующая система уравнений:

$$\begin{aligned} & M[f(t)f(t+s)] + M\left[\int_0^\infty \omega_l(\tau) f(t) P_{nl}(t+s-\tau) d\tau\right] + \\ & + M\left[\int_0^\infty \omega_r(\tau) f(t+s) P_{nr}(t-\tau) d\tau\right] + \\ & + M\left[\int_0^\infty \int_0^\infty \omega_r(\tau) \omega_l(\xi) P_{nr}(t-\tau) P_{nl}(t+s-\xi) d\tau d\xi\right] = \\ & = M\left[\int_0^\infty \int_0^\infty \omega_r(\tau) \omega_l(\xi) P_{nr}(t-\tau) P_{nl}(t+s-\xi) d\tau d\xi\right], \quad r, l = \\ & = 1, 2, \dots, n, \end{aligned} \quad (\text{П-3})$$

Переходя к корреляционным и взаимным корреляционным функциям частоты и обменной мощности  $R(\tau)$ , а также выделяя уравнения с одинаковыми индексами  $r$  и  $l$  в правой части в отдельную группу уравнений, получим из (П-3) систему из двух групп уравнений:

$$\begin{aligned} & R_f(s) + \int_0^\infty \omega_l(\tau) R_{p.nl,f}(\tau-s) d\tau + \int_0^\infty \omega_r(\tau) R_{p.nr,f}(\tau+s) d\tau + \\ & + \int_0^\infty \int_0^\infty \omega_r(\tau) \omega_l(\xi) R_{p.nr,p.nl}(s+\tau-\xi) d\tau d\xi = \\ & = \int_0^\infty \int_0^\infty \omega_r(\tau) \omega_l(\xi) R_{p.nr,p.nl}(s+\tau-\xi) d\tau d\xi, \quad r, l = \\ & = 1, 2, \dots, n, \quad r \neq l; \end{aligned} \quad (\text{П-4})$$

$$\begin{aligned} & R_f(s) + \int_0^\infty \omega_r(\tau) R_{p.nr,f}(\tau-s) d\tau + \int_0^\infty \omega_r(\tau) R_{p.nr,f}(\tau+s) d\tau + \\ & + \int_0^\infty \int_0^\infty \omega_r(\tau) \omega_r(\xi) R_{p.nr}(s+\tau-\xi) d\tau d\xi = \\ & = \int_0^\infty \int_0^\infty \omega_r(\tau) \omega_r(\xi) R_{p.nr}(s+\tau-\xi) d\tau d\xi, \quad r = 1, 2, \dots, n. \end{aligned} \quad (\text{П-5})$$

Примем допущение о статистической независимости колебаний нагрузок энергосистем:

$$R_{p.nr,p.nl}(\tau) = 0, \quad r \neq l. \quad (\text{П-6})$$

При этом правые части уравнений (П-3) равны нулю.

Применим к обеим частям уравнений (П-4) и (П-5) преобразование Фурье с учетом того, что преобразование Фурье от свертки двух функций равно произведению преобразований Фурье от подынтегральных функций. Это позволит перейти к выражениям для спектральных плотностей  $G(\omega)$  и взаимных спектральных плотностей  $G(j\omega)$  частоты и обменной мощности, АФЧХ энергосистем  $\Phi(j\omega)$  и сопряженных с ними величин:

$$\begin{aligned} & G_f(\omega) + \Phi_l(j\omega) \bar{G}_{p.nl,f}(j\omega) + \bar{\Phi}_r(j\omega) G_{p.nr,f}(j\omega) + \\ & + \Phi_l(j\omega) \bar{\Phi}_r(j\omega) G_{p.nr,p.nl}(j\omega) = 0, \quad r, l = 1, 2, \dots, n, \quad r \neq l; \end{aligned} \quad (\text{П-7})$$

$$\begin{aligned} & G_f(\omega) + \Phi_r(j\omega) \bar{G}_{p.nr,f}(j\omega) + \bar{\Phi}_r(j\omega) G_{p.nr,f}(j\omega) + \\ & + \Phi_r(j\omega) \bar{\Phi}_r(j\omega) G_{p.nr}(\omega) = \Phi_r(j\omega) \bar{\Phi}_r(j\omega) G_{p.nr}(\omega), \quad r = \\ & = 1, 2, \dots, n. \end{aligned} \quad (\text{П-8})$$

Система уравнений (П-7) содержит  $n(n-1)/2$  уравнений, а система (П-8) —  $n$  уравнений. Из структуры этих уравнений видно, что при их разрешении относительно искомого АФЧХ  $\Phi_r(j\omega)$  и спектральных плотностей нагрузок энергосистем  $G_{p.nr}(\omega)$  сначала должны быть определены  $\Phi_r(j\omega)$  из системы (П-7), после чего возможно определение  $n$  величин  $G_{p.nr}(\omega)$  из  $n$  уравнений системы (П-8).

Поскольку  $\Phi_r(j\omega)$  являются комплексными величинами, общее число неизвестных вещественных и мнимых частей  $\Phi_r(j\omega)$  равно  $2n$ , а для определения этих частей необходимо каждое из уравнений системы (П-7) разбить на два, выделив вещественную и мнимую части этого уравнения. Из сопоставления числа  $n(n-1)$  таких уравнений с числом  $2n$  неизвестных вещественных и мнимых частей величин  $\Phi_r(j\omega)$  следует, что число неизвестных не превосходит числа уравнений при  $n \geq 3$ , однако, как отмечается в [Л. 2], при любом  $n$  в системе из мнимых и вещественных частей уравнений (П-7) будут содержаться зависимые уравнения, что делает эту систему также неразрешимой.

Таким образом, переход к статистическим характеристикам величин  $f$  и  $P_{nr}$ , а также введение допущения (П-6) позволяет изменить соотношение между числом неизвестных и числом уравнений в лучшую сторону. Однако поскольку задача остается неразрешимой, необходимо использовать до-

полнительные условия, позволяющие увеличить число исходных уравнений до числа неизвестных величин.

В качестве такого допущения может быть использовано предположение о минимально-фазовом характере ПФ энергосистем; при этом имеются однозначные зависимости между вещественной  $P(\omega)$  и мнимой  $Q(\omega)$  частями АФЧХ (или амплитудно-частотной  $A(\omega)$  и фазо-частотной  $\varphi(\omega)$  характеристиками) энергосистем [Л. 7]:

$$P(\omega) = -\frac{1}{\pi} \int_{-\infty}^{\infty} \frac{Q(u)}{u-\omega} du; \quad Q(\omega) = \frac{1}{\pi} \int_{-\infty}^{\infty} \frac{P(u)}{u-\omega} du; \quad (\text{П-9})$$

$$\ln A(\omega) = -\frac{i}{\pi} \int_{-\infty}^{\infty} \frac{\varphi(u)}{u-\omega} du; \quad \varphi(\omega) = \frac{1}{\pi} \int_{-\infty}^{\infty} \frac{\ln A(u)}{u-\omega} du. \quad (\text{П-10})$$

Эти зависимости могут быть применены в качестве дополнительных уравнений, делающих разрешимой систему (П-7), (П-8) относительно искомым неизвестных после экспериментального определения спектральных и взаимных спектральных плотностей частоты и обменных мощностей энергосистем.

Количество экспериментальных статистических характеристик, необходимых для идентификации, может быть уменьшено путем исключения из уравнений (П-7) величин  $G_{p,rr,pl}(j\omega)$  [Л. 3]. При этом используются следующие соотношения, вытекающие из (П-2):

$$\sum_{r=1}^n G_{p,rr,f}(j\omega) = 0; \quad (\text{П-11})$$

$$\sum_{r=1}^n G_{p,rr,pl}(j\omega) = 0, \quad l = 1, 2, \dots, n. \quad (\text{П-12})$$

Разделив (П-7) на  $\Phi_l(j\omega) \bar{\Phi}_r(j\omega)$ , получим

$$G_f(\omega) = \frac{1}{\Phi_l(j\omega) \bar{\Phi}_r(j\omega)} + \bar{G}_{p,rl,f}(j\omega) \frac{1}{\bar{\Phi}_r(j\omega)} + G_{p,rr,f}(j\omega) \frac{1}{\Phi_l(j\omega)} + G_{p,rr,pl}(j\omega) = 0, \quad r, l = 1, 2, \dots, n; \quad r \neq l. \quad (\text{П-13})$$

Просуммировав эти уравнения по  $l$  при фиксированном  $r$  с учетом (П-11), (П-12), получим после преобразований следующую систему уравнений:

$$\left( \frac{1}{\bar{\Phi}_r(j\omega)} + \frac{G_{p,rr,f}(j\omega)}{G_f(\omega)} \right) \left( \sum_{r=1}^n \frac{1}{\Phi_r(j\omega)} - \frac{1}{\Phi_r(j\omega)} - \frac{G_{p,rr,f}(j\omega)}{G_f(\omega)} \right) -$$

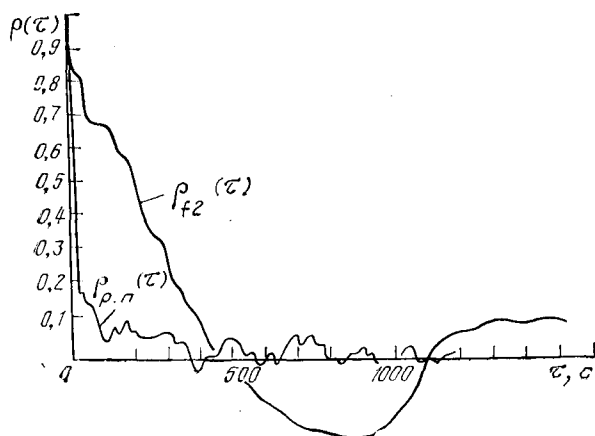


Рис. 2. Нормированные корреляционные функции стационарных составляющих колебаний частоты и перетока мощности.

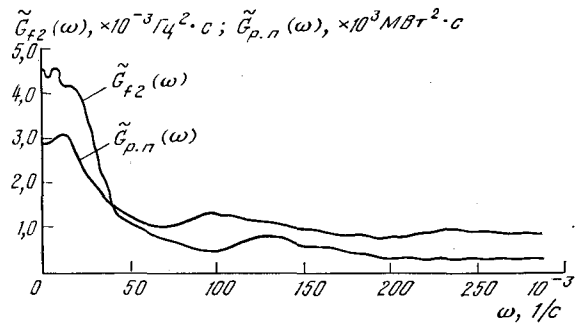


Рис. 3. Сглаженные оценки спектральных плотностей стационарных составляющих колебаний частоты и перетока мощности.

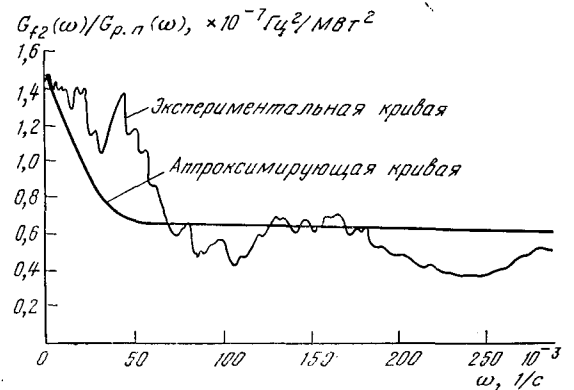


Рис. 4. Экспериментальная и аппроксимирующая кривые отношения  $G_{f2}(\omega)/G_{p,rr}(\omega)$ .

$$-\frac{G_f(\omega) G_{p,rr}(\omega) - G_{p,rr,f}(j\omega) \bar{G}_{p,rr,f}(j\omega)}{G_f^2(\omega)} = 0, \quad r = 1, 2, \dots, n. \quad (\text{П-14})$$

Таким образом, исключение из (П-7) величин  $G_{p,rr,pl}(j\omega)$  приводит к уменьшению (при  $n > 3$ ) числа уравнений для определения АФЧХ энергосистем с  $n(n-1)/2$  до  $n$ , и также требует для разрешения этих уравнений использования дополнительных условий вида (П-9), (П-10).

После выполнения с уравнениями (П-8) преобразований, аналогичных тем, которые были выполнены при получении (П-14), система (П-8) приводится к виду:

$$\left( \frac{1}{\bar{\Phi}_r(j\omega)} + \frac{\bar{G}_{p,rr,f}(j\omega)}{G_f(\omega)} \right) \left( \frac{1}{\bar{\Phi}_r(j\omega)} + \frac{G_{p,rr,f}(j\omega)}{G_f(\omega)} \right) + \frac{G_f(\omega) G_{p,rr}(\omega) - G_{p,rr,f}(j\omega) \bar{G}_{p,rr,f}(j\omega)}{G_f^2(\omega)} = \frac{G_{p,rr}(\omega)}{G_f(\omega)}, \quad r = 1, 2, \dots, n. \quad (\text{П-15})$$

Метод совместного решения уравнений (П-14), (П-15) и уравнений типа (П-10) для определения АФЧХ энергосистем изложен в [Л. 3].

**Приложение 2.** Пример идентификации энергосистем как параметрических моделей.

Рассмотрим пример идентификации статических и динамических характеристик двух взаимосвязанных энергосистем (рис. 1) как объекта управления для САУЧМ. Пренебрегая запаздыванием и малыми постоянными времени, зададим ПФ энергосистем в следующем упрощенном виде [Л. 4]:

$$W_r(p) = \frac{K_r(1 + \tau_{r2}p)}{1 + \tau_{r1}p} = C_r + \frac{D_r}{1 + \tau_{r1}p}, \quad r = 1, 2, \quad (\text{П-16})$$

где  $K_r = C_r + D_r$  — статизмы энергосистем,  $\tau_{r1}$ ,  $\tau_{r2}$  — постоянные времени, обусловленные переходными процессами в теп-



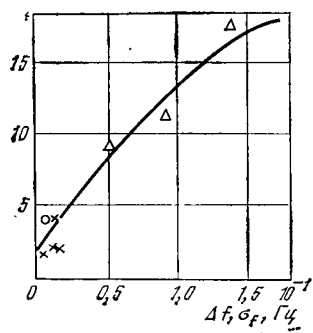


Рис. 5. График зависимости крутизны частотной характеристики энергосистемы от отклонения частоты.

О — значение  $K^*_{\text{с}}$  для рассматриваемого примера; Х — значения  $K^*_{\text{с}}$ , определенные методом идентификации из других реализаций частоты и перетока; ▲ — значения  $K^*_{\text{с}}$ , приведенные в [Л. 11].

Рис. 6. Экспериментальная (1) и расчетная (2) кривые изменения частоты при ступенчатом возмущении.

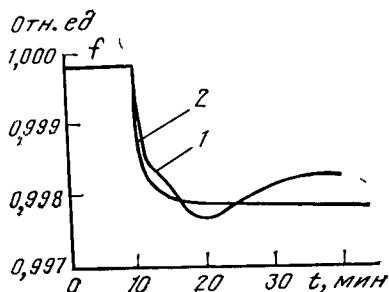


Рис. 7. Спектральные плотности стационарных составляющих колебаний нагрузок энергосистем.

ловой части и системах регулирования электростанций,

$$\tau_{r2} = \frac{C_r \tau_{r1}}{C_r + D_r}$$

При задании ПФ энергосистем для упрощения не учитывались динамические характеристики регуляторов скорости, паровых объемов турбин, динамические характеристики ГЭС и другого оборудования,

постоянные времени которого гораздо меньше  $\tau_{r1}$ . Передаточная функция межсистемной связи  $W_{12}(p)$  считалась известной. Коэффициент  $K_{12}$  был рассчитан по формуле (2). Значения  $\alpha$  определялись по графику нагрузок.

Плотности  $G_{f2}(\omega)$  и  $G_{p,н}(\omega)$  получены из реализаций длительностью 100 мин при отсутствии автоматического регулирования частоты и перетоков в энергосистемах. Запись частоты и перетока мощности проводилась комплектами цифровых приборов и цифропечатающих устройств с дискретностью отсчетов 6 с, что обеспечивало возможность определения спектральных плотностей случайных процессов в наиболее существенном для рассматриваемого случая низкочастотном диапазоне от нуля до 0,52 рад/с. Стационарные составляющие процессов внеплановых отклонений частоты и перетока были выделены с помощью фильтра, реализованного на ЦВМ путем тройного скользящего усреднения процессов [Л. 9]. Период усреднения примененного фильтра — 16 мин. Точечные оценки спектральной плотности рассчитывались при помощи быстрого преобразования Фурье.

Для повышения точности оценок спектральной плотности применялась операция ее сглаживания спектральным окном, ширина которого определялась из условия минимума среднеквадратичной погрешности расчета спектральной плотности [Л. 10]. Графики нормированных корреляционных функций  $\rho_{f2}(\tau)$ ,  $\rho_{p,н}(\tau)$ , сглаженных оценок спектральных плотностей  $G_{f2}(\omega)$  и  $G_{p,н}(\omega)$  и график отношения спектральных плотностей для рассматриваемого случая даны на рис. 2, 3 и 4. Искомые параметры ПФ энергосистем были определены путем минимизации суммы квадратов расхождений между экспериментальной кривой  $G_{f2}(\omega)/G_{p,н}(\omega)$  и соответствующим аппроксимирующим выражением (34) в диапазоне  $\omega = 0-0,3$  рад/с. В результате получено:

$$W_1(p) = 0,3 \left( 0,75 + \frac{0,25}{1 + 160p} \right) 10^{-3} \text{ Гц/МВт};$$

$$W_2(p) = 0,5 \left( 0,56 + \frac{0,44}{1 + 180p} \right) 10^{-3} \text{ Гц/МВт}.$$

Соответствующие этим данным коэффициенты крутизны частотных характеристик энергосистем  $K^*_{\text{с}}$  в относительных единицах приблизительно равны 4, а постоянные времени  $\tau_{r1}$  первой и второй энергосистем — 160 и 180 с соответственно.

Для оценки полученных результатов на рис. 5 представлены значения  $K^*_{\text{с}}$ , полученные при ступенчатых возмущениях [Л. 11] при различных отклонениях частоты, и ряд значений  $K^*_{\text{с}}$ , определенных методами идентификации для тех же энергосистем из других реализаций частоты и перетока в зависимости от среднеквадратичного отклонения частоты  $\sigma_f$ , наблюдавшегося во время измерений. Как видно из рис. 5, положение этих значений на графике может быть аппроксимировано одной кривой, характеризующей закономерность изменения  $K^*_{\text{с}}$  с изменением частоты. Небольшие значения коэффициентов  $K^*_{\text{с}}$ , близкие к регулируемому эффекту нагрузки, определенные методом статистической идентификации, объясняются тем, что они рассчитывались по колебаниям частоты и перетока в нормальных режимах при малых отклонениях частоты. Полученные значения постоянных времени энергосистем близки к величинам, обусловленным влиянием переходных процессов в тепловой части ТЭС [Л. 4].

На рис. 6 приведен переходный процесс изменения относительного значения частоты при ступенчатом возмущении, рассчитанный по определенным выше передаточным функциям энергосистем. Там же дана экспериментальная кривая изменения частоты для тех же энергосистем. Сопоставление этих данных показывает возможность определения характеристик энергосистем методом статистической идентификации с достаточной для практических целей точностью.

На рис. 7 приведены графики спектральных плотностей стационарных составляющих процессов изменения нагрузок для рассматриваемых энергосистем, рассчитанные по (37). Характерным является всплеск спектральной плотности на частоте  $22 \cdot 10^{-3}$  рад/с, что соответствует периоду 5 мин. Подъем спектральной плотности в этой области частот обусловлен большим удельным весом промышленных нагрузок с повторно-кратковременным режимом работы в период регистрации рассмотренных реализаций частоты и перетока.

#### СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Расстригин Л. А., Маджаров Н. Е. Введение в идентификацию объектов управления. — М.: Энергия, 1977. — 215 с.
2. Guenod M., Quazza G. Dynamic statistical analysis of electric power system controls. — Electrical Engineering Trans., 1969, March.
3. Trybula S., Malkiewicz J. Statistical identification of load-frequency control of multiarea power systems. — Bulletin EGU, 1971, № 2-3.
4. Андреюк В. А., Левит Л. М. Анализ эффективности систем автоматического регулирования межсистемных перетоков активной мощности объединенных энергосистем. — Изв. НИИПТ, 1968, № 14. — Л.: Энергия, Ленингр. отд.-ние.
5. Алексеев С. В., Копылов И. Б. Адаптивная система автоматического управления режимом энергосистем по частоте и активной мощности с применением УВМ. — В кн.: Средства и системы управления в энергетике, 1975. М.: Энергия, 1975, № 4.
6. Andrews K. H., Park G. L. Dynamic frequency, power and voltage measurements. — ISA Trans., 1972, vol. 10, № 2.
7. Солодовников В. В. Статистическая динамика линейных систем автоматического управления. — М.: Физматгиз, 1960. — 655 с.
8. Уайлд Д. Дж. Методы поиска экстремума. — М.: Наука, 1967. — 267 с.
9. Липатов Л. Н. Практический метод определения оператора связи одного класса случайных процессов. — Автоматика и телемеханика, 1962, № 8.
10. О погрешностях при использовании статистического метода исследования объектов управления/ Бабурин В. М. и др. В кн.: Аналитические самонастраивающиеся системы автоматического управления. — М.: Машиностроение, 1965.
11. Вонсович М. Я., Левит Л. М., Соколов С. А. Определение действующего коэффициента крутизны частотной характеристики энергосистем. — Электрические станции, 1969, № 7.

# Формирование модели установившегося режима энергосистемы

БОГДАНОВ В. А.

ЦДУ ЕЭС СССР

Для решения практически всех задач управления и планирования режимов электроэнергетических систем (ЭЭС) должна быть обеспечена возможность определения установившегося режима на рассматриваемый момент времени по данным, получение которых гарантируется имеющимися средствами сбора, передачи и обработки информации автоматизированной системы диспетчерского управления (АСДУ). Получение необходимых исходных данных и определение установившегося режима должны быть в максимальной степени автоматизированы, т. е. обеспечено создание модели электрической сети, достаточно точно и оперативно отражающей текущие и предстоящие режимы.

Установившийся режим электрической сети определен, если по известным исходным данным, совокупность которых образует вектор  $\dot{D}$ , может быть получено однозначное решение системы уравнений

$$\dot{V} = F(\dot{D}),$$

где  $\dot{V}$  — вектор состояния, в качестве компонент которого принято использовать модули и аргументы узловых напряжений.

В составе вектора  $\dot{D}$  должны быть параметры всех элементов электрической сети, а также некоторая совокупность измерений параметров рассматриваемого режима  $\dot{P}_n$ . Все измерения, образующие вектор  $\dot{P}_n$ , осуществляются с погрешностью

$$\Delta \dot{P} = \dot{P}_n - \bar{P},$$

где  $\bar{P}$  — точное значение вектора измерений.

Поэтому при создании модели сети особенно актуально минимизировать влияние ошибок измерений на точность определения режима. Достаточно сложной является задача получения наиболее точных результатов, когда все компоненты  $\Delta \dot{P}$  являются случайными величинами. Обнаружение систематических составляющих  $\Delta \dot{P}$  и уменьшение их влияния на точность определения режима реализуются, как правило, намного проще.

Для решения указанных задач необходимо, чтобы число и состав компонент вектора  $\dot{P}_n$  были больше независимых переменных, фиксирующих установившийся режим. Это означает, что вектор  $\dot{P}_n$  должен «переопределять» систему уравнений установившегося режима, т. е. должен содержать избыточные компоненты. Наличие избыточных измерений позволяет получать такие оценки вектора состояния  $\dot{V}$ , которые, удовлетворяя уравнения установившегося режима, наилучшим образом согласуются со всей совокупностью компонент вектора измерений. При этом традиционный расчет установившегося режима превращается в задачу оценивания состояния, т. е. отыскания оптимальных по принятому критерию оценок вектора состояния [Л. 1].

В настоящее время параметры режима, обра-

зующие вектор измерений  $\dot{P}_n$ , передаются по каналам связи с использованием устройств телемеханики, аппаратуры передачи данных, телетайпов и телефона. В виде телеизмерений (ТИ) с периодом 1—15 с передаются: активная мощность электростанций, потоки активной мощности по межсистемным линиям, напряжения в контрольных точках. С помощью аппаратуры передачи данных, телетайпов и телефона с периодом 1 ч в составе диспетчерской ведомости передаются: суммарное активное потребление энергорайонов, энергосистем и объединенных энергосистем (ОЭС), а также активная мощность ряда крупных электростанций и потоки активной мощности по межсистемным линиям.

В составе измерений отсутствуют реактивная мощность станций и линий и активная и реактивная нагрузка в узлах. Поэтому при существующей системе сбора информации возможно формирование модели, отражающей фактические режимы только по активной мощности и напряжению.

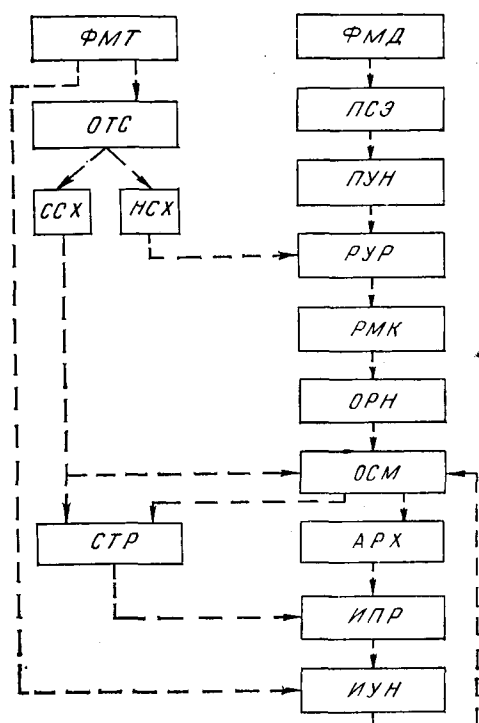
Необходимые для оценивания состояния число и состав измерений зависят от расчетной схемы, выбираемой с учетом уровня диспетчерского управления, на котором будет применяться модель установившегося режима.

В данной статье рассмотрен подход к решению комплексной задачи формирования модели установившегося режима для уровня Центрального диспетчерского управления Единой энергосистемы (ЦДУ ЕЭС) СССР. Информационно-программный комплекс формирования модели установившегося режима ЕЭС СССР ориентирован на существующую систему сбора, передачи и обработки информации и эксплуатируемые в настоящее время программы, обеспечивающие решение отдельных задач. Состав и последовательность решения отдельных задач рассматриваемого комплекса показаны в виде структурной схемы на рисунке.

Расчетная схема модели содержит около 200 узлов и 350 ветвей. В состав схемы вошли все межсистемные и системообразующие линии и электростанции, находящиеся в управлении и ведении ЦДУ ЕЭС СССР. Активная мощность этих линий и электростанций, а также уровни напряжения в ряде контролируемых узлов передаются в составе ТИ или (и) суточной диспетчерской ведомости (СВ). Линии, не вошедшие в расчетную схему, учитываются минимальным числом эквивалентных продольных шунтов. Параметры эквивалентов определяются по результатам контрольных замеров, которые содержат наиболее полную информацию о параметрах установившихся режимов ЭЭС в максимум, минимум и ночной провал летнего и зимнего характерных дней.

Расчетная схема обеспечивает совпадение баланса генерирующих мощностей и нагрузки с фактическим балансом ЕЭС СССР.

Нагрузка каждого узла схемы численно равна суммарному потреблению соответствующего расчетного энергорайона.



Структурная схема комплекса программ формирования модели установившегося режима.

Каждая ЭЭС, входящая в ОЭС Центра, а также каждая ОЭС, входящая в ЕЭС СССР, представлены в расчетной схеме группой соответствующих узлов. Для каждой группы узлов выполняется условие

$$P_{\Sigma}(t) = \sum_{j=1}^M P_j(t),$$

где  $P_{\Sigma}(t)$  — передаваемое в составе суточной диспетчерской ведомости суммарное потребление активной мощности ЭЭС, входящей в ОЭС Центра, или суммарное потребление любой другой ОЭС, входящей в ЕЭС СССР, на момент времени  $t$ ;  $M$  — число нагрузочных узлов, которыми представлена в расчетной схеме ЭЭС, входящая в ОЭС Центра, или ОЭС, входящая в ЕЭС СССР;  $P_j(t)$  — нагрузка  $j$ -го узла расчетной схемы.

Комплекс реализован на информационно-программно сопряженных ЦВМ АСДУ ЕЭС СССР. На группе ЦВМ, образующих оперативно-информационный комплекс (ОИК) реализуются (см. рисунок): прием и обработка телеинформации для формирования массива ТИ и телесигналов (ТС) на каждый час и на момент запроса ФМТ; прием и обработка СВ с целью формирования массива исходных данных для программ прогнозирования, расчета установившихся режимов, оптимизации и дооптимизации распределения активных мощностей ФМД; определение схемы сети по данным ТС—ТИ на каждый час и на момент запроса ОТС; сопоставление схем текущего и планового режимов с разделением случаев их совпадения ССХ и несовпадения НСХ; прогноз суммарного электропотребления ПСЭ и узловых нагрузок ПУН; оцени-

вание состояния ОСМ; интерполяция нагрузки, генерации и напряжения в узлах на момент запроса ИУН; сопоставление исходных (заданных) и оцениваемых значений каждого режима СТР; управление работой всего комплекса, ввод корректив, печать и отображение результатов на телеэкране.

В информационно сопряженных с ОИК ЦВМ вычислительного комплекса осуществляются: расчеты установившегося режима РУР и матриц производных потерь и потоков активной мощности по мощности генераторных и нагрузочных узлов схемы РМК; оптимизация прогнозируемого режима по активной мощности с учетом потерь в сети и ограничений по межсистемным перетокам, располагаемым энергоресурсам и мощности электростанций ОРН; формирование ежечасного архива параметров рассмотренных установившихся режимов АРХ; идентификация параметров регрессионных моделей прогнозирования узловых нагрузок ИПР.

Прогнозирование режима ЕЭС СССР предусматривает определение на каждый час предстоящих суток и на любой момент времени с упреждением до 7 суток суммарного потребления активной мощности ЭЭС, ОЭС и узловых нагрузок. При этом узловые нагрузки определяются через прогнозируемые значения суммарного потребления соответствующих ЭЭС или ОЭС с помощью функций линейной регрессии [Л. 2]:

$$P_j(t) = a_{0j}(t) + a_{1j}(t) P_{\Sigma}(t). \quad (1)$$

Входящие в (1) коэффициенты  $a_{0j}$  и  $a_{1j}$  определяются в два этапа. На этапе начала эксплуатации комплекса значения коэффициентов регрессии принимаются постоянными, не зависящими от времени суток. Это объясняется тем, что первоначальные (исходные) значения коэффициентов определяются по данным контрольных замеров характерного режимного дня на час максимума, минимума и ночного провала. По данным трех указанных часов методом наименьших квадратов определяются оценки коэффициентов  $a_{0j}$  и  $a_{1j}$ , по которым вычисляются значения узловых нагрузок на любой час рассматриваемых суток.

На втором этапе, когда в результате эксплуатации комплекса в архиве накапливается достаточно данных о изменении узловых нагрузок в течение каждого часа разных дней недели, появляется возможность определять и уточнять значения коэффициентов на каждый час подобных по графикам дней недели (понедельники, рабочие дни, субботы, воскресенья, праздничные дни).

Для получения статистических данных об узловых нагрузках на каждый час каждых суток решается задача оценивания состояния. При этом на вход программы «Модель» [Л. 3] в качестве исходных данных на каждый час рассматриваемых суток поступают результаты предварительно проведенных плановых расчетов и значения фактических параметров режима, поступившие в составе ТС—ТИ и СВ.

Планирование предстоящего режима начинается с прогноза суммарного потребления для каждой ЭЭС, входящей в ОЭС Центра, и остальных ОЭС, входящих в ЕЭС СССР. Прогнозирование осуществ-

вляется по разработанной ЦДУ ЕЭС СССР программе «Прогноз—Д—1». Затем по коэффициентам линейной регрессии определяются активные узловые нагрузки расчетной схемы на каждый час предстоящих суток.

Из архива АРХ выбираются параметры наиболее близкого (подобного) планируемому установившегося режима. На этапе начального пуска это будут результаты обработки ближайшего контрольного замера. По этим данным с помощью программы Б—3—78, разработанной ВНИИЭ—ВЦГТУ, определяются матрицы производных при заданной конфигурации схемы.

Затем на каждый час рассматриваемых суток по программе В—2—200, разработанной ВНИИЭ—ВЦГТУ, осуществляется оптимизация распределения активных нагрузок ОРН. Наряду с результатами программы Б—3—78 исходными данными для В—2—200 являются: прогноз узловых нагрузок, характеристики относительных приростов для наиболее вероятного состава и схемы включения оборудования электростанций; ограничения по располагаемой мощности электростанций, расходу гидроресурсов, потокам мощности в межсистемных связях и т. п.

Результатами решения по программе В—2—200 являются нагрузки всех электростанций и потоки мощности в контролируемых линиях на каждый час рассматриваемых суток.

По мере реализации запланированного режима, используя ежечасные данные ТС и ТИ, по программе ИМЭС-2 [Л. 4], разработанной ЦДУ ЕЭС СССР, определяется фактическая схема соединений рассматриваемой сети. Если полученная схема сети совпадает со схемой, использованной при планировании рассматриваемого режима, то данные ТИ и СВ, дополненные плановыми (средними) значениями напряжения в неконтролируемых узлах, передаются на вход программы «Модель», где реализуется процедура оценивания состояния по критерию [Л. 3]

$$\min \varphi(\dot{V}) = \sum_{i=1}^m \sigma_i^{-2} [P_{ni} - f_i(\dot{V})]^2 + \sum_{j=1}^N \sigma_j^{-2} [V_{oj} - V_j]^2, \quad (2)$$

где  $m$  — число компонент  $P_{ni}$ ;  $\sigma_i$  — среднеквадратичная погрешность задания (измерения) параметра  $P_{ni}$ ;  $f_i(\dot{V}) = P_{ri}$  — явная функция, определяющая расчетное значение  $i$ -го параметра через искомую оценку вектора состояния  $\dot{V}$ ;  $N$  — число узлов схемы;  $\sigma_j$  — среднеквадратичная погрешность задания априорного значения каждой  $j$ -й компоненты вектора состояния  $V_{oj}$ ;  $V_j$  — искомая оценка  $j$ -й компоненты вектора состояния.

Получаемые по (2) оценки вектора состояния  $\dot{V}$  будут тем ближе к фактическим, чем точнее весовые коэффициенты  $\sigma_i^{-2}$  отражают фактическую погрешность каждого измерения.

Данные о параметрах оцениваемого режима поступают на вход «Модели» от разных источников и имеют разную точность.

Наибольшую погрешность, особенно на первых этапах эксплуатации комплекса, имеют узловые на-

грузки, поскольку они определяются по коэффициентам регрессии, соответствующим контрольному, а не фактическому режиму.

Весьма приближенными являются значения напряжения в неконтролируемых узлах и получаемые на этапе планирования значения генерации электростанций и межсистемных перетоков. Точность задания мощности контролируемых электростанций и перетоков, напряжения контролируемых узлов, суммарного потребления активной мощности ЭЭС и ОЭС определяется погрешностью соответствующих ТИ и измерений СВ.

Для получения наиболее точных оценок режима должны использоваться исходные данные, имеющие минимальную погрешность. Оценка фактической погрешности исходных данных осуществляется в несколько этапов. Вначале поступившие ТИ проверяются на соответствие допустимым пределам. Телеизмерения, превышающие допустимые пределы, не используются. Затем осуществляется сопоставление данных ТИ и СВ.

Все параметры, передаваемые одновременно в составе ТИ и СВ проверяются по условию

$$\|P_{ТИ} - P_{СВ}\| \leq \varepsilon_i P_{i \max},$$

где  $\varepsilon_i$  — допустимое приведенное рассогласование между данными ТИ и СВ;  $P_{i \max}$  — максимальное значение  $i$ -го параметра.

При выполнении условия используются данные ТИ, а при невыполнении — данные СВ.

Для всех ЭЭС и ОЭС, имеющих достаточное число ТИ, осуществляется проверка совпадения суммарного активного потребления, передаваемого в составе СВ и получаемого по данным ТИ.

$$\left\| \left[ \sum_{i=1}^n P_{ri} + \sum_{j=1}^k P_{mj} \right] - P_{\Sigma} \right\| \leq \varepsilon_{\Sigma} P_{\Sigma \max},$$

где  $n$  — число электростанций рассматриваемой ЭЭС (ОЭС) в расчетной схеме;  $P_{ri}$  — телеизмерения активной мощности  $i$ -й станции;  $k$  — число межсистемных линий ЭЭС (ОЭС);  $P_{mj}$  — телеизмерения потока активной мощности по  $j$ -й межсистемной линии;  $P_{\Sigma}$  — суммарное потребление активной мощности рассматриваемой ЭЭС (ОЭС), передаваемое в составе СВ.

Если условие выполняется, то для оценивания состояния используются данные ТИ. В противном случае проверяется выполнение этого условия при использовании вместо ТИ данных предварительных оптимизационных расчетов. При выполнении условия для оценивания состояния вместо ТИ используются данные оптимизационных расчетов.

Если условие не выполняется как для ТИ, так и для данных оптимизационных расчетов, оценивание состояния не производится, поскольку получение достоверной оценки фактического режима невозможно.

Задача оценивания состояния решается с учетом ограничений по допустимым уровням напряжений во всех узлах с обязательным поддержанием нулевого баланса во всех узлах расчетной схемы, где отсутствуют генерация и нагрузка.

Если плановая схема не совпадает со схемой, полученной по ТС—ТИ, оценивание состояния осуществляется только после оперативной корректировки планов на оставшуюся часть суток.

Таким образом обеспечивается получение наилучших по критерию взвешенных наименьших квадратов оценок параметров установившихся режимов на каждый час по активной мощности и модулям напряжений. Получаемые при этом потоки реактивной мощности в линиях определяются только емкостной проводимостью на землю, а балансные реактивные нагрузки каждого узла численно равны алгебраической сумме этих потоков в инцидентных ветвях.

Значения активных узловых нагрузок, полученные по результатам оценивания состояния, заносятся в архив.

Полученные таким образом статистические данные о узловых нагрузках каждого часа позволяют решать задачу идентификации параметров модели (1). Для каждого часа  $t_k$  определяются значения коэффициентов регрессии нагрузки каждого  $j$ -го узла и суммарного потребления, обеспечивающие минимум функционала

$$\min \varphi_k(a_{0j}, a_{1j}) = \sum_{i=1}^n \{ [a_{0j}(t_k) + a_{1j}(t_k) P_{\Sigma i}(t_k)] - \bar{P}_{ji}(t_k) \}^2 [\Delta_{ji}(t_k)]^{-2}, \quad (3)$$

где  $n$  — число оценок нагрузки  $j$ -го узла в  $k$ -м часу, полученных по программе «Модель», равное количеству рассмотренных суток;  $\bar{P}_{ji}(t_k)$  — оценка нагрузки  $j$ -го узла в  $k$ -м часу  $i$ -х суток, полученная по программе «Модель»;  $\Delta_{ji}(t_k) = [P_{ji}(t_k) - \bar{P}_{ji}(t_k)]_{\max}$  — максимально допустимая разность между значением узловой нагрузки, заданным в исходных данных, и ее значением, полученным после оценивания по программе «Модель».

Значение  $n$  должно выбираться по возможности минимальным, когда дальнейшее увеличение числа рассмотренных суток не приводит к существенному уменьшению функционала (3). Кроме того, по значению функционала (3) целесообразно выбирать статистически наиболее близкие (подобные) сутки, по графикам которых оцениваются коэффициенты регрессии.

Адаптивность регрессионной модели обеспечивается периодическим обновлением графиков, участвующих в (3), когда текущий график вытесняет наиболее «устаревший», отстоящий от текущего на  $n$  периодов измерения.

Для прогнозирования внутричасовых значений узловых нагрузок может применяться линейная интерполяция коэффициентов регрессии, когда нагрузка  $j$ -го узла на момент времени  $t = t_k + \tau$  определяется выражением

$$P_j(t_k + \tau) = a_{0j}(t_k) + a_{1j}(t_k) P_{\Sigma}(t_k) - \tau T_0^{-1} [a_{0j}(t_k) + a_{1j}(t_k) P_{\Sigma}(t_k) - a_{0j}(t_{k+1}) - a_{1j}(t_{k+1}) P_{\Sigma}(t_{k+1})], \quad (4)$$

где  $\tau$  — время, на которое определяется узловая нагрузка в интервале между  $k$ -м и  $(k+1)$ -м часом;  $T_0 = 1$  ч — периодичность, с которой определяются

узловые нагрузки, по данным суточной ведомости и телеметрии.

Аналогично могут определяться внутричасовые значения активной мощности электростанций:

$$P_{gi}(t_k + \tau) = P_{gi}(t_k) - \tau T_0^{-1} [P_{gi}(t_k) - P_{gi}(t_{k+1})], \quad (5)$$

где  $P_{gi}(t_k)$ ,  $P_{gi}(t_{k+1})$  — активная мощность  $i$ -й электростанции, определенная по программе В—2—200 для  $k$ -го и  $(k+1)$ -го часа рассматриваемых суток.

Дополнив значения узловых нагрузок (4) и генерации электростанций (5) средними (ожидаемыми) уровнями напряжения, полученными интерполяцией часовых значений, можно определить предстоящий режим по активной мощности и напряжению на любой момент предстоящих 7 суток.

Оценивание текущих режимов возможно лишь с запаздыванием, минимальная длительность которого

$$t_3 = t_n + t_0 \min,$$

где  $t_n$  — время, затрачиваемое на передачу массива ТС—ТИ, соответствующего рассматриваемому моменту времени, и сопоставление схемы текущего и планового режимов,  $t_0 \min$  — минимальное время оценивания одного режима по программе «Модель» при заданной размерности расчетной схемы, числе и качестве исходных данных.

Для получения оценки текущего режима данные о нагрузках и генерации, полученные по (4) и (5), дополняются ТС и ТИ, соответствующими рассматриваемому моменту времени. Оценивание текущего режима возможно только в том случае, когда схема сети, использованная в плановых оптимизационных расчетах, совпадает со схемой, полученной по данным ТС и ТИ.

Оценки текущего режима могут быть получены по запросу или циклически. При циклическом оценивании длительность цикла выбирается из условия

$$\tau_0 \geq t_n + t_m + t_p,$$

где  $t_n$  — время, затрачиваемое на определение узловых нагрузок и генерации электростанций;  $t_m$  — максимальное для выбранной расчетной схемы время оценивания одного режима по программе «Модель»;  $t_p$  — время, отводимое в каждом цикле на решение задач, не связанных с формированием модели режима.

Результаты экспериментальных расчетов показывают, что рассмотренный информационно-программный комплекс обеспечивает формирование модели установившегося режима ЕЭС СССР для выбранной расчетной схемы при существующей системе сбора и обработки информации. Вначале была проведена серия сопоставительных расчетов, когда в качестве базовых рассматривались режимы, полученные обработкой контрольных замеров.

Приведенная погрешность прогноза узловых нагрузок и задания мощности станций моделировалась в диапазоне  $\pm 10\%$  от точных значений, соответствующих базовому режиму. Численные значения погрешности в каждом узле задавались произвольно. Однако в каждом случае обеспечивался суммарный баланс генерации и потребления по системе в целом.

Для электростанций, а также в ветвях, где измеряются суммарная мощность и потоки активной мощности, моделировалась приведенная погрешность в диапазоне  $\pm 5\%$ .

Приведенная погрешность ТИ напряжений в контрольных точках моделировалась в диапазоне  $\pm 1,5\%$ . В узлах, напряжение которых не передается в виде ТИ и отсутствует в составе ежечасной ведомости, задавалось номинальное напряжение, что соответствовало приведенной погрешности, максимальное значение которой не превышало  $5\%$ .

Для заданной схемы и базового режима по программе Б—3—78 определялась матрица коэффициентов распределения потоков активной мощности. По этой матрице и заданным с погрешностью узловым нагрузкам и генерации определялись потоки активной мощности в ветвях, где осуществляются ТИ и измерения суточной ведомости.

Полученное таким образом приближенное поточное распределение использовалось для сопоставления измеряемых и расчетных значений при оценке качества и взаимной согласованности исходных данных. Результаты сопоставления обеспечивали выбор соответствующих весовых коэффициентов при оценивании постоянных по программе «Модель».

Анализ отклонений между значениями параметров в базовом режиме и оценками этих параметров по программе «Модель» показал, что во всех рассмотренных случаях обеспечивалась оценка качества исходных данных, соответствующая их фактической точности; обеспечивалось эффектив-

ное подавление влияния грубых ошибок на результаты оценивания по системе в целом; диапазон приведенной погрешности получаемых оценок уменьшался по сравнению с погрешностью исходных данных для узловых нагрузок и генерации до  $\pm 7\%$ , потоков активной мощности — до  $\pm 4\%$ , а напряжений в неконтролируемых узлах — до  $\pm 2,5\%$ .

Полученные результаты позволили считать возможным применение программ «Модель» в качестве базовой и выбирать рациональную структуру комплекса программ формирования модели установившегося режима, показанную на рисунке.

В настоящее время комплекс проходит опытно-промышленную эксплуатацию в составе системы оперативного анализа допустимости электрических режимов ЕЭС СССР.

#### СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Гамм А. З. Статистические методы оценивания состояния электроэнергетических систем. — М.: Наука, 1976.
2. Богданов В. А., Ставровский А. Н. Сбор и переработка информации для диспетчерского управления режимами электроэнергетических систем. — Итоги науки и техники. Электрические станции, сети и системы. — М.: Изд. ВИНТИ, 1979, т. 9.
3. Программный комплекс «Модель» для обработки контрольных замеров и суточных ведомостей в энергосистемах/ В. А. Богданов, М. И. Коджа, М. С. Лисеев, С. В. Шульженко — Электричество, 1980, № 8.
4. Богданов В. А., Волков Р. П. Анализ топологии электрической сети по данным телеметрии в автоматизированной системе диспетчерского управления. — Электричество, 1975, № 5.

{13.11.80}

УДК 621.311.016.35—52:518.5

## Алгоритмы управляющих воздействий противоаварийной автоматики электроэнергетических систем

КОВАЛЕВ В. Д., канд. техн. наук

Москва

Обеспечение устойчивости электроэнергетических систем при больших возмущениях осуществляется с помощью устройств противоаварийной автоматики, определяющих и реализующих управляющие воздействия в зависимости от параметров режима и схемы сети. Для формирования эффективных алгоритмов противоаварийного управления электроэнергетическими системами, представляющими собой большие искусственные системы кибернетического типа, требуются специальные теоретические разработки, базирующиеся на общей теории оптимального управления [Л. 1].

В статьях по применению оптимального управления для электроэнергетических систем основное внимание уделяется определению методов расчета переходных процессов. В качестве критерия оптимальности используют интегральный показатель качества [Л. 1]:

$$I = \sum_{i=1}^n K_i \Pi_i, \quad (1)$$

где  $\Pi_i$  — интегральный показатель качества для какого-либо из параметров режима переходного процесса;  $K_i$  — весовые коэффициенты, отражающие значимость данного параметра в общем процессе.

В [Л. 2] приведен метод формирования алгоритмов для единичного управляющего воздействия противоаварийной автоматики. Определение алгоритмов управления осуществляется в два этапа. На первом этапе для строки матрицы планирования режимных параметров на модели энергосистемы находят минимально необходимые величины управляющих воздействий. Затем осуществляют аппроксимацию полученных значений управляющих воздействий относительно заданных режимных параметров и получают алгоритмы противоаварийного управления в виде следующей полиномиальной зависимости:

$$\Delta P_p = \sum_{i=1}^m c_i P_i + \sum_{i=1}^m \sum_{j=1}^m c_{ij} P_i P_j + c_0, \quad (2)$$

где  $\Delta P_p$  — величина управляющего воздействия;  $c_i, c_{ij}$  — весовые коэффициенты, зависящие от доаварийного состава агрегатов на электростанциях, длительности возмущения и послеаварийного состава сети;  $P_i, P_j$  — контролируемые режимные параметры (доаварийные значения и сбросы мощностей во время возмущения генераторов электростанций или линий электропередач, доаварийные активные мощности нагрузок, значения напряжений на шинах электростанций и в узлах нагрузки).

Таким образом получают алгоритмы управления, допускающие практическую реализацию в устройствах противоаварийной автоматики. Для обеспечения устойчивости электроэнергетических систем необходимо использовать комплекс мероприятий.

В настоящей статье приводится метод определения оптимальных алгоритмов для векторных управляющих воздействий противоаварийной автоматики, обеспечивающей сохранение динамической устойчивости сложных энергосистем. Предложенный метод является дальнейшим развитием [Л. 2] на случай нескольких управляющих воздействий. Для каждой строки матрицы планирования режимных параметров оптимизация управляющих воздействий осуществляется с помощью градиентного метода. При формировании алгоритмов противоаварийного управления используется принцип разложения вектора на отдельные компоненты с аппроксимацией каждого элемента управляющего воздействия относительно контролируемых режимных параметров. Окончательный выбор оптимальных алгоритмов противоаварийного управления осуществляется с помощью метода имитационного моделирования с учетом стохастических погрешностей от измерения контролируемых режимных параметров, вычислительного устройства противоаварийной автоматики, реализации управляющих воздействий, погрешностей определения управляющих воздействий на модели энергосистемы и вероятностных характеристик доаварийных и аварийных режимов энергосистемы.

**Оптимизация управляющих воздействий.** Из всего множества возможных управляющих воздействий необходимо выявить наиболее представительный набор, обеспечивающий сохранение устойчивости энергосистем. В результате этого сокращается размерность вектора управляющих воздействий, что значительно уменьшает время решения задачи оптимизации. Выбор наиболее представительных управляющих воздействий может быть осуществлен по коэффициентам влияния

$$h_i = \frac{\partial t}{\partial u_i},$$

где  $u_i$  —  $i$ -я компонента управляющего воздействия;  $t$  — интервал времени между переходными процессами без управляющих воздействий и с  $u_i$  для предельных по устойчивости значений углов. Величину  $h_i$  целесообразно определять при нулевых значениях остальных управляющих воздействий. Для практического использования выбирают управляющие воздействия с наибольшими значениями  $h_i$ .

Согласно методике [Л. 2] алгоритмы противоаварийного управления определяют в результате

аппроксимации значений управляющих воздействий, получаемых предварительно на достаточно полных моделях энергосистем с применением методов многофакторного планирования эксперимента. Алгоритмизированное планирование экспериментов позволяет минимизировать количество опытных точек, разбрасывать экспериментальные точки во всей исследуемой области, вводить четкую логику в проведение эксперимента. Планы экспериментов представляют собой матрицы, строки которых соответствуют варьируемым переменным, фиксируемым на определенных уровнях для каждого из опытов.

В случае реализации векторных управляющих воздействий необходимо на модели энергосистемы определять их оптимальные значения для каждой строки матрицы планирования. В этом случае задача определения расчетных оптимальных управляющих воздействий при заданном режиме и интенсивности возмущения сводится к следующей задаче:

найти минимум целевой функции

$$Y = \Psi(U), \quad (3)$$

при векторных ограничениях

$$\frac{dX}{dt} = \Phi(X, V, U) - F(t); \quad (4)$$

$$G(X, V, U) = 0; \quad (5)$$

$$H \leq U \leq B; \quad (6)$$

$$X'_{\min} \leq X'(t) \leq X'_{\max}, \quad (7)$$

где  $\Psi$  — вещественная скалярная функция;  $X, V$  — векторы переменных состояния;  $U$  — вектор управляющих воздействий;  $F(t)$  — вектор возмущений;  $H, B$  — векторы нижних и верхних ограничений управляющих воздействий;  $X'(t)$  — вектор взаимных углов роторов генераторов электростанций во время переходного процесса, компоненты которого определяют из элементов вектора  $X(t)$ ;  $X'_{\max}, X'_{\min}$  — векторы максимальных и минимальных значений взаимных углов. Одновременное численное решение системы дифференциальных уравнений (4) и алгебраических уравнений (5) позволяет определить возмущенное движение энергосистемы. Выполнение неравенства (7) соответствует обеспечению динамической устойчивости возмущенного движения энергосистемы.

Устройства противоаварийной автоматики должны реализовать управляющие воздействия, обеспечивающие минимум потерь генерируемых мощностей и нагрузок при сохранении устойчивости параллельной работы электростанций. Допустимое число отклонений генераторов и количество быстродействующих разгрузок турбин ограничены. На основании этого в качестве целевой функции (3) целесообразно использовать функцию ущербов вида

$$Y = \sum_{i=1}^m \xi_i u_i,$$

где  $\xi_i$  — заданные весовые коэффициенты.

Приведем алгоритм оптимизации с использованием для решения задачи следующей разновидности градиентного метода [Л. 3]. Вначале определяют точку вблизи границы области устойчивости



вдоль заданного направления вектора управляющего воздействия (точка с элементами  $\{u_i^{(k)}\}$  вектора). Точки вблизи границы области устойчивости определяют путем численного решения системы дифференциальных (4) и алгебраических уравнений (5) с последовательной вариацией дозировки управляющего воздействия в сторону границы до выполнения с заданной точностью равенства (7). Затем осуществляют минимизацию целевой функции (3) по границе области устойчивости. Для этого один из элементов вектора управляющего воздействия выбирается в качестве балансирующего  $u_*$ . Задают последовательное приращение элементов управляющего воздействия, кроме  $u_*$ , на одинаковую относительную величину  $\Delta u_i$ . Для приращения каждого элемента в отдельности определяют  $u_*$ , соответствующее границе области устойчивости, и оценивают значение целевой функции  $\Psi$ . Далее определяют вектор управляющих воздействий  $U^{(l)}$  с новыми компонентами, для которых приращения формируют пропорционально разностям  $(\Psi_i^{(k)} - \Psi_i^{(l)})$ :

$$u_i^{(l)} = u_i^{(k)} + \gamma (\Psi_i^{(k)} - \Psi_i^{(l)}).$$

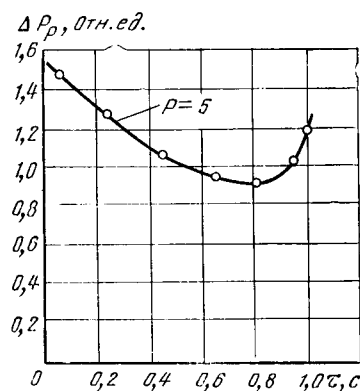
Для ряда значений  $\gamma = nh$ , где  $h$  — заданное приращение элементов вектора управляющего воздействия, производят последовательную оценку  $\Psi$  для  $(n=1, 2, \dots)$  до тех пор, пока  $\Psi$  не перестанет уменьшаться или  $u_i$  не достигнут своих ограничений (6). На каждом шаге производят оценку устойчивости с приближением по  $u_*$  к границе области устойчивости. Если для  $j$ -го шага целевая функция  $\Psi_j > \Psi_{j-1}$ , осуществляют возврат к  $(j-1)$ -му шагу, на котором ищут новое направление аналогично указанному способу. Если нового направления для заданного  $h$  не находится, уменьшают  $h$  в два раза. Процесс оптимизации осуществляют таким образом до тех пор, пока  $h$  не станет меньше заданной величины  $\varepsilon$ . Если  $i$ -я составляющая  $u_i$  в процессе оптимизации достигает своего ограничения, она остается на ограничении. При достижении ограничения балансирующей составляющей  $u_*$  вектора управляющих воздействий выбирается новая балансирующая компонента, и расчет продолжается.

Расчет заканчивается в том случае, когда определен минимум целевой функции  $\Psi$  или все элементы вектора управляющего воздействия, кроме балансирующего, находятся на ограничении.

Для сокращения времени счета можно определить вектор управляющего воздействия для каждой строки матрицы планирования по приведенному алгоритму для упрощенной модели энергосистемы (в том числе с меньшим количеством узлов сети). Тогда для более полной схемы энергосистемы решают задачу приближения к границе области устойчивости по определенным из упрощенной модели направлениям вектора управляющего воздействия.

Примеры исследований оптимизации векторных управляющих воздействий. На рис. 1 представлена зависимость разгрузки мощности  $\Delta P_p$  электростанции, минимально необходимой для обеспечения устойчивости, от длительности фор-

Рис. 1. Зависимость мощности разгрузки электростанций от длительности форсировки напряжения возбуждения.



сировки напряжения возбуждения генераторов  $\tau$  (начало форсировки возбуждения совпадает с началом короткого замыкания) для схемы «станция-шины». Вектор управляющих воздействий представлен двумя компонентами — величиной разгрузки мощности электростанции путем отключения генераторов и длительностью форсировки возбуждения генераторов.

Как это видно из рис. 1, для мощности электростанции  $P=5$  отн. ед. целевая функция достигает минимума в окрестности  $\tau=0,9$  с. Для  $\tau > 0,9$  с происходит потеря устойчивости электростанции во втором цикле качаний роторов.

При аварийных возмущениях на линии электропередачи 750 кВ Ленинград — Конаково для обеспечения устойчивости объединенной энергосистемы Северо-Запада предусмотрено ограничение мощности на Киришской, Эстонской, Прибалтийской ГРЭС и Ленинградской АЭС [Л. 4]. Вектор управляющих воздействий представлен в этом случае четырьмя компонентами в виде разгрузок мощности отдельных электростанций. Как показали исследования, оптимальное распределение значений разгрузок между электростанциями зависит от доаварийного режима энергосистемы.

**Определение алгоритмов противоаварийного управления.** Структура алгоритмов противоаварийного управления, построенная с помощью метода функций Ляпунова:

$$\sum_{i=1}^l c'_i u_i + \sum_{i=1}^m c_i P_i + \sum_{i,j} c_{ij} P_i P_j + c_0 = 0, \quad (8)$$

где  $u_i$  —  $i$ -я компонента вектора управляющего воздействия;  $P_i$  — условное обозначение режимных параметров  $P_i$  и  $u_i$ . Выражение (8) получено при определенных допущениях для области режимов. Как показывают результаты расчетов устойчивости моделей конкретных энергосистем, алгоритмы противоаварийного управления для единичных управляющих воздействий вида (2) имеют приемлемую для практических целей погрешность.

Следуя принципам синтеза алгоритмов противоаварийного управления [Л. 2], предлагается следующая методика формирования алгоритмов векторных управляющих воздействий. Для каждой строки матрицы планирования определяют оптимальные значения элементов вектора управляющих воздействий путем минимизации целевой функции (3) при ограничениях (4)–(7). Относительно каждого из элементов вектора управляющего воздействия производят на ЦВМ аппроксимацию полученных экспериментальных данных полиномиальными функциями не выше второго порядка, определяя тем самым весовые коэффициенты при линейных и квадратичных составляющих контролируемых режимных параметров, а следовательно, и алгоритмы противоаварийного управления в виде

$$u_i^{(l)} = \sum_{j=1}^m c_j P_j - \sum_{k=1}^m \sum_{j=k}^m c_{kj}^{(i)} P_k P_j + c_0^{(i)}, \quad i = 1, 2, \dots, l, \quad (9)$$

где  $u_i^{(l)}$  —  $i$ -й элемент вектора управляющего воздействия;  $c_j^{(i)}, c_{kj}^{(i)}$  — весовые коэффициенты, определяемые в результате аппроксимации  $i$ -го элемента вектора управляющего воздействия;  $P_j$  — контролируемые режимные параметры.

Такие алгоритмы формируют для каждого послеаварийного состояния сети.

Сигналы, сформированные устройствами противоаварийной автоматики с помощью выражений (9), могут определять оптимальные величины раз-



грузок мощностей электростанций (в том числе путем отключения генераторов), длительности форсировки возбуждения генераторов, длительности форсировки устройств емкостной компенсации, интервалы времени, по истечении которых осуществляют отключения устройств электрического торможения, факты деления энергосистемы.

Для электростанций, на которых допускается быстродействующая разгрузка паровых турбин и отключение генераторов, формируют сигнал на соответствующую глубину разгрузки мощности турбин. Однако разгрузка паровых турбин из-за значительного запаздывания в ее реализации (до 0,3 с) может не обеспечивать динамической устойчивости для всей области режимов и возмущений. В таких случаях при возникновении аварий сравнивают определенную величину разгрузки турбины с заданным ограничением, и если мощность разгрузки превышает ограничение, формируют сигнал на дополнительное отключение генераторов той же электростанции. Когда в качестве управляющих воздействий применяют разгрузку мощности на нескольких электростанциях, сигнал на отключение генераторов формируют в соответствии с заданными приоритетами разгружаемых электростанций при достижении ограничений по разгрузке на всех остальных электростанциях.

При использовании деления в качестве меры повышения устойчивости необходимо определение оптимального места деления и формирование сигнала на деление. Оптимальное сечение деления выбирается из ряда намеченных вариантов для наиболее вероятных режимов энергосистемы. Для каждого из вариантов деления определяют оптимальные величины управляющих воздействий в каждой из подсистем по приведенной методике. В качестве искомого намечается вариант деления, для которого суммарное значение целевых функций, взятых с определенными значениями весовых коэффициентов для каждого из режимов, имеет наименьшее значение. Определение алгоритма на деление энергосистемы целесообразно осуществить следующим образом. Для каждой строки матрицы планирования вычисляют оптимальные значения управляющих воздействий без учета деления. Если соответствующие управляющие воздействия не обеспечивают устойчивости энергосистемы, осуществляют деление по выбранному из сечений и определяют оптимальные значения управляющих воздействий для каждой из подсистем. Таким образом часть опытных точек может получиться с делением, а часть без деления. При обработке экспериментальных данных для целей формирования алгоритма на деление для точек, не требующих деления, присваивают в качестве значения элемента управляющего воздействия (деления) 0, а для остальных опытных точек — некоторую величину  $d$ . Константу  $d$  выбирают несколько большей погрешности полиномиальной аппроксимации, получаемой при формировании алгоритма на деление. Полученный таким образом полиномиальный алгоритм, с помощью которого формируют сигналы на деление энергосистемы, будет правильно классифицировать область режимов и возмущений на возможность деления.

**Способ выбора оптимальных алгоритмов противоаварийного управления с учетом погрешностей.** Алгоритмы противоаварийного управления должны удовлетворять достаточной для практики точности. Нецелесообразно представлять алгоритмы чрезмерно точными, так как это требует увеличения устройств телемеханики для передачи контролируемых параметров, большого количества слагаемых аппроксимирующих функциональных зависимостей и значительного числа опытных точек на границах областей устойчивости, что затрудняет как формирование алгоритмов, так и их практическую реализацию. В то же время на процесс формирования и реализации алгоритмов противоаварийного управления неизбежно накладываются следующие погрешности:

расчетной модели энергосистемы, на которой определяют оптимальные значения элементов вектора управляющих воздействий для каждой строки матрицы планирования; они слагаются из методической погрешности эквивалентирования частей энергосистемы и упрощенного математического описания отдельных ее элементов, а также стохастической погрешности исходных параметров системы;

погрешности определения оптимальных значений элементов вектора управляющих воздействий для каждой строки матрицы планирования (погрешность эксперимента);

погрешности, вызванные изменениями неконтролируемых режимных параметров;

стохастические погрешности от измерения, передачи или предсказания натуральных значений параметров режима при реализации алгоритмов;

стохастические погрешности аппаратуры, реализующей алгоритмы (вычислительная аппаратура и исполнительные органы управляющих воздействий);

погрешности в запас, связанные с дискретностью реализации управляющих воздействий.

Выбор оптимальных алгоритмов с учетом всевозможных погрешностей целесообразно осуществлять с помощью метода имитационного моделирования [Л. 5]. Процесс имитации применительно к рассматриваемой в данной статье задаче содержит следующие этапы: подготовка модели; описание модели на языке ЦВМ; экспериментирование — имитация с целью получения желаемых данных; интерпретация — построение выводов по данным, полученным путем имитации; реализация — практическое использование результатов моделирования.

В данной статье выбрана стохастическая модель с использованием метода Монте-Карло. Моделируются: вычислительные устройства, реализующие полиномиальные алгоритмы противоаварийного управления, исполнительные органы управляющих воздействий; указанные выше погрешности; вероятности существования режимов энергосистемы. Испытаниям подвергают ряд полиномов, различающихся количеством и составом режимных параметров, их квадратичными составляющими и величинами весовых коэффициентов. Моделирование погрешностей контролируемых режимных параметров осуществляют с помощью датчика случайных

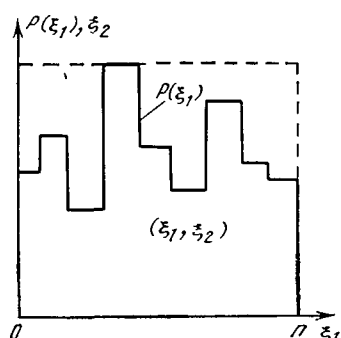


Рис. 2. Плотность распределения режимов энергосистемы (опытных точек). — область  $G$ ; — область  $q$ .

чисел, распределенных по нормальному закону. Моделирование реализаций управляющих воздействий производят с учетом вероятностного числа генераторов электростанций.

При определении режима для очередного испытания использован модифицированный метод Неймана [Л. 6]. В исходных данных задают плотность распределения режимов  $P(\xi_1)$  (опытных точек), соответствующих строкам матрицы планирования экспериментов, предназначенной для определения управляющих воздействий (рис. 2). С помощью датчика случайных чисел, распределенных по равномерному закону, определяют случайные величины  $\xi_1$  из интервала  $(0, n)$ , где  $n$  — число строк матрицы планирования (опытных точек). Вторые случайные величины из интервала  $(0, 1)$  определяют в виде дробной доли последовательности чисел

$$\xi = \left\{ \frac{\sqrt{5} - 1}{2} i \right\}, \text{ где } i \text{ — числа натурального ряда.}$$

Таким образом получают случайные точки  $\xi_1, \xi_2$ , равномерно распределенные в области  $G$  (рис. 2). Если плотность распределения режимов  $P(\xi_1) \geq \xi_2$  (случайная точка попадает в область  $q$ ), то  $\xi_1$  принимается в качестве искомой случайной величины (определяется строка матрицы планирования для очередного испытания). В противном случае пара  $\xi_1, \xi_2$  отбрасывается, процедура повторяется.

Стохастическая модель для целей имитационного моделирования разработана на алгоритмическом языке ФОРТРАН-IV с использованием стандартных подпрограмм генерации псевдослучайных чисел. Структурная схема программы представлена на рис. 3. В подпрограммах 1 и 2 осуществляется ввод в память ЦВМ исходных данных, в том числе логической информации о структуре полиномов и весовых коэффициентах для очередного варианта алгоритма. В блоке 3 осуществляется выбор опытной точки по методу Неймана. С помощью датчика псевдослучайных чисел в блоке 4 определяют погрешность контролируемых переменных. Подпрограмма 5 моделирует работу вычислительного устройства, определяющего величину управляющего воздействия по выбранному полиному с учетом погрешностей контролируемых параметров и собственно вычислительного устройства.

Подпрограмма 6 моделирует реализации управляющих воздействий с учетом вероятностного числа генераторов электростанций. Электростанции, предназначенные под разгрузку, могут моделироваться двумя типами агрегатов. В блоке 7 с помощью датчика псевдослучайных чисел осуществ-

ляется реализация погрешностей, суммируемых со значениями управляющих воздействий, полученными путем экспериментов на модели. Таким образом косвенно учитываются погрешности расчетной модели энергосистемы, где для каждой строки матрицы планирования определяют значения элементов вектора управляющих воздействий, погрешности эксперимента и погрешности, вызванные изменениями в энергосистемах неконтролируемых режимных параметров. Для каждой реализации в блоке 7 определяют также разности расчетных управляющих воздействий на опытных.

Расчеты повторяют до тех пор, пока число реализаций не сравняется с заданным (блок 8). Далее определяют вероятность отрицательных отклонений расчетных управляющих воздействий от опытных и, если она превышает допустимую (блок 9), осуществляют коррекцию свободного весового коэффициента аппроксимирующего полинома и расчет повторяют с блока 6. Для каждого варианта алгоритма в блоке 10 определяют математическое ожидание  $M[\Delta]$  и среднее квадратическое отклонение  $\sigma[\Delta]$  разностей расчетных управляющих воздействий от опытных. После того, как пройдут испытания все варианты, в блоке 12 осуществляется выбор оптимального алгоритма по минимуму  $M[\Delta]$  с учетом ограничений по среднему квадратическому отклонению ( $\sigma[\Delta] \leq \sigma_{\max}$ ). Далее по желанию осуществляется вывод на печать плотности распределения разностей расчетных управляющих воздействий от опытных (гистограмма) — блок 13. Если число элементов вектора управляющих воздействий меньше заданного, расчеты продолжаются.

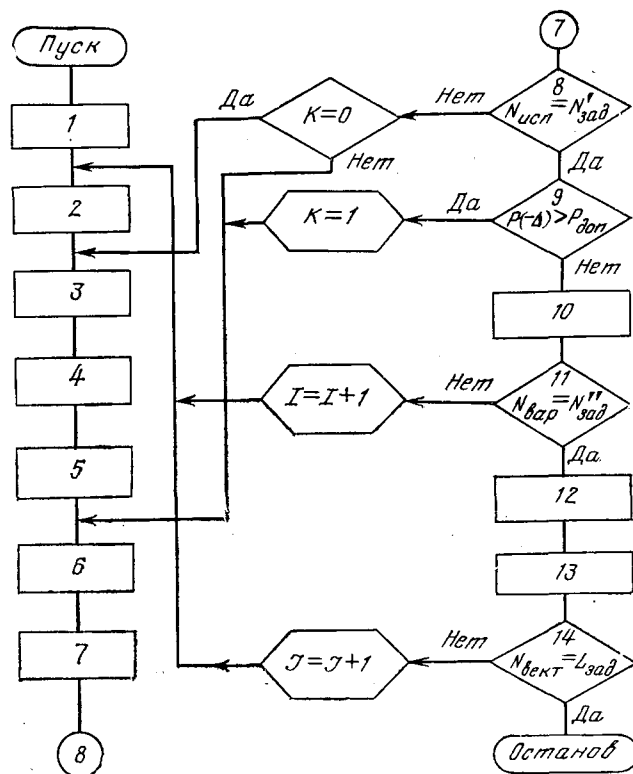


Рис. 3. Структурная схема программы имитационного моделирования.

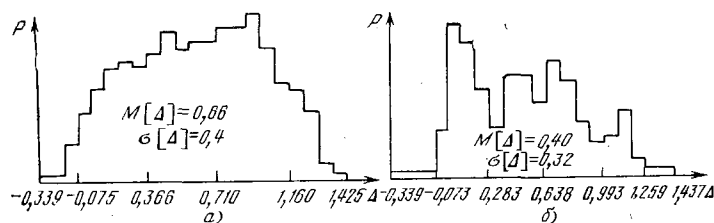


Рис. 4. Гистограммы разностей расчетных управляющих воздействий от опытных.

$$\begin{aligned}
 \text{а} - \Delta P_p &= 9,3P_1 - 19,3P_2 + 18,5P_3 - 0,1\Delta P_1 - 2,5P_2 - 3,1P_1P_3 + 46,8P_2^2 - \\
 &\quad - 15,3P_2P_3 - 1,5P_2\Delta P_1 - 4,3P_2^2 + 0,6\Delta P_2^2 - 9,6; \\
 \text{б} - \Delta P_p &= 0,4P_1 - 0,8P_2 - 5,9P_3 + 1,4\Delta P_1 - 0,4P_2^2 + 0,3P_1P_3 + 7,8P_2^2 + 6,8P_2P_3 - \\
 &\quad - 10,8P_2\Delta P_1 + 1,6P_2^2 + 2,4\Delta P_2^2 + 3,0.
 \end{aligned}$$

На рис. 4,а и б в качестве примера приведены гистограммы разностей расчетных управляющих воздействий от опытных для двух полиномиальных алгоритмов, полученных при аварийных возмущениях на межсистемной связи ОЭС Северо-Запада — ОЭС Центра для разгрузки электростанций. Из-за погрешностей измерения контролируемых режимах параметров ( $3\sigma=1\%$ ) алгоритм с меньшими весовыми коэффициентами имеет лучшие характеристики ( $M[\Delta]=0,4\sigma$ ;  $[\Delta]=0,32$ ).

**О реализации алгоритмов противоаварийного управления в устройствах с применением микро-ЭВМ.** Для обеспечения устойчивости энергосистем создаются иерархические системы противоаварийного управления на уровнях ЕЭС, ОЭС, энергорайона, электростанций и агрегата. Исходя из объема перерабатываемой информации и выполняемых функций целесообразно на трех нижних уровнях иерархии применение устройств противоаварийного управления на базе микро-ЭВМ. Существующие в настоящее время микро-ЭВМ имеют в своем составе все необходимые средства для эффективной реализации сложных систем управления [Л. 7]. Объемы оперативной (ОЗУ), перепрограммируемой постоянной (ППЗУ) и постоянной (ПЗУ) памяти до 64 Кбайт. Время выполнения короткой операции не более 2,5 мкс. Для сопряжения с внешними устройствами и реализации алгоритмов управления микро-ЭВМ содержат программируемые параллельные и последовательные интерфейсы для приема и выдачи дискретных сигналов, платы ввода (вывода) аналоговой информации, платы аппаратной реализации арифметических операций с фиксированной и плавающей запятой, контроллеры прерывания и программируемые таймеры.

Устройства противоаварийной автоматики на базе микро-ЭВМ для определения дозровок управляющих воздействий (ПАА) по выражениям вида (9) призваны обеспечивать устойчивость одной или группы синфазно движущихся электростанций. В зависимости от конкретных условий указанные алгоритмы могут быть реализованы в одном устройстве (если, например, на электростанции используют несколько управляющих воздействий) или параллельно в нескольких устройствах, когда применяют управляющие воздействия на нескольких объектах. В последнем случае пусковые сигна-

лы при повреждениях элементов сети должны поступать одновременно на несколько устройств противоаварийного управления, каждое из которых отрабатывает свои алгоритмы с последующим воздействием на исполнительные органы или устройства низшего уровня иерархии. Устройства ПАА могут формировать также пусковые сигналы, пропорциональные значениям определяемых мощностей разгрузок электростанций, для устройств противоаварийного управления высшего уровня или установленных у других объектов управления.

В доаварийном режиме ПАА осуществляют следующие функции:

анализ топологической схемы сети, проводимый при появлении инициативных сигналов от коммутирующих элементов для подготовки логической информации по выбору расчетных полиномиальных алгоритмов; логические сигналы от устройств фиксации отключения элементов сети поступают на параллельные интерфейсы микро-ЭВМ;

опрос датчиков аналоговых сигналов с заданным циклом сканирования и контроль достоверности измеряемых режимных параметров;

вычисление части полиномиальных функциональных зависимостей, обусловленных доаварийными контролируемыми режимными параметрами, для всех компонентов вектора управляющих воздействий и пусковых органов (пусковые органы поставлены в соответствие элементам сети, аварийные возмущения на которых приводят к нарушению устойчивости).

При появлении сигналов от пусковых органов посредством прерывания запускается в работу блок опроса датчиков, фиксирующих тяжесть коротких замыканий, и подпрограмма окончательного расчета управляющих воздействий по соответствующим полиномам с учетом тяжести короткого замыкания. Далее осуществляется распределение управляющих воздействий между несколькими электростанциями (если это необходимо) и агрегатами каждой электростанции. Устройство противоаварийной автоматики осуществляет прием и реализацию сигналов от устройств противоаварийного управления высшего уровня иерархии, а также выдачу им информации о разгрузке мощности.

Программы для реализации алгоритмов и весовые коэффициенты хранятся в ППЗУ микро-ЭВМ, что позволяет при необходимости вносить изменения в алгоритм в процессе эксплуатации. Входные данные, а также промежуточные и окончательные результаты расчета записываются в ОЗУ. Предварительные расчеты весовых коэффициентов проводятся с помощью ЭВМ на уровне центрального диспетчерского управления или ОДУ.

Указанное устройство противоаварийной автоматики разрабатывается в ВЭИ им. В. И. Ленина. Количество контролируемых режимных параметров для разрабатываемого устройства не превышает 10, дискретных сигналов от устройств фиксации отключения элементов сети 8. Расчет управляющих воздействий при получении сигналов от пусковых органов осуществляется не более чем за 0,02 с.

## СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Веников В. А., Портной М. Г. Теория оптимального управления электрическими системами и задачи повышения их устойчивости. — Электричество, 1974, № 3.
2. Ковалев В. Д., Федяев И. Б. Формирование алгоритмов противоаварийного управления для обеспечения устойчивости сложных энергосистем. Электричество, 1978, № 6.
3. Химмельблау Д. Прикладное нелинейное программирование. — М.: Мир, 1975.
4. Устойчивость и противоаварийная автоматика энерго-

системы при аварийных возмущениях на межсистемной связи/ Л. А. Богуславский, М. С. Израилев, В. Д. Ковалев, А. А. Меклин. — Электрические станции, 1979, № 5.

5. Шеннон Р. Имитационное моделирование систем — искусство и наука. — М.: Мир, 1978.

6. Голенко Д. И. Моделирование и статистический анализ псевдослучайных чисел на электронных вычислительных машинах. — М.: Наука, 1965.

7. Макглин Д. Р. Микропроцессоры. Технология, архитектура и применение. — М.: Энергия, 1979.

[12.05.81]

УДК 621.391.31.029.5:621.319.925

## Быстродействующая система передачи сигналов с блокировкой помех

ГАЛЬПЕРШТЕЙН Я. Л., инж., МИКУЦКИЙ Г. В., доктор техн. наук  
Москва

Системы передачи сигналов-команд широко используются в релейной защите и противоаварийной автоматике энергосистем. В Советском Союзе для этой цели в основном применяются высокочастотные каналы связи по воздушным линиям электропередачи. Особенностью таких каналов является наличие постоянно действующих помех от коронирования проводов и возможность появления интенсивных помех при коммутационных переключениях, коротких замыканиях и грозовых воздействиях на ВЛ. Уровень помех может быть настолько высок, что от их воздействия нельзя избавиться путем повышения уровня принимаемого сигнала. Поэтому основным требованием к системе передачи сигналов-команд является обеспечение допустимой вероятности появления ложных команд при воздействии на приемник интенсивных помех произвольного уровня.

В используемых в Советском Союзе устройствах для передачи сигналов-команд на аппаратуре ВЧТО — М и АНКА — АВПА защита от интенсивных помех осуществляется с помощью системы ШОУ (широкополосный фильтр — ограничитель амплитуды — узкополосный фильтр). При достаточно большом отношении полос пропускания широкополосного и узкополосного фильтров можно получить любую требуемую степень защиты от появления ложных сигналов при воздействии интенсивных помех. Недостатком таких систем является то, что они требуют значительной ширины полосы канала связи, возрастающей с уменьшением времени передачи сигнала-команды. Если ширина полосы частот канала связи ограничена, то ограничивается скорость передачи сигналов-команд.

На основании данных [Л. 1] можно показать, что при периодичности приема ложной команды по каналу ВЧ связи по ВЛ 1 раз в 350 лет минимальное время передачи сигналов по стандартному телефонному каналу с полосой 0,3–3,4 кГц составляет около 12 мс. При этом не учитывается задержка сигнала в передатчике, время распространения по линии связи и время срабатывания выходных исполнительных реле приемника.

При использовании системы передачи сигналов — команд для релейной защиты, а в некоторых

случаях и для системной автоматики, такого быстродействия недостаточно, и поэтому создание более быстродействующих систем является актуальной задачей.

Скорость передачи при заданной ширине полосы канала связи и допустимом значении вероятности приема ложного сигнала при воздействии интенсивных помех можно существенно повысить, если в приемник ввести систему блокировки выходных цепей при воздействии на вход приемника интенсивных помех [Л. 1]. Целью настоящей статьи является получение количественных соотношений для расчета параметров и уставок системы с блокировкой помех и сравнение полученных результатов с экспериментальными.

Анализ работы системы передачи сигналов — команд проведем на примере системы, структурная схема которой показана на рис. 1,а. В этой схеме защита от интенсивных помех осуществляется не только системой ШОУ (входной широкополосный фильтр  $\Phi_{ш}$  ограничитель  $O$ , узкополосный фильтр сигнала  $\Phi_c$ , детектор огибающей  $D_c$  и пороговое устройство  $ПУ_c$ ), но и трактом блокировки помех ( $\Phi_n$ ,  $D_n$ ,  $ПУ_n$ , схема задержки  $CЗ$  и логическая схема запрета  $ЛС$  в тракте сигнала). В полосе фильтра  $\Phi_n$  не передается полезных сигналов. При воздействии на вход приемника интенсивных помех напряжение помех блокирует тракт приема сигнала через схему  $ЛС$ . Схема задержки  $CЗ$  обеспечивает дополнительную блокировку тракта сигнала на время  $t_6$  после исчезновения помехи (исчезновения сигнала на выходе порогового устройства  $ПУ_n$ ).

Схема на рис. 1,а по сравнению с реализующей обычную систему ШОУ позволяет увеличить скорость передачи сигналов — команд, но требует большего превышения уровня принимаемого сигнала над уровнем неинтенсивных помех.

Проектирование приемника сигналов — команд требует решения трех задач: определения таких параметров схемы, при которых обеспечивается требуемая степень защиты от воздействия интенсивных помех; расчета минимально допустимого значения времени задержки в схеме  $CЗ$ , рас-

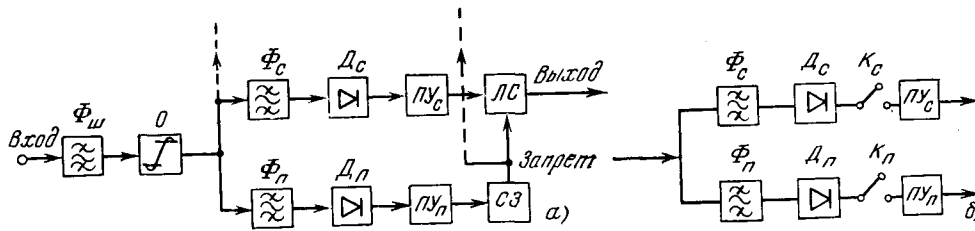


Рис. 1. Структурные схемы приемника с блокировкой по помехам.

чета минимально допустимого отношения «сигнал/помеха» на входе приемника.

**Защита от воздействия интенсивных помех.** При рассмотрении процесса воздействия интенсивных помех на приемник по схеме рис. 1,а будем считать, что уровень помех выше порога ограничения в ограничителе О и что полезный сигнал отсутствует, либо подавлен помехами в ограничителе.

Благодаря наличию схемы СЗ при достаточно большом времени задержки  $\tau_6$  прием ложного сигнала при однократном воздействии интенсивных помех возможен только в интервале времени от момента  $t_0$  появления помех на входе приемника до момента  $t_{бл}$ , когда напряжение помех в тракте помех превысит пороговый уровень. Сказанное иллюстрируется рис. 2,а, на котором показаны зависимости от времени огибающих напряжений на выходах детекторов  $D_n$  и  $D_c$  (кривые 1 и 2 соответственно) при воздействии на вход системы интенсивных помех. Пунктиром показаны зависимости от времени усредненных значений огибающих напряжений на выходах фильтров  $\Phi_n$  и  $\Phi_c$  с учетом процесса нарастания напряжений на выходах этих фильтров.

Для надежного действия блокировки от помех время нарастания в фильтре  $\Phi_c$  ( $t_c \approx 1/\Delta f_c$ ) должно быть больше, чем в фильтре  $\Phi_n$  ( $t_n \approx 1/\Delta f_n$ ). Процесс в фильтре  $\Phi_c$  устанавливается лишь по истечении времени.

$$\Delta t_{c/n} = t_c - t_n \approx (\Delta f_n - \Delta f_c) / \Delta f_n \Delta f_c \quad (1)$$

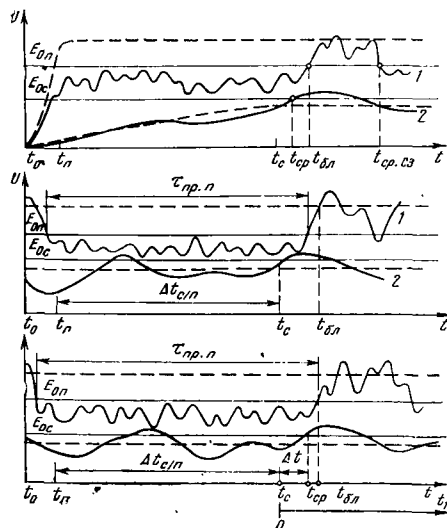


Рис. 2. Временные диаграммы к расчету помехоустойчивости при интенсивных помехах.

после установления процесса в фильтре  $\Phi_n$ . На рис. 2,а кроме  $t_0$  и  $t_{бл}$  обозначены  $t_n$  и  $t_c$  — моменты начала установившегося процесса на выходах фильтров  $\Phi_n$  и  $\Phi_c$ ;  $t_{cr}$  — момент первого превышения огибающей напряжения помех на выходе фильтра  $\Phi_c$  порогового уровня;  $t_{cr}$  — момент запуска

СЗ, начиная с которого приемник практически непрерывно заблокирован в течение всего времени однократного воздействия помех;  $E_{оп}$  и  $E_{ос}$  — пороговые напряжения в трактах помехи и сигнала. Прием ложного сигнала — команды происходит в случаях  $t_{cr} < t_{бл}$ .

При дальнейшем рассмотрении процессов в приемнике будем исходить из модели, условно показанной на рис. 1,б. На входы фильтров  $\Phi_c$  и  $\Phi_n$  непрерывно подается напряжение интенсивных помех с выхода ограничителя О. С выходов детекторов на соответствующие пороговые устройства напряжения помех подаются через безынерционные ключи  $K_c$  и  $K_n$ , которые замыкаются в моменты времени  $t_c$  и  $t_n$ .

Прием ложного сигнала возможен в двух взаимоисключающих случаях:

если огибающая напряжения помех на выходе фильтра  $\Phi_c$  в момент  $t_c$  превышает порог  $E_{ос}$  (имеет место выброс напряжения помех в тракте сигнала в момент  $t_c$ ), а огибающая помех на выходе фильтра  $\Phi_n$  от момента  $t=t_n$  до  $t=t_c$  ни разу не превысила напряжения порога  $E_{оп}$  (имеет место провал напряжения в тракте помех); такая ситуация изображена на рис. 2,б; обозначим вероятность этого события через  $P_{л1}$ ;

если в момент  $t=t_c$  огибающая напряжения помех на выходе фильтра  $\Phi_c$  ниже порога  $E_{ос}$  (в момент  $t_c$  имеет место провал напряжения помех в тракте сигнала) и в первый раз достигает этого значения при  $t_{cr}=t_c+\Delta t$ , а огибающая напряжения на выходе фильтра  $\Phi_n$  остается до этого ниже порога  $E_{оп}$  (рис. 2,в). Обозначим вероятность такого события через  $P_{л2}$ .

Вероятность появления ложного сигнала при однократном воздействии интенсивной помехи определяется суммой указанных вероятностей:

$$P_{л} = P_{л1} + P_{л2}. \quad (2)$$

Исходя из приведенных определений, можно записать следующие выражения для  $P_{л1}$  и  $P_{л2}$ :

$$P_{л1} = p(U_{п.с} > E_{ос}) p(U_{п.п} < E_{оп}) p(\tau_{пр.п} > \Delta t_{c/n}) p_{совп1}; \quad (2a)$$

$$P_{л2} = \int_{t_1=0}^{\infty} P_{t1} dt_1 = \int_0^{\infty} [1 - p(U_{п.с} > E_{ос})] p(U_{п.п} < E_{оп}) \times \\ \times p(\tau_{пр.п} > \Delta t_{c/n} + t_1) \left\{ \frac{d}{dt_1} [p(\Delta t < t_1)] \right\} p_{совп2} dt_1. \quad (2б)$$

Здесь  $P_{t1}$  — вероятность того, что ложный сигнал появится в течение интервала времени  $dt_1$ ,

примыкающего к моменту  $t_1$ , где  $t_1$  — текущее время, отсчитываемое от момента  $t=t_c$  (независимая переменная подынтегральной функции);  $p(U_{п.с} > E_{oc})$  — вероятность того, что в момент  $t=t_c$  огибающая напряжения помех  $U_{п.с}$  на выходе фильтра  $\Phi_c$  будет больше порогового значения  $E_{oc}$  (вероятность наличия выброса напряжения в тракте сигнала);  $p(U_{п.п} < E_{оп})$  — вероятность наличия провала напряжения в тракте помех в момент  $t=t_c$ ;  $U_{п.п}$  — огибающая напряжения помех на выходе фильтра  $\Phi_{п.п}$ ;  $p(\Delta t < t_1)$  — вероятность того, что длительность провала огибающей напряжения помех на выходе фильтра  $\Phi_c$  после момента  $t_c$  будет меньше текущего значения времени  $t_1$  ( $t_1=0$  при  $t=t_c$ , см. рис. 2,в);  $p(\tau_{пр.п} > \Delta t_{с/п})$  — вероятность того, что длительность провала огибающей напряжения помех на выходе фильтра  $\Phi_{п.п}$  будет больше, чем  $\Delta t_{с/п}$ ;  $p(\tau_{пр.п} > \Delta t_{с/п} + t_1)$  — то же для  $\Delta t_{с/п} + t_1$  (см. рис. 2,в);  $p_{совп1}$  — вероятность того, что интервал  $\Delta t_{с/п}$  целиком укладывается внутри интервала  $\tau_{пр.п}$ ;  $p_{совп2}$  — то же для интервала  $\Delta t_{с/п} + t_1$ .

Определение сомножителей, входящих в (2а) и (2б), рассмотрено в приложении. В соответствии с полученными при этом соотношениями можно записать окончательное выражение для определения вероятности приема ложного сигнала при однократном воздействии на вход интенсивных помех:

$$P_{л} = \exp(-1/y^2) f_1(z) [1 + f_2(z)], \quad (3)$$

где

$$\left. \begin{aligned} f_1(z) &= [1 - \exp(-1/z^2)] \exp[-1/a(z)] \times \\ &\times a(z) / [1 + a(z)]; \\ f_2(z) &= [1 - \exp(-1/y^2)] [1 + a(z)] \times \\ &\times \int_0^\infty \varphi(t_1) dt_1 / \exp(-1/y^2); \end{aligned} \right\} \quad (4)$$

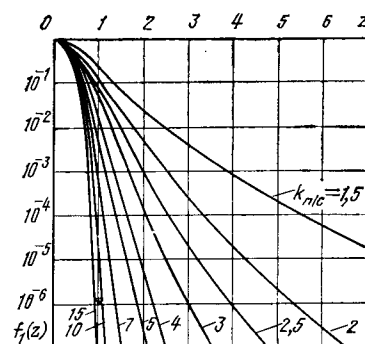
$$\varphi(t_1) = (2\bar{\tau}_{пр.с} + t_1) \exp\{-t_1[(1/\bar{\tau}_{пр.п}) + (1/\bar{\tau}_{пр.с})]\} / \{(\bar{\tau}_{пр.с} + t_1)^2 [1 + a(z) + t_1/\Delta t_{с/п}]\}; \quad (5)$$

$$a(z) = \bar{\tau}_{пр.п} / \Delta t_{с/п}; \quad (6)$$

Величина  $z$  определяется по заданному допустимому значению  $P_{л.доп}$  и параметрам схемы приемника рис. 1,а:  $\Delta f_{ш}$ ;  $\Delta f_c$ ;  $\Delta f_{п}$ ;  $K_{зап.с}$ . Это решение может быть найдено либо методом перебора по заранее рассчитанным табличным или графическим зависимостям  $f_1(z)$  и  $f_2(z)$ , либо путем решения на ЦВМ выражения (3) относительно  $z$  при  $P_{л} = P_{л.доп}$ .

Функции  $f_1(z)$  и  $f_2(z)$  определяют уменьшение вероятности ложного срабатывания за счет введения блокировки помех. Функция  $f_1(z)$  может быть представлена на одном графике в виде семейства кривых, показанного на рис. 3. Для определения влияния функции  $f_2(z)$  на вероятность приема ложного сигнала был выполнен расчет на ЦВМ значений функции  $f_2(z)$  для случая передачи сигналов — команд в полосе стандартного телефонного канала ( $\Delta f_{ш}=3,1$  кГц) при различных значениях времени передачи сигнала ( $t_c=1/\Delta f_c=2-10$  мс) и коэффициента  $K_{п/с}$  ( $K_{п/с}=1,5-20$ ). Рассчитанные

Рис. 3. К расчету коэффициента запаса в тракте помех.



значения  $f_2(z)$  для  $t_c=2, 4, 6$  мс приведены в таблице.

$t_c$ , мс	$K_{п/с}$	Значения функции $f_2(z)$					
		$z=1$	$z=1,25$	$z=1,5$	$z=2$	$z=2,5$	$z=3$
2	1,5	1,95	1,40	1,12	0,83	0,67	0,56
	2,5	1,40	1,0	0,80	0,58	0,47	0,40
	4,0	1,0	0,71	0,56	0,41	0,33	0,28
4	2,5	2,23	1,55	1,21	0,86	0,67	0,56
	4,0	1,53	1,06	0,82	0,57	0,45	0,37
	6,0	1,09	0,75	0,57	0,40	0,31	0,26
	8,0	0,85	0,57	0,44	0,31	—	—
6	5	1,56	1,07	0,83	0,58	0,45	0,37
	8	1,04	0,71	0,54	0,38	—	—
	10	0,85	0,58	0,44	0,30	—	—
	12	0,72	0,49	0,37	—	—	—

Для подтверждения правильности выражения (3) было поставлено экспериментальное исследование лабораторного макета приемника по схеме рис. 1,а при многократном воздействии интенсивных помех гауссового типа. Параметры приемника в эксперименте были следующими:  $\Delta f_{ш}=3,1$  кГц;  $\Delta f_c=0,3$  кГц;  $\Delta f_{п}=0,85$  кГц;  $K_{зап.с}=1,5$ . Результаты испытаний даны ниже:

$z$	1	1,1	1,25	1,35	1,45
$P_{л.расч}$	$2,1 \cdot 10^{-3}$	$1 \cdot 10^{-3}$	$3,7 \cdot 10^{-4}$	$2,04 \cdot 10^{-4}$	$1,22 \cdot 10^{-4}$
$P_{л.эксп}$	$2,02 \cdot 10^{-3}$	$1,2 \cdot 10^{-3}$	$4,65 \cdot 10^{-4}$	$2,3 \cdot 10^{-4}$	$1,35 \cdot 10^{-4}$

Значения  $P_{л.эксп}$  являются средними по нескольким опытам, проведенным при данном значении  $z$ .

Обеспечение допустимого значения  $P_{л.доп}$  вероятности приема ложного сигнала при однократном воздействии на приемник интенсивных помех достигается выбором соответствующей величины  $K_{зап.п}$ , определяемой через параметр  $z$ . Определение  $z$  производится по графикам на рис. 3 по значению  $f_1(z)$ , для которого согласно (3) можно записать:

$$f_1(z) = P_{л.доп} / \exp(-1/y^2) [1 + f_2(z)], \quad (7)$$

где  $f_2(z)$  определяется по таблице,  $y$  — по (П-8) приложения,  $K_{зап.с}$  обычно берется равным 1,5.

Определение минимально допустимого времени задержки в схеме задержки. Если ложный сигнал не был принят при возникновении интенсивных помех, то он может появиться в течение времени непрерывного воздействия на вход приемника таких помех при совпадении интервала отсутствия блокировки с выбросом огибающей напряжения помех в тракте сигнала. Если за время  $T$  воздей-

ствия интенсивных помех имеет место один интервал  $\tau_{0.6}$  отсутствия блокировки и один выброс огибающей напряжения помех в тракте сигнала длительностью  $\tau_{в.с.}$ , то вероятность их совпадения  $\mathcal{P}_1$  может быть найдена геометрически [Л. 4]:

$$\mathcal{P}_1 = [T^2 - (T - \tau_{0.6})(T - \tau_{в.с.})] / T^2.$$

Если  $\tau_{0.6} \ll T$  и  $\tau_{в.с.} \ll T$ , то

$$\mathcal{P}_1 \approx (\tau_{0.6} + \tau_{в.с.}) / T. \quad (8)$$

Блокировка может быть прервана, если в огибающей напряжения помех на выходе фильтра  $\Phi_n$  появляется провал, длительность которого превышает время задержки  $\tau_6$  в схеме СЗ, т. е.  $\tau_{0.6} = \tau_{пр.п} - \tau_6$  при условии, что  $\tau_{пр.п} > \tau_6$ .

Исходя из (8), можно записать:

$$\mathcal{P}_1 = p(\tau_{пр.п} > \tau_6) (\tau_{пр.п} - \tau_6 + \tau_{в.с.}) / T. \quad (4a)$$

Если в единицу времени в среднем возникает  $\bar{N}_{пр.п}$  провалов огибающей напряжения помех на выходе фильтра  $\Phi_n$  и  $\bar{N}_{в.с.}$  выбросов напряжения в тракте сигнала, то, усредняя интервалы  $\tau_{0.6}$  и  $\tau_{в.с.}$ , можно записать:  $\tau_{0.6} = \bar{\tau}_{0.6}$  и  $\tau_{в.с.} = \bar{\tau}_{в.с.}$ . На основании (8a) можно получить следующее выражение для определения вероятности приема ложного сигнала в единицу времени:

$$\mathcal{P}_1 = p(\tau_{пр.п} > \tau_6) [\bar{\tau}_{пр.п}(\tau_{пр} > \tau_6) - \tau_6 + \bar{\tau}_{в.с.}] \bar{N}_{пр.п} \bar{N}_{в.с.}, \quad (9)$$

где  $\bar{\tau}_{пр.п}(\tau_{пр} < \tau_6)$  — средняя длительность провалов огибающей, превышающих по длительности  $\tau_6$ , в тракте помех.

Аналогично (П-14) и (П-27) приложения

$$p(\tau_{пр.п} > \tau_6) = \exp(-\tau_6 / \bar{\tau}_{пр.п}); \quad (10)$$

$$\bar{\tau}_{пр.п}(\tau_{пр} > \tau_6) = \bar{\tau}_{пр.п} + \tau_6. \quad (11)$$

Среднее число выбросов и провалов в единицу времени в одном и том же тракте одинаково и определяется выражением [Л. 3]:

$$\bar{N}_{пр} = \bar{N}_{в} = x_0 \Delta f_3 \exp(-0,5x_0^2). \quad (12)$$

Средняя длительность выбросов напряжения помех [Л. 3]

$$\bar{\tau}_{выбр} = 1/x_0 \Delta f_3. \quad (13)$$

Из (9) с учетом (10)–(13), а также (П-16) приложения можно получить выражение для ми-

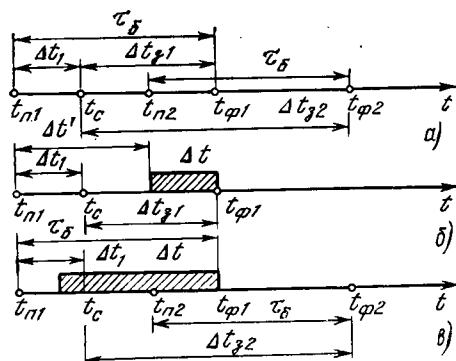


Рис. 4. Временные диаграммы к расчету вероятности задержки приема сигнала.

нимального допустимого времени  $\tau_{6\min}$  в схеме СЗ:

$$\tau_{6\min} = \frac{0,667z}{\Delta f_n} \left[ \exp(1/z^2) - 1 \right] \times \times \ln \frac{1,5 \{z \Delta f_c [\exp(1/z^2) - 1] + y \Delta f_n\}}{z_{1\text{доп}} y z \exp(1/z^2 + 1/y^2)}, \quad (14)$$

где  $\mathcal{P}_{1\text{доп}}$  — допустимое значение вероятности приема ложного сигнала в единицу времени при непрерывном воздействии интенсивных помех без учета возможного появления ложного сигнала в момент возникновения этих помех. Величина  $\mathcal{P}_{1\text{доп}}$  должна быть существенно меньше  $\mathcal{P}_{л.\text{доп}}$ , т. е.

$$\mathcal{P}_{1\text{доп}} \gg \mathcal{P}_{л.\text{доп}}. \quad (15)$$

**Определение минимально допустимого превышения уровня сигнала над уровнем неинтенсивных помех.** В нормальном режиме работы канала связи на вход приемника поступает сигнал и помехи, уровень которых существенно ниже уровня сигнала (неинтенсивные помехи). В каналах ВЧ связи эти помехи в основном определяются коронированием проводов. Такие помехи практически не вызывают приема ложных сигналов, но могут привести к задержке фиксации сигнала на выходе приемника. Если отношение «сигнал/помеха» в полосе широкополосного фильтра достаточно велико, то выбросы огибающей напряжения в тракте помех редки и коротки. В дальнейшем будем считать, что средний интервал между этими выбросами существенно превышает время задержки  $\tau_6$  в схеме СЗ ( $\tau_{пр.п} \gg \tau_6$ ), а длительность выбросов пренебрежимо мала по сравнению с  $\tau_6$  ( $\tau_{выбр.п} = 0$ ).

Помехи вызывают задержку момента фиксации сигнала  $t_\phi$  по отношению к моменту  $t_c$ , если  $t_c$  отстоит от времени  $t_{п1}$  появления последнего выброса в тракте помех на  $\Delta t_1 < \tau_6$  (см. рис. 4, а). Если, начиная с  $t_c$  до конца интервала  $\tau_6$  не появится нового выброса огибающей напряжения на выходе фильтра  $\Phi_n$ , то время задержки фиксации сигнала составит  $\Delta t_{31} = t_{\phi 1} - t_c$ , и сигнал фиксируется в момент  $t_{\phi 1}$ . Если в пределах интервала  $\Delta t_{31}$  появится еще один выброс помех (в момент  $t_{п2}$ ), то время задержки фиксации увеличивается до значения  $\Delta t_{32}$  с моментом фиксации сигнала на выходе  $t_{\phi 2}$ .

Найдем вероятность  $p(\Delta t_3 > \Delta t)$  того, что задержка фиксации сигнала относительно момента  $t_c$  превысит некоторую величину  $\Delta t < \tau_6$ . При этом возможны два случая:

интервал  $(t_{\phi 1} - t_c) > \Delta t$ , как показано на рис. 4, б; вероятность этого события обозначим через  $p_{31}$ ;

интервал  $(t_{\phi 1} - t_c) < \Delta t$ , как показано на рис. 4, в; в этом случае задержка фиксации сигнала на время  $\Delta t_3 > \Delta t$  возможна только, если в интервале времени  $t_{\phi 1} - t_c$  появится новый выброс помех.

Вероятность этого события обозначим через  $p_{32}$ .

Полная вероятность задержки фиксации сигнала может быть записана в виде:

$$p(\Delta t_3 > \Delta t) = p_{31} + p_{32}. \quad (16)$$



Исходя из определения вероятности  $p_{31}$ :

$$p_{31} = \bar{N}_{в.п}(\tau_6 - \Delta t). \quad (17)$$

Входящее в (17) значение  $\bar{N}_{в.п}$  определяется из (12):

$$\bar{N}_{в.п} = \Delta f_{п.э} x_{0п(с)} \exp(-0,5 x_{0п(с)}), \quad (18)$$

где

$$x_{0п(с)} = E_{0п} / \sigma_{п.п(с)}; \quad (19)$$

$\sigma_{п.п(с)}$  — действующее напряжение помех на выходе фильтра  $\Phi_{п}$  при данном отношении «сигнал/помеха» на входе приемника.

Можно показать, что при малых значениях вероятности

$$p_{32} = (N_{в.п} \Delta t)^2. \quad (20)$$

Если задаться допустимым временем задержки  $\Delta t = \Delta t_{доп} < \tau_6$  и допустимым значением вероятности этой задержки  $p_{з.доп}$ , то из (16) можно получить уравнение:

$$\begin{aligned} f(x_{оп(с)}) &= x_{оп(с)} \exp(-0,5 x_{оп(с)}^2) = \\ &= \{[(\tau_6 - \Delta t_{доп}) / \Delta t_{доп}] / [2 \Delta f_{п.э} \Delta t_{доп}] \} \times \\ &\times \{ \sqrt{1 - 4 p_{з.доп} [\Delta t_{доп} / (\tau_6 - \Delta t_{доп})]^2} - 1 \}. \end{aligned} \quad (21)$$

Функция  $f(x_{оп(с)})$  изображена на рис. 5 (нижний график).

Рассмотрим зависимость  $x_{оп(с)}$  от разности уровней сигнала и помех  $\Delta p_{с/п}$  на входе приемника. Напряжение помех на выходе фильтра  $\Phi_{п}$

$$\sigma_{п.п(с)} = (u_{с.п} 10^{-0,05 \Delta p_{с/п.огр}}) \sqrt{K_{ш/п}}, \quad (22)$$

где  $K_{ш/п}$  определяется по (П-11);  $u_{с.п}$  — по (П-12);  $\Delta p_{с/п.огр}$  — разность уровней сигнала и помехи на выходе амплитудного ограничителя, дБ.

Из (19), (22), (П-10) и (П-11) получим:

$$f(x_{оп(с)}) = \sqrt{2} \cdot 10^{0,05 \Delta p_{с/п.огр} / z}, \quad (23)$$

где  $z$  — параметр тракта помех, выбранный исходя из условий защиты приемника от воздействия интенсивных помех.

Если уровень сигнала на входе приемника превышает уровень помех, то в ограничителе происходит некоторое подавление помехи сигналом. Явление подавления сигнала или помех в ограничителе исследовано в [Л. 5]. На основании результатов этой работы можно получить следующее соотношение между превышением уровня сигнала над уровнем помехи на входе  $\Delta p_{с/п}$  и аналогичным параметром на выходе ограничителя  $\Delta p_{с/п.огр}$ :

$$\left. \begin{aligned} \Delta p_{с/п.огр} &= 0,008 + 1,419 \Delta p_{с/п} - 0,0263 \Delta p_{с/п}^2 + \\ &+ 0,000625 \Delta p_{с/п}^3 \\ \text{при } 1 \text{ дБ} < \Delta p_{с/п} < 14 \text{ дБ;} \\ \Delta p_{с/п.огр} &= \Delta p_{с/п} + 2,4 \\ \text{при } \Delta p_{с/п} &\geq 14 \text{ дБ.} \end{aligned} \right\} \quad (24)$$

Зависимости  $\Delta p_{с/п}$  от  $x_{оп(с)}$  и  $z$ , полученные по (23) и (24), показаны на рис. 5 (верхний график). Кривые рис. 5 служат для определения минимально допустимого отношения «сигнал/помеха» при заданных  $\Delta t_{з.доп}$ ,  $p_{з.доп}$ ,  $z$  и  $\tau_6$ .

В качестве примера рассмотрим приемник сигналов-команд по схеме на рис. 1, а со следую-

щимися данными:  $\Delta f_{ш} = 3,1$  кГц;  $\Delta f_{с} = 0,25$  кГц (время передачи  $t_{с} = 4$  мс);  $\Delta f_{п} = 1$  кГц;  $P_{л.доп} = 5 \cdot 10^{-7}$ ;  $\mathcal{P}_{1доп} = 10^{-8}$ ;  $\Delta t_{з.доп} = 2$  мс;  $K_{зап.с} = 1,5$ ;  $p_{з.доп} = 10^{-3}$ .

В результате расчетов по изложенной выше методике получено  $K_{зап.п} = 3,2$  ( $z = 1,8$ );  $\tau_{6 \min} = 6$  мс;  $\Delta p_{с/п \min} = 13$  дБ.

Рассмотренная система приемника с блокировкой помех позволяет при использовании стандартного телефонного канала получить скорость передачи в 4 раза большую, чем при использовании системы ШОУ. Повышение скорости передачи достигается за счет увеличения минимально допустимого значения превышения уровня принимаемого сигнала над уровнем неинтенсивных помех. По сравнению с системой ШОУ это увеличение достигает 10–12 дБ.

Наиболее рационально применение рассмотренной системы передачи сигналов-команд при использовании каналов, качество которых не зависит от состояния ВЛ, например, каналов радиорелейных и кабельных линий связи.

**Приложение. Определение сомножителей в формуле вероятности приема ложного сигнала при интенсивных помехах.**

Рассмотрим определение каждого из сомножителей, входящих в (2а) и (2б) для случая воздействия на приемник интенсивных помех гауссового типа. При этом будем считать, что амплитудно-частотные характеристики фильтров  $\Phi_{с}$  и  $\Phi_{п}$  по формуле близки к гауссовой кривой.

Для гауссовых помех закон распределения значений огибающей напряжения помех  $U_{п}$  является рэлеевским, т. е.

$$p(U_{п} > E_0) = \exp(-x_0^2/2), \quad (\text{П-1})$$

где  $x_0 = E_0 / \sigma_{п}$  — отношение амплитудного значения напряжения порога к действующему напряжению помех.

Если уровень интенсивных помех на выходе фильтра  $\Phi_{п}$  в схеме рис. 1,а выше уровня порога ограничения, то напряжение помех на выходе ограничителя не зависит от уровня помех на входе приемника и равно напряжению сигнала в той же точке при отсутствии помех. С учетом известной зависимости уровня гауссовых помех от ширины полосы можно записать следующее выражение для действующего напряжения помех на выходе любого узкополосного фильтра рис. 1,а:

$$\sigma_{п} = u_{с} / \sqrt{K_{ш/п}}, \quad (\text{П-2})$$

где

$$K_{ш/п} = \Delta f_{ш} / \Delta f_{у} \quad (\text{П-3})$$

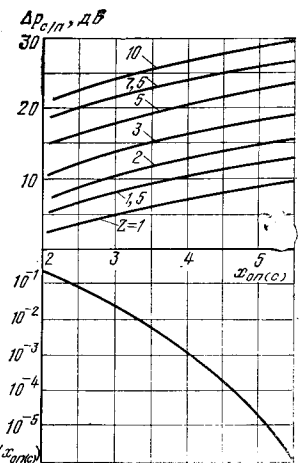
— коэффициент широкополосности тракта с полосой пропускания  $\Delta f_{у}$ .

Напряжение порога  $E_0$  определяется напряжением сигнала на входе порогового устройства и коэффициентом запаса в соответствующем тракте:

$$K_{зап} = U_{с} / E_0 = \sqrt{2} u_{с} / E_0, \quad (\text{П-4})$$

откуда

$$x_0 = \sqrt{2 K_{ш/п}} / K_{зап}. \quad (\text{П-5})$$





На основании (П-1)–(П-5) можно получить следующие выражения для определения искоемых вероятностей:

$$p(U_{п.с} > E_{0с}) = \exp(-1/y^2); \quad (\text{П-6})$$

где

$$p(U_{п.п} < E_{0п}) = 1 - \exp(-1/z^2), \quad (\text{П-7})$$

$$y = K_{зап.с} / \sqrt{K_{ш/с}} = \sqrt{2} / x_{0с}; \quad (\text{П-8})$$

$$K_{ш/с} = \Delta f_{ш} / \Delta f_{с}; \quad (\text{П-9})$$

$$z = K_{зап.п} / \sqrt{K_{ш/п}} = \sqrt{2} / x_{0п}; \quad (\text{П-10})$$

$$K_{ш/п} = \Delta f_{ш} / \Delta f_{п}; \quad (\text{П-11})$$

$$K_{зап.п} = \sqrt{2} u_{с.п} / E_{0п}; \quad (\text{П-12})$$

$u_{с.п}$  — действующее напряжение на выходе фильтра  $\Phi_{п}$  при подаче на вход приемника сигнала на средней частоте полосы  $\Delta f_{п}$  в отсутствие помех. При одинаковом затухании в полосе для фильтров  $\Phi_{п}$  и  $\Phi_{с}$   $u_{с.п} = u_{с.с}$ .

Условию  $\Delta t < t_1$  удовлетворяют все провалы огибающей напряжения помех на выходе фильтра  $\Phi_{с}$ , длительность которых меньше  $t_1$ , а также доля провалов  $t_1/\tau_{пр.с}$ , превышающих по длительности  $t_1$ , где  $\tau_{пр.с}$  — длительность провала огибающей помех в тракте сигнала. Поэтому можно записать:

$$p(\Delta t < t_1) = P(\tau_{пр.с} < t_1) + \frac{t_1}{\tau_{п.с}} p(\tau_{пр.с} > t_1). \quad (\text{П-13})$$

Закон распределения длительности провалов огибающей напряжения гауссовых помех [Л. 2]:

$$p(\tau_{пр} > \tau_i) = \exp(-\tau_i/\tau_{пр}), \quad (\text{П-14})$$

где  $\tau_{пр}$  — средняя длительность провалов при данном соотношении уровня помех и уровня порога [Л. 2 и 3],

$$\tau_{пр} = [\exp(x_0^2/2) - 1] / x_0 \Delta f_s; \quad (\text{П-15})$$

$\Delta f_s$  — энергетическая полоса пропускания фильтра. Для фильтров с гауссовой амплитудно-частотной характеристикой [Л. 3]

$$\Delta f_s \approx 1,065 \Delta f, \quad (\text{П-16})$$

где  $\Delta f$  — полоса пропускания фильтра по уровню минус 3 дБ от максимума.

В сомножителе  $t_1/\tau_{пр.с}$ , входящем в (П-13),  $\tau_{пр.с}$  означает текущую длительность провалов при условии, что  $\tau_{пр.с} > t_1$ . Усредняя при большом числе воздействий помех, можно перейти от текущего  $\tau_{пр.с}$  к среднему значению длительности всех провалов при  $\tau_{пр.с} > t_1$

$$\tau_{пр.с}(\tau_{пр.с} > t_1) = \frac{\int_{t_1}^{\infty} \tau_{пр.с} W(\tau_{пр.с}) d\tau_{пр.с}}{\int_{t_1}^{\infty} W(\tau_{пр.с}) d\tau_{пр.с}}, \quad (\text{П-17})$$

где  $W(\tau_{пр.с})$  — плотность распределения вероятности длительностей провалов. В соответствии с (П-14) можно записать:

$$W(\tau_{пр.с}) = \frac{1}{\tau_{пр.с}} \exp(-\tau_{пр.с}/\tau_{пр.с}). \quad (\text{П-18})$$

Выполнив интегрирование в (П-17), получим:

$$\tau_{пр.с}(\tau_{пр.с} > t_1) = \tau_{пр.с} + t_1, \quad (\text{П-19})$$

где в соответствии с (П-15), (П-16) и (П-18)

$$\tau_{пр.с} = y [\exp(1/y^2) - 1] / 1,5 \Delta f_{с}. \quad (\text{П-20})$$

Из (П-13), (П-14) и (П-19) получим:

$$p(\Delta t < t_1) = 1 - \exp(-t_1/\tau_{пр.с}/\tau_{пр.с}(\tau_{пр.с} + t_1)). \quad (\text{П-21})$$

В соответствии с (П-14)

$$\left. \begin{aligned} p(\tau_{пр.п} > \Delta t_{с/п} + t_1) &= \exp[-(\Delta t_{с/п} + t_1)/\tau_{пр.п}]; \\ p(\tau_{пр.п} > \Delta t_{с/п}) &= \exp[-\Delta t_{с/п}/\tau_{пр.п}], \end{aligned} \right\} \quad (\text{П-22})$$

где

$$\tau_{пр.п} = z [\exp(1/z^2) - 1] / 1,5 K_{п/с} \Delta f_{с} \quad (\text{П-23})$$

— средняя длительность провалов огибающей напряжения помех в тракте помех;

$$K_{п/с} = \Delta f_{п} / \Delta f_{с}; \quad (\text{П-24})$$

$\Delta t_{с/п}$  — определяется из (1) и может быть представлено в виде:

$$\Delta t_{с/п} = (K_{п/с} - 1) / K_{п/с} \Delta f_{с}. \quad (\text{П-25})$$

Вероятность  $p_{совп2}$  того, что интервал  $\Delta t_{с/п} + t_1$  полностью попадает внутрь интервала  $\tau_{пр.п}$ , можно определить из геометрических соображений:

$$p_{совп2} = \frac{[\tau_{пр.п}(\tau_{пр.п} > \Delta t_{с/п} + t_1) - (\Delta t_{с/п} + t_1)]}{\tau_{пр.п}(\tau_{пр.п} > \Delta t_{с/п} + t_1)}, \quad (\text{П-26})$$

где  $\tau_{пр.п}(\tau_{пр.п} > \Delta t_{с/п} + t_1)$  — средняя длительность всех провалов огибающей напряжения помех в тракте помех, длительность которых превышает величину  $\Delta t_{с/п} + t_1$ . Аналогично (П-19) запишем:

$$\tau_{пр.п}(\tau_{пр.п} > \Delta t_{с/п} + t_1)_{пр.} = \tau_{пр.п} + \Delta t_{с/п} + t_1. \quad (\text{П-27})$$

Из (П-27) и (П-26) получим:

$$\left. \begin{aligned} p_{совп2} &= \tau_{пр.п} / (\tau_{пр.п} + \Delta t_{с/п} + t_1); \\ p_{совп1} &= \tau_{пр.п} / (\tau_{пр.п} + \Delta t_{с/п}). \end{aligned} \right\} \quad (\text{П-28})$$

#### СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Микуцкий Г. В. Каналы высокочастотной связи для релейной защиты и автоматики. — М.: Энергия, 1977.
2. Rice S. O. Distribution of the duration of fades in radio transmission. — Gaussian noise model. — Bell Syst. — Techn. Journ., 1958, vol. 37, May, № 3.
3. Бунимович В. И. Флуктуационные процессы в радио-приемных устройствах. М.: Советское радио, 1951.
4. Гнеденко Б. В. Курс теории вероятностей. — М.: Физматгиз, 1961.
5. Davenport W. B. Signal-to-noise ratios in Band pass limiters. — Journ. of Appl. Phys., 1953, vol. 24, № 6. [01.06.81]

УДК 621.316.925.2

## Анализ поведения измерительных органов релейной защиты и автоматики при качаниях и асинхронном ходе в электрических системах

ШНЕЕРСОН Э. М.

Чебоксары

Частотные свойства элементов электрической системы и релейного измерительного органа (РИО) существенно влияют на поведение РИО

в условиях качаний и асинхронного хода в электрических системах, что объясняется зависимостью параметров системы и РИО от значений частот

Вологодская областная универсальная научная библиотека

www.booksite.ru

составляющих токов и напряжений, циркулирующих в системе, и динамическими свойствами РИО.

Рассмотрим поведение релейного измерительного органа (РИО), установленного в электрической системе (ЭС) (рис. 1), при качаниях (асинхронном ходе), характеризуемых тем, что э. д. с. эквивалентных генераторов  $e_1$  и  $e_2$  имеют неодинаковые в общем случае частоты  $\omega_1$  и  $\omega_2$ , отличающиеся от синхронной частоты  $\omega_0$ , т. е.

$$\left. \begin{aligned} e_1 &= E_{1m} \sin(\omega_1 t + \varphi_1) = \operatorname{Im}[E_1 e^{j(\omega_0 t + \varphi_1 + \Delta\omega_1 t)}] = \\ &= \operatorname{Im}[e^{j\omega_0 t} \dot{E}_1(t)]; \\ e_2 &= E_{2m} \sin(\omega_2 t + \varphi_2) = \operatorname{Im}[E_2 e^{j(\omega_0 t + \varphi_2 + \Delta\omega_2 t)}] = \\ &= \operatorname{Im}[e^{j\omega_0 t} \dot{E}_2(t)]; \\ \dot{E}_1(t) &= E_1 e^{j(\varphi_1 + \Delta\omega_1 t)}; \quad \dot{E}_2(t) = E_2 e^{j(\varphi_2 + \Delta\omega_2 t)}. \end{aligned} \right\} \quad (1)$$

Известная и широко применяемая методика анализа поведения РИО при качаниях [Л. 1—5] состоит в том, что для получения качественно правильного результата, э. д. с.  $e_1$  и  $e_2$  принимаются неизменными по частоте при  $\omega = \omega_0$ , но условие расхождения частот генераторов учитывается изменяющимся во времени сдвигом фаз  $\Delta\varphi(t)$  э. д. с. эквивалентных генераторов, т. е. при векторном представлении сигналов

$$\frac{\dot{E}_2(t)}{\dot{E}_1(t)} = q(t); \quad \Delta\varphi(t) = \arg q(t) = \varphi_2 - \varphi_1 + (\omega_2 - \omega_1)t. \quad (2)$$

При данном допущении для схемы рис. 1 при установке РИО в точке 1 ток и напряжение на входе РИО:

$$\left. \begin{aligned} \dot{I}(t) &= \frac{\dot{E}_1(t) - \dot{E}_2(t)}{Z_1 + Z_2}; \\ \dot{U}(t) &= \frac{\dot{E}_1(t) Z_2 + \dot{E}_2(t) Z_1}{Z_1 + Z_2}, \end{aligned} \right\} \quad (3)$$

где  $Z_1, Z_2$  — эквивалентные сопротивления ЭС относительно точки 1 установки РИО при  $\omega = \omega_0$ . Кажущееся сопротивление на входе РИО  $Z_p(t) = \frac{\dot{U}(t)}{\dot{I}(t)}$  определится при этом выражением

$$Z_p(t) = \frac{Z_2 + q(t) Z_1}{1 - q(t)}, \quad (4)$$

откуда получим уравнение траектории  $Z_p(t)$  в плоскости сопротивлений при неизменном соотношении модулей  $|\dot{E}_2|/|\dot{E}_1| = q = \text{const}$  и изменяющемся углом  $\Delta\varphi(t)$

$$q \frac{|Z_p(t) + Z_1|}{|Z_p(t) - Z_2|} = 1. \quad (5)$$

Уравнению (5) соответствует в плоскости  $Z$  окружность с координатой центра  $Z_0$  и радиусом  $R_0$  [Л. 6]:

$$\left. \begin{aligned} Z_0 &= -\frac{q^2 Z_1 + Z_2}{q^2 - 1}; \\ R_0 &= \frac{q |Z_1 + Z_2|}{|q^2 - 1|}. \end{aligned} \right\} \quad (6)$$

Рис. 1. Эквивалентная схема электрической системы.

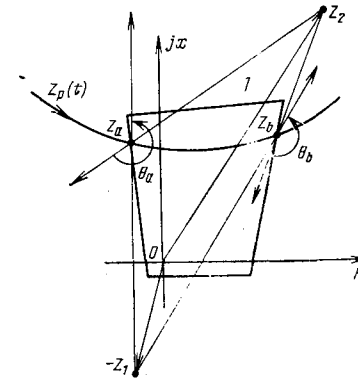
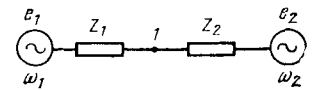


Рис. 2. К анализу поведения РИО при качаниях.

В частном случае при  $q=1$  траектория  $Z_p(t)$  есть прямая линия, относительно которой точки  $-Z_1$  и  $Z_2$  симметричны. В соответствии с [Л. 1—5] анализ поведения РИО производится на основе сопоставления траектории  $Z_p(t)$  с расположением характеристики срабатывания РИО (рис. 2).

При этом возможность срабатывания РИО определяется участками траектории  $Z_p(t)$ , находящимися внутри характеристики 1 реле, а точки  $Z_a$  и  $Z_b$  пересечения траектории  $Z_p(t)$  с характеристикой срабатывания, определяют углы расхождения эквивалентных э. д. с.  $\theta_a, \theta_b$ , соответствующие срабатыванию и возврату РИО. При этом из (4) при  $Z_p(t) = Z_a$  и  $Z_p(t) = Z_b$  получим:

$$\left. \begin{aligned} \theta_a &= \arg \frac{\dot{E}_1}{\dot{E}_2} = -\arg \dot{q}_a = \arg \frac{Z_a + Z_1}{Z_a - Z_2}; \\ \theta_b &= \arg \frac{\dot{E}_1}{\dot{E}_2} = -\arg \dot{q}_b = \arg \frac{Z_b + Z_1}{Z_b - Z_2}. \end{aligned} \right\} \quad (7)$$

Одним из основных допущений при подобном подходе является замена подводимых к РИО действительных токов и напряжений сети с составляющими частот  $\omega_1$  и  $\omega_2$ , эквивалентными синусоидальными величинами частоты  $\omega_0$  с переменными амплитудой и фазой, определяемыми выражением (3). В то же время электрическая система и практически все РИО содержат частотнозависимые цепи, изменяющие свои характеристики (сопротивление, коэффициенты передачи) в зависимости от частоты сигналов.

Рассмотрим общий случай анализа РИО на основе сравнения  $m$  синусоидальных электрических величин  $\dot{E}_n$  вида

$$\dot{E}_n = k_{n1}(\omega_0) \dot{U} + k_{n2}(\omega_0) \dot{I}, \quad (8)$$

являющихся линейными функциями напряжения  $\dot{U}$  и тока  $\dot{I}$  защищаемой сети (рис. 3). Коэффициенты  $k_{n1}(\omega_0), k_{n2}(\omega_0)$ , приведенные в (8) при синхронной частоте  $\omega_0$ , реализуются в РИО совокупностью элементов с характеристиками, зависящими от частоты сигналов (трансформаторами, фазоповоротными цепями, частотными фильтрами), и в ряде случаев могут иметь ярко выраженные частотные свойства (например, при применении частотных фильтров, фильтров симметричных составляющих).

При принятом выше допущении, что в ЭС циркулируют сигналы синхронной частоты  $\omega_0$ , а качания характеризуются фазовым сдвигом эквивалентных э. д. с.  $\dot{E}_1(t)$  и  $\dot{E}_2(t)$ , выражение (8) представим с учетом (3) в виде:

$$E_n = \dot{k}_{n1}(\omega_0) \left[ \frac{\dot{E}_1(t) Z_2 + \dot{E}_2(t) Z_1}{Z_1 + Z_2} \right] + \dot{k}_{n2}(\omega_0) \left[ \frac{\dot{E}_2(t) - \dot{E}_1(t)}{Z_1 + Z_2} \right]. \quad (9)$$

Очевидно, что наличие при качаниях и асинхронном ходе в ЭС на входе РИО составляющих частот, отличающихся от синхронной, может привести к отличию характеристик РИО от статических и к изменению областей действия РИО по сравнению с рис. 2 (особенно для РИО с частотно-зависимыми элементами). Указанное вызвано в том числе и тем, что РИО как элемент с динамическими звеньями (трансформаторами, фильтрами и т. д.) «отслеживает» изменяющееся значение  $Z_p(t)$  с определенными ошибками, зависящими от частот входных сигналов, места установки РИО в ЭС и динамических параметров входящих в него звеньев. Определенное влияние оказывают и частотные характеристики элементов, входящих в ЭС.

В этой связи рассмотрим общие элементы подхода к анализу поведения РИО при качаниях и асинхронном ходе, развивающие методику [Л. 1—5] в части учета реального состава токов и напряжений в ЭС при качаниях и динамических (а, следовательно, и частотных) свойств элементов ЭС и РИО.

Для ЭС (рис. 1) при симметричных режимах мгновенные значения тока и напряжения в точке 1 установки РИО с учетом циркуляции в системе составляющих двух частот  $\omega_1$  и  $\omega_2$  определяются с учетом (1)—(3) выражениями:

$$i = \operatorname{Im} \left\{ e^{j\omega_0 t} \left[ \frac{\dot{E}_1(t)}{Z_1(\omega_1) + Z_2(\omega_1)} - \frac{E_2(t)}{Z_1(\omega_2) + Z_2(\omega_2)} \right] \right\}; \quad (10)$$

$$u = \operatorname{Im} \left\{ e^{j\omega_0 t} \left[ \frac{\dot{E}_1(t) Z_2(\omega_1)}{Z_1(\omega_1) + Z_2(\omega_1)} + \frac{\dot{E}_2(t) Z_1(\omega_2)}{Z_1(\omega_2) + Z_2(\omega_2)} \right] \right\}. \quad (11)$$

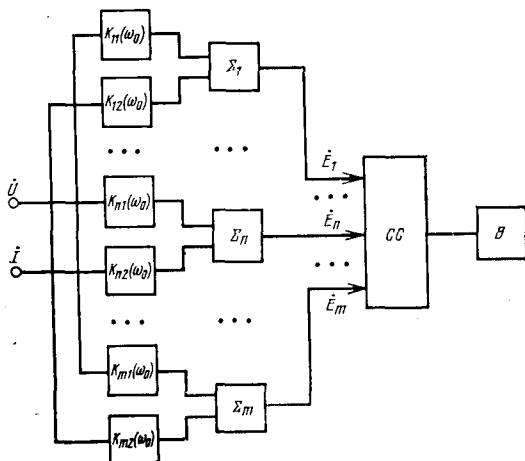


Рис. 3. Структурная схема РИО на основе сравнения  $m$  величин;  $\Sigma_1, \dots, \Sigma_m$  — сумматоры; СС — схема сравнения; В — выходной элемент.

В дальнейшем для упрощения в значениях комплексных параметров ЭС, относящихся к частоте  $\omega_0$ , будем эту частоту опускать, т. е.  $Z_1(\omega_0) = Z_1$ ;  $Z_2(\omega_0) = Z_2$ . Дополнительно обозначим:

$$Z_\Sigma(\omega_1) = Z_1(\omega_1) + Z_2(\omega_1); \quad Z_\Sigma(\omega_2) = Z_1(\omega_2) + Z_2(\omega_2); \\ Z_\Sigma = Z_1 + Z_2.$$

Мгновенное значение  $e'_n$   $n$ -й сравниваемой величины, определяемой при синхронной частоте  $\omega_0$  выражениями (8) и (9), при синхронной частоте  $\omega_0$  выражениями (8) и (9), при учете наличия в токе и напряжении на входе РИО составляющих двух частот  $\omega_1$  и  $\omega_2$  по выражениям (10) и (11), найдется путем подстановки значений  $i$  и  $u$  из (10) и (11) в выражение (8) и соответствующих замен коэффициентов  $\dot{k}_{n1}(\omega_0)$  и  $\dot{k}_{n2}(\omega_0)$ .

В результате после преобразований получим

$$e'_n = \operatorname{Im} \left\{ e^{j\omega_0 t} \left[ \dot{k}_{n1}(\omega_1) \frac{\dot{E}_1(t) Z_2(\omega_1)}{Z_\Sigma(\omega_1)} + \dot{k}_{n1}(\omega_2) \frac{\dot{E}_2(t) Z_1(\omega_2)}{Z_\Sigma(\omega_2)} + \dot{k}_{n2}(\omega_1) \frac{\dot{E}_1(t)}{Z_\Sigma(\omega_1)} - \dot{k}_{n2}(\omega_2) \frac{\dot{E}_2(t)}{Z_\Sigma(\omega_2)} \right] \right\},$$

чему соответствует векторное соотношение

$$\dot{E}'_n = \dot{k}_{n1}(\omega_1) \frac{\dot{E}_1(t) Z_2(\omega_1)}{Z_\Sigma(\omega_1)} + \dot{k}_{n1}(\omega_2) \frac{\dot{E}_2(t) Z_1(\omega_2)}{Z_\Sigma(\omega_2)} + \dot{k}_{n2}(\omega_1) \frac{\dot{E}_1(t)}{Z_\Sigma(\omega_1)} - \dot{k}_{n2}(\omega_2) \frac{\dot{E}_2(t)}{Z_\Sigma(\omega_2)}. \quad (12)$$

В выражении (12)  $\dot{k}_{n1}(\omega_1)$ ,  $\dot{k}_{n1}(\omega_2)$ ,  $\dot{k}_{n2}(\omega_1)$ ,  $\dot{k}_{n2}(\omega_2)$  — результирующие комплексные коэффициенты, характеризующие свойства цепей формирования сравниваемых величин, в РИО по цепям напряжения и тока при частотах  $\omega_1$  и  $\omega_2$ .

Выражение (12) существенно отличается от выражения (9), в котором значения  $\dot{k}_{n1}(\omega_0)$ ,  $\dot{k}_{n2}(\omega_0)$ ,  $Z_1$ ,  $Z_2$ , характеризующие РИО и ЭС, взяты при синхронной частоте  $\omega = \omega_0$ . Для возможности анализа проведения РИО с учетом циркулирующих в ЭС токов и напряжений с частотами  $\omega_1$  и  $\omega_2$  с использованием элементов рассмотренной ранее методики, поясняемой рис. 2, проведем следующие преобразования.

Представим реально существующую с учетом циркулирующих в ЭС токов и напряжений с частотами  $\omega_1$  и  $\omega_2$  величину, характеризуемую вектором  $\dot{E}'_n$  из (12) в виде, соответствующем представлению величины  $\dot{E}_n$  по выражению (9), для которого справедлива рассмотренная ранее методика анализа (рис. 2). Для этого условно примем, что в ЭС циркулируют составляющие с частотой  $\omega_0$ , но найдем такие значения коэффициентов  $\dot{k}'_{n1}(\omega_1, \omega_2)$  и  $\dot{k}'_{n2}(\omega_1, \omega_2)$  в выражении (9), заменяющие соответственно коэффициенты  $\dot{k}_{n1}(\omega_0)$ ,  $\dot{k}_{n2}(\omega_0)$ , при которых величина  $\dot{E}_n$  будет равна  $\dot{E}'_n$  в выражении (12), определенной с учетом частотных свойств ЭС и РИО. Таким образом, с учетом (9) и (12) искомые значения коэффициентов  $\dot{k}'_{n1}(\omega_1, \omega_2)$  и  $\dot{k}'_{n2}(\omega_1, \omega_2)$  определяются из уравне-

ния:

$$\begin{aligned} \dot{k}'_{n1}(\omega_1, \omega_2) \left[ \frac{\dot{E}_1(t) Z_2 + \dot{E}_2(t) Z_1}{Z_\Sigma} \right] + \dot{k}'_{n2}(\omega_1, \omega_2) \times \\ \times \left[ \frac{\dot{E}_1(t) - \dot{E}_2(t)}{Z_\Sigma} \right] = k_{n1}(\omega_1) \frac{\dot{E}_1(t) Z_2(\omega_1)}{Z_\Sigma(\omega_1)} + \\ + \dot{k}_{n1}(\omega_2) \frac{\dot{E}_2(t) Z_1(\omega_2)}{Z_\Sigma(\omega_2)} + \dot{k}_{n2}(\omega_1) \frac{\dot{E}_1(t)}{Z_\Sigma(\omega_1)} - \dot{k}_{n2}(\omega_2) \frac{\dot{E}_2(t)}{Z_\Sigma(\omega_2)}, \end{aligned} \quad (13)$$

откуда, приравнявая сомножители перед  $\dot{E}_1(t)$  и  $\dot{E}_2(t)$  в правой и левой частях (13), получим на основе решения системы двух уравнений:

$$\begin{aligned} \dot{k}'_{n1}(\omega_1, \omega_2) = \frac{\dot{k}_{n1}(\omega_1) Z_2(\omega_1) + \dot{k}_{n2}(\omega_1)}{Z_\Sigma(\omega_1)} + \\ + \frac{\dot{k}_{n1}(\omega_2) Z_1(\omega_2) - \dot{k}_{n2}(\omega_2)}{Z_\Sigma(\omega_2)}; \end{aligned} \quad (14)$$

$$\begin{aligned} \dot{k}'_{n2}(\omega_1, \omega_2) = \frac{Z_1}{Z_\Sigma(\omega_1)} [\dot{k}_{n1}(\omega_1) Z_2(\omega_1) + \dot{k}_{n2}(\omega_1)] - \\ - \frac{Z_2}{Z_\Sigma(\omega_2)} [\dot{k}_{n1}(\omega_2) Z_1(\omega_2) - \dot{k}_{n2}(\omega_2)]. \end{aligned} \quad (15)$$

Таким образом, получено выражение для преобразованной сравниваемой величины

$$\dot{E}'_n = \dot{k}'_{n1}(\omega_1, \omega_2) \dot{U} + \dot{k}'_{n2}(\omega_1, \omega_2) \dot{I}, \quad (16)$$

отличающееся от выражения (8), для которого справедлива методика анализа на основе траекторий  $Z_p(t)$  (рис. 2), лишь значениями коэффициентов при  $\dot{U}$  и  $\dot{I}$ , но полностью учитывающее частотные свойства ЭС и РИО и наличие в ЭС составляющих токов и напряжений с частотами  $\omega_1$  и  $\omega_2$ . Поэтому анализ поведения РИО при качаниях может быть произведен на основе траектории  $Z_p(t)$ , определяемой выражениями (4)–(6). Однако при этом характеристика срабатывания РИО для возможности оценки его поведения с учетом реальных значений частот  $\omega_1$  и  $\omega_2$  на основе траектории  $Z_p(t)$  должна быть существенно изменена в связи с заменой коэффициентов  $\dot{k}_{n1}(\omega_0)$ ,  $\dot{k}_{n2}(\omega_0)$  в выражении (8) на  $\dot{k}'_{n1}(\omega_1, \omega_2)$ ,  $\dot{k}'_{n2}(\omega_1, \omega_2)$  в соответствии с выражениями (14) и (15).

При этом коэффициенты  $\dot{k}'_{n1}(\omega_1, \omega_2)$ ,  $\dot{k}'_{n2}(\omega_1, \omega_2)$ , определяющие измененную характеристику срабатывания РИО, зависят не только от частотных свойств схемы РИО — коэффициентов  $k_{n1}(\omega_1)$ ,  $k_{n1}(\omega_2)$ ,  $k_{n2}(\omega_1)$ ,  $k_{n2}(\omega_2)$ , но и от соотношений между параметрами электрической системы и частотных свойств ее элементов, а также от места расположения РИО в ЭС. Указанное в совокупности определяется величинами

$$Z_1, Z_2, Z_1(\omega_1), Z_1(\omega_2), Z_2(\omega_1), Z_2(\omega_2), Z_\Sigma(\omega_1), Z_\Sigma(\omega_2),$$

также входящими в коэффициенты  $\dot{k}'_{n1}(\omega_1, \omega_2)$ ,  $\dot{k}'_{n2}(\omega_1, \omega_2)$ . Физически это обусловлено тем, что в зависимости от расположения РИО в ЭС и от параметров ЭС изменяются соотношения между составляющими частот  $\omega_1$  и  $\omega_2$  в токе и напряжении, подводимых к РИО, что, естественно, также влияет на поведение РИО при качаниях и асинхронном ходе.

Таким образом, для оценки поведения РИО при качаниях необходимо преобразовать каждую из  $m$  сравниваемых величин, определяемых в нормальном режиме коэффициентами  $\dot{k}_{n1}(\omega_0)$ ,  $\dot{k}_{n2}(\omega_0)$  в выражении (8), изменив их соответственно на коэффициенты  $\dot{k}'_{n1}(\omega_1, \omega_2)$ ,  $\dot{k}'_{n2}(\omega_1, \omega_2)$ , зависящие как от частотных свойств схемы РИО, так и от параметров ЭС и места расположения РИО, и построить известными методами [Л. 1 и 7] преобразованную характеристику срабатывания в комплексной плоскости сопротивлений, определяемую новыми значениями указанных коэффициентов. Анализ поведения РИО производится после этого на основе сопоставления траектории  $Z_p(t)$ , определяемой выражениями (4) и (6), с преобразованной характеристикой срабатывания РИО (рис. 2). На основе выражения (7) определяются предельные углы между э. д. с., соответствующие срабатыванию РИО.

Рассмотренный метод является наиболее общим и может быть применен для различных типов РИО с любым числом сравниваемых величин. Недостатком его является необходимость построения преобразованных характеристик срабатывания РИО. В некоторых случаях, прежде всего в РИО на основе сравнения двух величин, возможен анализ поведения РИО при оставлении неизменной характеристики его срабатывания, но с учетом частотных свойств ЭС и РИО в траектории кажущегося сопротивления на входе РИО, которую обозначим при этом через  $Z'_p(t)$ . Рассмотрение данного метода представляет интерес и в силу того, что он позволяет наглядно выявить некоторые закономерности прохождения траекторий  $Z'_p(t)$  при качаниях в ЭС с учетом частотных свойств ЭС и РИО.

Рассмотрим поведение РИО при качаниях на основе любого принципа сравнения двух электрических величин  $\dot{E}_1$  и  $\dot{E}_2$ , где с учетом (8) при отсутствии качаний:

$$\left. \begin{aligned} \dot{E}_1 &= \dot{k}_{11}(\omega_0) \dot{U} + \dot{k}_{12}(\omega_0) \dot{I} = \dot{I} [\dot{k}_{11}(\omega_0) Z + \dot{k}_{12}(\omega_0)]; \\ \dot{E}_2 &= \dot{k}_{21}(\omega_0) \dot{U} + \dot{k}_{22}(\omega_0) \dot{I} = \dot{I} [\dot{k}_{21}(\omega_0) Z + \dot{k}_{22}(\omega_0)]. \end{aligned} \right\} \quad (17)$$

Соотношение между сравниваемыми величинами в условиях качаний определится на основе выражения (12), учитывающего частотные свойства ЭС и РИО,

$$\begin{aligned} \frac{\dot{E}_1}{\dot{E}_2} = \frac{\dot{k}_{11}(\omega_1) \frac{\dot{E}_1(t) Z_2(\omega_1)}{Z_\Sigma(\omega_1)} + \dot{k}_{11}(\omega_2) \frac{\dot{E}_2(t) Z_1(\omega_2)}{Z_\Sigma(\omega_1)} +}{\dot{k}_{21}(\omega_1) \frac{\dot{E}_1(t) Z_2(\omega_1)}{Z_\Sigma(\omega_1)} + \dot{k}_{21}(\omega_2) \frac{\dot{E}_1(t) Z_1(\omega_2)}{Z_\Sigma(\omega_2)} +} \\ + \frac{\dot{k}_{12}(\omega_1) \frac{\dot{E}_1(t)}{Z_\Sigma(\omega_1)} - \dot{k}_{12}(\omega_2) \frac{\dot{E}_2(t)}{Z_\Sigma(\omega_2)}}{\dot{k}_{22}(\omega_1) \frac{\dot{E}_1(t)}{Z_\Sigma(\omega_1)} - \dot{k}_{22}(\omega_2) \frac{\dot{E}_2(t)}{Z_\Sigma(\omega_2)}}. \end{aligned} \quad (18)$$

Рассмотрим также соотношение между парой величин  $\dot{E}_1$  и  $\dot{E}_2$ , определяемых (17), но примем

коэффициенты  $k_{11}(\omega_0)$ ,  $k_{12}(\omega_0)$ ,  $k_{21}(\omega_0)$ ,  $k_{22}(\omega_0)$  неизменными в условиях качаний (что определяет неизменной и характеристику обрабатывания РИО), а влияние качаний и частотные свойства ЭС и РИО учтем заменой значения сопротивления  $Z$  на входе РИО на сопротивление  $Z'_p(t)$ , которое в данном случае неизвестно. Тогда из (17) получим в условиях качаний:

$$\frac{\dot{E}'_1}{\dot{E}'_2} = \frac{I[k_{11}(\omega_0)Z'_p(t) + k_{12}(\omega_0)]}{I[k_{21}(\omega_0)Z'_p(t) + k_{22}(\omega_0)]}. \quad (19)$$

Значение траектории  $Z'_p(t)$  на входе РИО определится из приравнивания векторных соотношений (18) и (19), в результате чего получим

$$\frac{\dot{a}_1(\omega_1) + \dot{q}(t)\dot{b}_1(\omega_2)}{\dot{a}_2(\omega_1) + \dot{q}(t)\dot{b}_2(\omega_2)} = \frac{k_{11}(\omega_0)Z'_p(t) + k_{12}(\omega_0)}{k_{21}(\omega_0)Z'_p(t) + k_{22}(\omega_0)}, \quad (20)$$

где

$$\left. \begin{aligned} \dot{a}_1(\omega_1) &= \frac{k_{11}(\omega_1)Z_2(\omega_1) + k_{12}(\omega_1)}{Z_\Sigma(\omega_1)}; \\ \dot{a}_2(\omega_1) &= \frac{k_{21}(\omega_1)Z_2(\omega_1) + k_{22}(\omega_1)}{Z_\Sigma(\omega_1)}; \\ \dot{b}_1(\omega_2) &= \frac{k_{11}(\omega_2)Z_1(\omega_2) - k_{12}(\omega_2)}{Z_\Sigma(\omega_2)}; \\ \dot{b}_2(\omega_2) &= \frac{k_{21}(\omega_2)Z_1(\omega_2) - k_{22}(\omega_2)}{Z_\Sigma(\omega_2)}. \end{aligned} \right\} \quad (21)$$

Коэффициент  $\dot{q}(t) = \frac{\dot{E}_2(t)}{\dot{E}_1(t)}$  в выражении (20) ха-

рактеризует в соответствии с (2) соотношение между э. д. с. эквивалентных генераторов с частотами  $\omega_1$  и  $\omega_2$ . После преобразований из (20) получим

$$\dot{c}_1(\omega_1, \omega_2)\dot{q}(t) \frac{Z'_p(t) + Z'_1(\omega_2)}{Z'_p(t) - Z'_2(\omega_1)} = 1,$$

где

$$\left. \begin{aligned} \dot{c}(\omega_1, \omega_2) &= \frac{\dot{b}_1(\omega_1)\dot{k}_{21}(\omega_0) - \dot{b}_2(\omega_2)\dot{k}_{11}(\omega_0)}{\dot{a}_2(\omega_1)\dot{k}_{11}(\omega_0) - \dot{a}_1(\omega_1)\dot{k}_{21}(\omega_0)}; \\ Z'_1(\omega_2) &= \frac{\dot{b}_1(\omega_2)\dot{k}_{22}(\omega_0) - \dot{b}_2(\omega_2)\dot{k}_{12}(\omega_0)}{\dot{b}_1(\omega_2)\dot{k}_{21}(\omega_0) - \dot{b}_2(\omega_2)\dot{k}_{11}(\omega_0)}; \\ Z'_2(\omega_1) &= \frac{\dot{a}_1(\omega_1)\dot{k}_{22}(\omega_0) - \dot{a}_2(\omega_1)\dot{k}_{12}(\omega_0)}{\dot{a}_2(\omega_1)\dot{k}_{11}(\omega_0) - \dot{a}_1(\omega_1)\dot{k}_{21}(\omega_0)}. \end{aligned} \right\} \quad (22)$$

Уравнение траектории  $Z'_p(t)$  при неизменном соотношении между модулями э. д. с.  $\dot{E}_1(t)$  и  $\dot{E}_2(t)$  определится условием  $|\dot{q}(t)| = \dot{q} = \text{const}$ :

$$c(\omega_1, \omega_2)q \left| \frac{Z'_p(t) + Z'_1(\omega_2)}{Z'_p(t) - Z'_2(\omega_1)} \right| = 1. \quad (23)$$

Выражение (23) полностью совпадает с выражением (5) при замене  $c(\omega_1, \omega_2)q$  на  $q$ ;  $Z'_1(\omega_2)$  на  $Z_1$ ;  $Z'_2(\omega_1)$  на  $Z_2$ . Отсюда следует, что траектория  $Z'_p(t)$  на входе РИО при качаниях, позволяющая анализировать РИО на основе сравнения двух величин с учетом частотных свойств ЭС и РИО, при неизменной характеристике обрабатывания РИО, есть окружность, имеющая с учетом (6)

следующие координаты центра и радиус:

$$\left. \begin{aligned} Z'_o(\omega_1, \omega_2) &= - \frac{c^2(\omega_1, \omega_2)q^2 Z'_1(\omega_2) + Z'_2(\omega_1)}{c^2(\omega_1, \omega_2)q^2 - 1}; \\ R'_o(\omega_1, \omega_2) &= \frac{c(\omega_1, \omega_2)q |Z'_1(\omega_2) + Z'_2(\omega_1)|}{c^2(\omega_1, \omega_2)q^2 - 1}, \end{aligned} \right\} \quad (24)$$

Таким образом, анализ поведения РИО на основе сравнения двух электрических величин может производиться при неизменной характеристике РИО на основе траектории  $Z'_p(t)$ , определяемой выражениями (22)–(24). При этом рассматриваемая ЭС заменяется эквивалентной системой с новыми соотношениями между э. д. с. генераторов  $\dot{c}(\omega_1, \omega_2)\dot{q}$  и значениями эквивалентных сопротивлений  $Z'_1(\omega_2)$ ,  $Z'_2(\omega_1)$ , зависящими от частот  $\omega_1$ ,  $\omega_2$ , параметров и характеристик РИО, определяемых коэффициентами  $k_{11}(\omega)$ ,  $k_{21}(\omega)$ ,  $k_{12}(\omega)$ ,  $k_{22}(\omega)$ .

Все полученные соотношения полностью применимы и к РИО на основе фильтров симметричных составляющих (реле тока, напряжения, направления мощности). В симметричном трехфазном режиме с частотой  $\omega$  выходные сигналы фильтров симметричных составляющих реле напряжения, тока и направления мощности:

$$\begin{aligned} \dot{E}_{\Phi 1} &= k_{\Phi 1}(\omega)\dot{U}; \quad \dot{E}_{\Phi 2} = k_{\Phi 2}(\omega)\dot{I}; \\ \dot{E}_{\Phi} &= k_{\Phi 1}(\omega)\dot{U} + k_{\Phi 2}(\omega)\dot{I}, \end{aligned} \quad (25)$$

где  $\dot{U}$  и  $\dot{I}$  — напряжение и ток фазы, принятой «особой».

Выходная величина  $\dot{E}'_{\Phi}$  фильтрового РИО определится выражением (12) при замене  $\dot{E}'_n$  на  $\dot{E}'_{\Phi}$  и  $k_{n1}(\omega)$ ,  $k_{n2}(\omega)$  соответственно на  $k_{\Phi 1}(\omega)$ ,  $k_{\Phi 2}(\omega)$ . Таким образом, для нахождения выходной величины РИО на основе фильтров симметричных составляющих необходимо использовать выражение (16) с коэффициентами, определяемыми выражениями (14) и (15) при соответствующих заменах обозначений, т. е.

$$\dot{E}'_{\Phi} = k'_{\Phi 1}(\omega_1, \omega_2)\dot{U} + k'_{\Phi 2}(\omega_1, \omega_2)\dot{I}. \quad (26)$$

Основные элементы рассмотренной методики могут быть полностью использованы и для анализа поведения РИО в несимметричных режимах ЭС, сопровождающихся качаниями или асинхронным ходом, путем сведения несимметричных систем к эквивалентным симметричным. Учитывая, что период изменения векторов напряжения и тока при качаниях по крайней мере на порядок больше периода промышленной частоты, вид алгоритма функционирования схемы сравнения практически не оказывает влияния на анализ поведения РИО в условиях качаний.

Полученные отношения оставляют в силе основное положение методики [Л. 1–5], заключающееся в отображении на комплексной плоскости сопротивлений процессов, возникающих в электрической системе при качаниях и асинхронном ходе, путем принятия э. д. с. генераторов неизменными по частоте и изменяющимися по фазе, в частности э. д. с.  $\dot{E}_1(t)$  и  $\dot{E}_2(t)$  в выражении (12). Однако указанный метод анализа при этом существенно уточняется вследствие учета частотных, а следовательно, и динамических свойств системы

и РИО в условиях отличия частот  $\omega_1$  и  $\omega_2$  циркулирующих в ЭС токов и напряжений от синхронной частоты.

**Пример.** Проанализируем поведение РИО, установленного в ЭС (рис. 4,а), при качаниях, не сопровождающихся коротким замыканием, и соотношении модулей э. д. с.  $q=0,65$ .

В этом случае РИО имеет направленную круговую характеристику 1 (рис. 4,б) и выполнен на основе сравнения фаз двух величин  $\dot{E}_1 = k_{11}\dot{U} + k_{12}\dot{I}$ ,  $\dot{E}_2 = k_{21}\dot{U}$  в соответствии с алгоритмом

$$\frac{\pi}{2} \leq \arg \frac{\dot{E}_2}{\dot{E}_1} \leq \frac{3}{2} \pi. \quad (27)$$

При этом  $k_{11}(\omega_0)=1$ ;  $k_{12}(\omega)=40 \angle 80^\circ$  Ом. Коэффициент  $k_{21}$  обеспечивает поляризацию для исключения «мертвой зоны» при коротком замыкании в месте установки РИО и реализуется блоком памяти [Л. 1 и 6]. Блок памяти является частотным фильтром, настроенным на частоту  $\omega_0$ , с постоянной затухания  $T=100$  мс и имеет коэффициенты передачи при частотах  $f_1=48$  Гц,  $f_2=45$  Гц;  $k_{21}(\omega_1)=0,616 \angle 52^\circ$ ;  $k_{21}(\omega_2)=0,289 \angle 73^\circ$ . Амплитудно-фазовая частотная характеристика фильтра приведена на рис. 4,б.

При решении рассмотрим наиболее простой случай, приняв параметры ЭС и коэффициенты  $k_{11}(\omega)$  и  $k_{12}(\omega)$  не зависящими от частоты и исследуем влияние блока памяти, являющегося частотнозависимым элементом, на поведение РИО при качаниях.

Характеристика 2 (рис. 4,б) является траекторией  $Z_p(t)$  с координатами  $Z_0$  и  $R_0$ , вычисленными на основе (6):

$$Z_0 = 153 \angle 80^\circ \text{ Ом};$$

$$R_0 = 112,5 \text{ Ом}.$$

Как видно из рис. 4,б, без учета реальных значений частот циркулирующих в ЭС составляющих, т. е. при изменении только угла между э. д. с., РИО не срабатывает при качаниях, так как траектория 2 не пересекает характеристику 1.

Проанализируем поведение РИО с учетом значений частот эквивалентных генераторов. Так как для упрощения учитывается лишь частотная характеристика блока памяти, то от частоты зависит лишь сравниваемая величина  $\dot{E}_2$ , для которой на основе (14) и (15) определим коэффициенты  $k'_{21}(\omega_1, \omega_2)$  и  $k'_{22}(\omega_1, \omega_2)$ . При этом в выражениях (14) и (15)  $k_{22}(\omega_1)=0$ ;  $k_{22}(\omega_2)=0$ , так как величина  $\dot{E}_2$  не зависит от тока. Так как для упрощения принято, что параметры ЭС от частоты не зависят, то  $Z_2(\omega_1)=Z_2$ ;  $Z_1(\omega_2)=Z_1$ ;  $Z_\Sigma(\omega_1)=Z_\Sigma(\omega_2)=Z_1+Z_2=100 \angle 80^\circ$  Ом. При отклонении частоты только генератора с э. д. с.  $\dot{E}_1(t)$  на 2 Гц, т. е. при  $f_1=48$  Гц,  $f_2=50$  Гц= $f_0$ , имеем из (14) и (15):

$$k'_{21}(\omega_1, \omega_2) = \frac{k_{21}(\omega_1) Z_2}{Z_\Sigma} + \frac{k_{21}(\omega_0) Z_1}{Z_\Sigma} = 0,635 \angle 37,6^\circ;$$

$$k'_{22}(\omega_1, \omega_2) = \frac{Z_1}{Z_\Sigma} k_{21}(\omega_1) Z_2 - \frac{Z_2}{Z_\Sigma} k_{21}(\omega_0) Z_1 = 12,6 \angle 142^\circ.$$

Преобразованная сравниваемая величина  $\dot{E}'_2$  с учетом (16) примет вид

$$\dot{E}'_2 = 0,635 \angle 37,6^\circ \dot{U} + 12,6 \angle 142^\circ \dot{I},$$

и характеристика срабатывания РИО с учетом алгоритма (27) определится окружностью 3 на рис. 4,б, пересекающей траекторию 2 в точках  $Z_a$  и  $Z_b$ . Таким образом, учет реальных характеристик частотно-зависимой цепи показывает, что

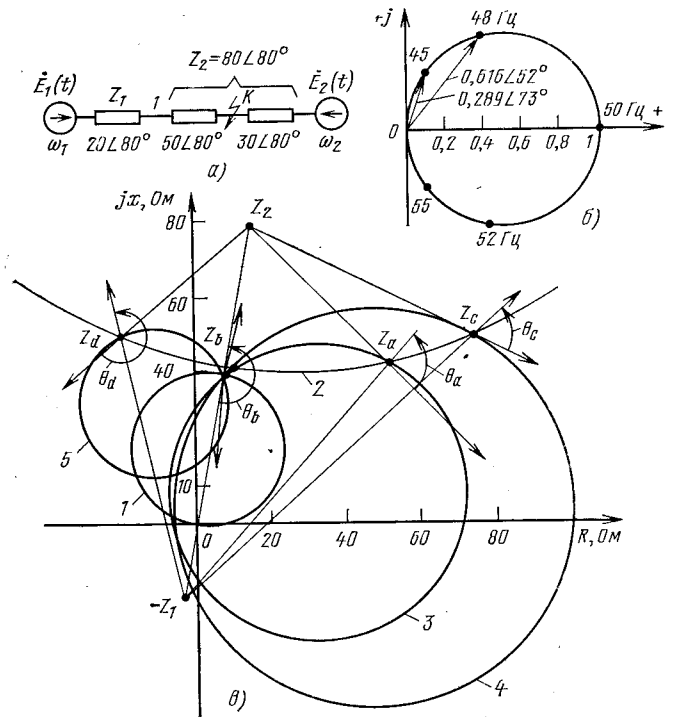


Рис. 4. Анализ поведения направленного РИО при качаниях.

данный РИО срабатывает при качаниях, причем граничные углы расхождения эквивалентных э. д. с.  $\theta_a$  и  $\theta_b$ , соответствующие срабатыванию РИО с учетом (7) и рис. 4,б, равны  $\theta_a=94^\circ$ ;  $\theta_b=175^\circ$ . Характеристика 4 соответствует уменьшению частоты до  $f_1=45$  Гц и построена аналогичным способом. При этом РИО начинает срабатывать при расхождении э. д. с. на угол  $\theta_c=68^\circ$ . Характеристика 5 соответствует увеличению частоты  $f_1$  до 52 Гц.

Рассмотренная методика оценки поведения РИО в симметричных и несимметричных режимах ЭС позволяет построить преобразованные характеристики различных типов РИО, в том числе и фильтровых, и траектории входного сопротивления с учетом значений частот эквивалентных генераторов, параметров и частотных свойств электрической системы, элементов РИО и внести уточнения в анализ поведения РИО при качаниях и асинхронном ходе в электрических системах, учитывающие указанные факторы.

#### СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Федосеев А. М. Релейная защита электрических систем. — М.: Энергия, 1976.
2. Руководящие указания по релейной защите. — М.: Энергия, 1966.
3. Фейст П. К. Исследование работы дистанционных реле методом круговых диаграмм в комплексной плоскости полных сопротивлений. — Труды ЦНИЭЛ, 1953, вып. 1. — М.: Госэнергоиздат.
4. Clarke E. Impedances seen by relays during power swings with and without fault. — Trans. AIEE, 1945, vol. 64.
5. Атабеков Г. И. Теоретические основы релейной защиты высоковольтных сетей. — М.: Госэнергоиздат, 1957.
6. Шнейерсон Э. М. Полупроводниковые реле сопротивления. — М.: Энергия, 1975.
7. Фабрикант В. Л. Основы теории построения измерительных органов релейной защиты и автоматики. — М.: Высшая школа, 1968.

[20.04.81]



го состояния многофазной цепи синхронизации (рис. 1, а) имеют вид:

$$\left. \begin{aligned} e_{A2} - e_{A1} &= Z_c(D) i_A + u_0; \\ e_{B2} - e_{B1} &= Z_c(D) i_B + u_0; \\ e_{C2} - e_{C1} &= Z_c(D) i_C + u_0, \end{aligned} \right\} \quad (1)$$

где  $e_{j,i}$  — фазные э. д. с. обмоток синхронизации ( $j=A, B, C; i=1, 2$ );  $i_A, i_B, i_C$  — токи в линии синхронизации;  $Z_c(D) = Z_{ca1} + Z_{ca2} + Z_{\pi}$ ;  $Z_{\pi} = r_{\pi} + j\omega L_{\pi}$ ;  $r_{a1}, r_{a2}$  — активные сопротивления фаз обмоток синхронизации датчика и приемника;  $L_{ca1}, L_{ca2}$  — индуктивности рассеяния (трех-

фазные при  $m=3$ ) обмоток синхронизации;  $r_{\pi}, L_{\pi}$  — активное сопротивление и индуктивность линии связи (на фазу);  $D = d/dt$ .

В векторной форме уравнения (1) запишутся:

$$\bar{e}_2 - \bar{e}_1 = Z_c(D) \bar{i}_p, \quad (2)$$

где  $\bar{e}_1, \bar{e}_2, \bar{i}_p$  — изображающие векторы э. д. с. обмоток синхронизации и тока в линии связи, равные

$$\left. \begin{aligned} \bar{e}_i &= \frac{2}{3} (a_{Ai} + a e_{Bi} + a^2 e_{Ci}); \\ \bar{i}_p &= \frac{2}{3} (i_A + a i_B + a^2 i_C) = i_D + j i_Q. \end{aligned} \right\} \quad (3)$$

Используя соотношение (П-18), можем выразить э. д. с. обмоток:

$$\bar{e}_1 = \bar{e}_{\delta 1} e^{-j\alpha_{A1}}; \quad \bar{e}_2 = \bar{e}_{\delta 2} e^{-j\alpha_{A2}}, \quad (4)$$

где  $\bar{e}_{\delta 1}, \bar{e}_{\delta 2}$  — изображающие векторы э. д. с. в неподвижных (статорных) системах координат ( $d_1, q_1$ ) и ( $d_2, q_2$ ) датчика и приемника.

Из уравнений (2) и (4) получаем:

$$\bar{e}_{\delta 2} e^{-j\alpha_{A2}} - \bar{e}_{\delta 1} e^{-j\alpha_{A1}} = \left( r_c \bar{i}_p + L_c \frac{d\bar{i}_p}{dt} \right). \quad (5)$$

Умножив (5) почленно на  $e^{j\alpha_{A2}}$ , получим

$$\bar{e}_{\delta 2} - \bar{e}_{\delta 1} e^{-j\epsilon} = e^{j\alpha_{A2}} \left( r_c \bar{i}_p + L_c \frac{d\bar{i}_p}{dt} \right), \quad (6)$$

где  $\epsilon = \alpha_{A1} - \alpha_{A2}$  — угол рассогласования микромашин.

Установим далее соотношение между токами обмоток синхронизации. Из рис. 1, а видно, что по одноименным фазам обмоток синхронизации датчика и приемника протекают одинаковые токи, но в противоположных направлениях, т. е.

$$i_{j2} = i_j = -i_{j1}, \quad j = A, B, C. \quad (7)$$

На основании (П-5) и (7) получим изображающие векторы токов якорных обмоток в статорных системах координат ( $d_1, q_1$ ) и ( $d_2, q_2$ )

$$\left. \begin{aligned} \bar{i}_{a1} &= -\bar{i}_p e^{j\alpha_{A1}} = i_{d1} + j i_{q1} = -\bar{i}_{a2} e^{j\epsilon}; \\ \bar{i}_{a2} &= \bar{i}_p e^{j\alpha_{A2}} = i_{d2} + j i_{q2}. \end{aligned} \right\} \quad (8)$$

Отсюда находим

$$i_{d1} = -i_{d2} \cos \epsilon + i_{q2} \sin \epsilon; \quad i_{q1} = -i_{d2} \sin \epsilon - i_{q2} \cos \epsilon; \quad (9)$$

$$\bar{i}_p = i_{a2} e^{-j\alpha_{A2}}; \quad di_p/dt = e^{-j\alpha_{A2}} [(D - j\omega_{r2}) \bar{i}_{a2}], \quad (10)$$

где  $\omega_{r2} = d\alpha_{A2}/dt$  — угловая скорость ротора приемника.

Подставив значение производной от  $\bar{i}_p$  из (10) в (6), получим

$$\bar{e}_{\delta 2} - \bar{e}_{\delta 1} e^{-j\epsilon} = r_c \bar{i}_{a2} + L_c (D - j\omega_{r2}) \bar{i}_{a2} = Z''_c \bar{i}_{a2}, \quad (11)$$

где  $Z''_c = r_c + L_c (D - j\omega_{r2})$ .

Выделив из (11) вещественную и мнимую части, получим уравнения электрического состояния исходной схемы:

$$\left. \begin{aligned} e_{d2} - (e_{d1} \cos \epsilon + e_{q1} \sin \epsilon) &= \operatorname{Re}(Z''_c \bar{i}_{a2}) = \\ &= (r_c + L_c D) i_{d2} + L_c \omega_{r2} i_{q2}; \\ e_{q2} - (e_{d1} \sin \epsilon - e_{q1} \cos \epsilon) &= \operatorname{Im}(Z''_c \bar{i}_{a2}) = \\ &= (r_c + L_c D) i_{q2} + L_c \omega_{r2} i_{d2}. \end{aligned} \right\} \quad (12)$$

Уравнениям (12) соответствует электрическая схема (рис. 1, б), в которой вращающиеся многофазные обмотки синхронизации заменены псевдо-неподвижными двухфазными обмотками, причем оси фаз обмотки синхронизации приемника совпадают с его осями симметрии. Уравнения (12) и схема рис. 1, б показывают, что токи в линии синхронизации и режимы работы сельсинных схем в целом определяются разностью углов поворота роторов сельсинов ( $\epsilon = \alpha_{A1} - \alpha_{A2}$ ), а не самими этими углами. Это положение в [Л. 2, 3] принято априори.

**Характеристики индикаторной сельсинной схемы.** В установившихся режимах работы все роторные величины в неподвижных системах координат, а также токи и э. д. с. статорных обмоток ОВ и ПО являются синусоидальными величинами частоты сети  $f_1$ , а угловые скорости ( $\Omega_1 = \Omega_2 = \Omega$ ) роторов датчика и приемника одинаковы. В соответствии с этим при анализе установившихся режимов работы сельсинных схем в дифференциальных уравнениях (12), а также в (П-14), (П-17) и (П-20) необходимо, чтобы

$$D = j\omega_1 = j2\pi f_1;$$

$$\omega_{r1} = \omega_{r2} = \omega_r = p\Omega = v\omega_1, \quad v = \omega_r/\omega_1, \quad (13)$$

а мгновенные значения величин заменить комплексами.

Используя уравнения (П-14) и (П-20), определим э. д. с.

$$\left. \begin{aligned} \dot{E}'_{fi} &= -j \frac{\omega_1}{\sqrt{2}} \Psi_{di} = \dot{E}_{\phi i} - Z'_{Mdi} \dot{I}_{di}, \quad i = 1, 2; \\ \dot{E}'_{ki} &= -j \frac{\omega_1}{\sqrt{2}} \Psi_{qi} = -Z'_{Mqi} \dot{I}_{qi}, \end{aligned} \right\} \quad (14)$$

где

$$\left. \begin{aligned} Z'_{Mdi} &= Z'_{fi} Z_{Mdi} / (Z'_{fi} + Z_{Mdi}); \\ Z'_{Mqi} &= Z'_{ki} Z_{Mqi} / (Z'_{ki} + Z_{Mqi}); \\ Z_{Md, qi} &= j\omega_1 L_{Md, qi}; \quad \dot{E}_{\phi i} = -\dot{U}'_{fi} Z_{Mdi} / (Z'_{fi} + Z_{Mdi}). \end{aligned} \right\} \quad (15)$$



Таблица 1

$\dot{\Delta}$	$\dot{\Delta}_D$	$\dot{\Delta}_Q$
$\dot{\Delta}_0 = Z'_{d1}Z'_{q1} + Z'_{d2}Z'_{q2} + 2Z_{cp1}Z_{cp2} -$ $- 2Z_{u1}Z_{u2} \cos 2\varepsilon = (Z_{cp1} + Z_{cp2})^2 -$ $-(Z_{u1} + Z_{u2})^2 + 2Z_{u1}Z_{u2}(1 - \cos 2\varepsilon). \quad (21)$	$\dot{\Delta}_{D0} = (Z'_{q1} + Z'_{q2})(\dot{E}_{\phi 2} - \dot{E}_{\phi 1} \cos \varepsilon) +$ $+ \dot{E}_{\phi 2}Z_{u1}(1 - \cos 2\varepsilon). \quad (24)$	$\dot{\Delta}_{Q0} = (Z'_{q1} + Z'_{d2})\dot{E}_{\phi 1} \sin \varepsilon +$ $+ \dot{E}_{\phi 2}Z_{u1} \sin 2\varepsilon. \quad (27)$
$\dot{\Delta}_1 = 2Z_{u1} \sin 2\varepsilon(Z'_{q1} + Z'_{d2} -$ $- 2Z_{u1} \sin^2 \varepsilon). \quad (22)$	$\dot{\Delta}_{D1} = 2Z_{u1} \sin 2\varepsilon(\dot{E}_{\phi 2} - \dot{E}_{\phi 1} \cos \varepsilon) -$ $- \dot{E}_{\phi 1}r_c \sin \varepsilon. \quad (25)$	$\dot{\Delta}_{Q1} = r_c(\dot{E}_{\phi 2} - \dot{E}_{\phi 1} \cos \varepsilon). \quad (28)$
$\dot{\Delta}_2 = \dot{\Delta}_0 + r_c[r_c - 2(Z_{cp1} +$ $+ Z_{cp2})] + 2Z'_{u1} \sin^2 2\varepsilon. \quad (23)$	$\dot{\Delta}_{D2} = Z_{u1}(\dot{E}_{\phi 1} \cos 3\varepsilon - \dot{E}_{\phi 2} \cos 2\varepsilon) +$ $+ (Z_{cp1} + Z'_{q2} - r_c)(\dot{E}_{\phi 2} - \dot{E}_{\phi 1} \cos \varepsilon). \quad (26)$	$\dot{\Delta}_{Q2} = \dot{E}_{\phi 1} \sin \varepsilon(Z'_{q1} + Z'_{d2} - r_c) +$ $+ Z_{u1}\dot{E}_{\phi 2} \sin 2\varepsilon. \quad (29)$

Используя значения э. д. с.  $\dot{E}'_{fi}$  и  $\dot{E}'_{ki}$ , на основании уравнений типа (П-17) получим:

$$\left. \begin{aligned} \dot{E}_{di} &= \dot{E}'_{fi} - jv\dot{E}'_{ki} = \dot{E}_{\phi i} - Z'_{Mdi}\dot{I}_{di} - jvZ'_{Mqi}\dot{I}_{qi}; \\ \dot{E}_{qi} &= \dot{E}'_{ki} + jv\dot{E}'_{fi} = jv\dot{E}_{\phi i} - jvZ'_{Mdi}\dot{I}_{di} - Z'_{Mqi}\dot{I}_{qi}. \end{aligned} \right\} \quad (16)$$

Записав уравнения (12) для установившегося режима работы и подставив в них  $\dot{E}_{di}$  и  $\dot{E}_{qi}$  из (16), а также выразив токи  $\dot{I}_{d1}$  и  $\dot{I}_{q1}$  через  $\dot{I}_{d2}$  и  $\dot{I}_{q2}$  согласно (9), получим уравнения, определяющие токи  $\dot{I}_d = \dot{I}_{d2}$  и  $\dot{I}_q = \dot{I}_{q2}$ :

$$\left. \begin{aligned} Z_{11}\dot{I}_D - Z_{12}\dot{I}_Q &= (\dot{E}_{\phi 2} - \dot{E}_{\phi 1} \cos \varepsilon) - jv\dot{E}_{\phi 1} \sin \varepsilon; \\ -Z_{21}\dot{I}_D + Z_{22}\dot{I}_Q &= \dot{E}_{\phi 1} \sin \varepsilon + \\ + jv(\dot{E}_{\phi 2} - \dot{E}_{\phi 1} \cos \varepsilon), \end{aligned} \right\} \quad (17)$$

где

$$\left. \begin{aligned} Z_{11} &= jvZ'_{u1} \sin 2\varepsilon + (Z_{cp1} + Z_{u1} \cos 2\varepsilon) + Z'_{d2}; \\ Z_{12} &= Z_{u1} \sin 2\varepsilon + jv[(Z_{cp1} - Z_{u1} \cos 2\varepsilon) + \\ &+ (Z'_{q2} - r_c)]; \\ Z_{21} &= Z_{u1} \sin 2\varepsilon - jv[(Z_{cp1} + Z_{u1} \cos 2\varepsilon) + \\ &+ (Z'_{d2} - r_c)]; \\ Z_{22} &= jvZ_{u1} \sin 2\varepsilon + (Z_{cp1} - Z_{u1} \cos 2\varepsilon) + Z'_{q2}; \\ Z_{cp1} &= \frac{1}{2}(Z'_{d1} + Z'_{q1}); Z_{u1} = \frac{1}{2}(Z'_{d1} - Z'_{q1}) = \\ &= \frac{1}{2}[x_{di}(j) - x_{qi}(j)]; \\ Z'_{d1} &= Z'_{Mdi} + Z_{cai} + Z_n/2 = r'_{di} + jx'_{di} = \\ &= (r_{ai} + r_n/2) + jx_{di}(j) + jx_n/2; \\ Z'_{q1} &= Z'_{Mqi} + Z_{cai} + Z_n/2 = r'_{qi} + jx'_{qi} = \\ &= (r_{ai} + r_n/2) + jx_{qi}(j) + jx_n/2. \end{aligned} \right\} \quad (18)$$

Первые слагаемые сопротивлений  $Z_{12}$  и  $Z_{21}$ , равные  $Z_{u1} \sin 2\varepsilon$ , свидетельствуют о наличии электромагнитной связи между взаимноперпендикулярными обмотками синхронизации несимметричных машин ( $Z'_{d1} \neq Z'_{q1}$ ) при неподвижных роторах.

Решив систему алгебраических уравнений (17) относительно токов  $\dot{I}_D$  и  $\dot{I}_Q$ , найдем

$$\dot{I}_D = \dot{\Delta}_D / \dot{\Delta}; \quad \dot{I}_Q = \dot{\Delta}_Q / \dot{\Delta}. \quad (19)$$

Определители  $\dot{\Delta}$ ,  $\dot{\Delta}_D$  и  $\dot{\Delta}_Q$  можно представить в виде

$$\begin{aligned} \dot{\Delta} &= \dot{\Delta}_0 + jv\dot{\Delta}_1 - v^2\dot{\Delta}_2; \quad \dot{\Delta}_D = \dot{\Delta}_{D0} + jv\dot{\Delta}_{D1} - v^2\dot{\Delta}_{D2}; \\ \dot{\Delta}_Q &= \dot{\Delta}_{Q0} + jv\dot{\Delta}_{Q1} - v^2\dot{\Delta}_{Q2}. \end{aligned} \quad (20)$$

Значения коэффициентов, входящих в выражения (20), приведены в табл. 1 в виде формул (21) — (29).

При  $\dot{E}_{\phi 1} = \dot{E}_{\phi 2} = \dot{E}_{\phi}$ , что является характерным для индикаторной схемы, на основании (20) — (29) найдем:

$$\left. \begin{aligned} \dot{\Delta} &= \Delta e^{j\varphi_{\Delta}} = 4Z'_{d2}Z'_{q1} + 2Z_{u1}Z_{u2}(1 - \cos \varepsilon); \\ \dot{\Delta}_D &= \dot{E}_{\phi}Z_D; \quad \dot{\Delta}_Q = \dot{E}_{\phi}Z_Q, \end{aligned} \right\} \quad (30)$$

где

$$\left. \begin{aligned} Z_D &= z_D e^{j\varphi_D} = 2(1 - \cos \varepsilon)(Z_{cp} + Z_u \cos \varepsilon); \\ Z_Q &= z_Q e^{j\varphi_Q} = 2 \sin \varepsilon [(Z_{cp} + Z_u \cos \varepsilon) - \\ &- (Z_{u1} - Z_{u2})]; \\ Z'_{d2} &= \frac{1}{2}(Z'_{d1} + Z'_{d2}); \quad Z'_{q1} = \frac{1}{2}(Z'_{q1} + Z'_{q2}); \\ Z_{cp} &= \frac{1}{2}(Z_{cp1} + Z_{cp2}); \quad Z_u = \frac{1}{2}(Z_{u1} + Z_{u2}). \end{aligned} \right\} \quad (31)$$

При  $v=0$  и однопольных машинах ( $Z'_{d1} = Z'_{d2}$ ;  $Z'_{q1} = Z'_{q2}$ ) аналогично получаем:

$$\left. \begin{aligned} \dot{\Delta} &= \dot{\Delta}_2 = 4Z_{cp}^2(1 - v^2) + v^2r_c(4Z_{cp} - r_c); \\ Z_D &= Z_v - jvr_c; \quad Z_Q = Z_v + jvr_c; \\ Z_v &= 2Z_{cp}(1 - v^2) + v^2r_c. \end{aligned} \right\} \quad (32)$$

Среднее за период значение синхронизирующего момента

$$M = \frac{m}{2} \frac{p}{V^2} \operatorname{Re}(\Psi_d \tilde{I}_q - \Psi_q \tilde{I}_d), \quad (33)$$

где  $p$  — число пар полюсов микромаши.

Подставив сюда значения потокосцеплений из (14), получим для приемника с учетом введенных обозначений

$$M = \frac{m}{2\Omega_1} E_{\phi}^2 \frac{z_Q}{\Delta} \left\{ \sin(\varphi_{\Delta} - \varphi_Q) - \right.$$

Таблица 2

Вариант исполнения	Особенности конструкции микромашины	Параметр											
		$x_{ca}/r_a$	$x_{Md}/x_{ca}$	$x_{Mq}/x_{ca}$	$x_d/x_q$	$r^*_d=r'_d/r_a$	$r^*_q=r'_q/r_a$	$x^*_d=x'_d/r_a$	$x^*_q=x'_q/r_a$	$r^*_{cp}=r_{cp}/r_a$	$x^*_{cp}=x_{cp}/r_a$	$r^*_u=r'_u/r_a$	$x^*_u=x'_u/r_a$
1	Неявнополюсная с ПО	1	7	7	1	1,754	1,754	1,97	1,97	1,754	1,97	0	0
2	Неявнополюсная без ПО	1	7	7	1	1,754	1,0	1,97	8,0	1,377	4,985	0,377	-0,015
3	Явнополюсная без ПО	1	7	3	2	1,754	1,0	1,97	4,0	1,377	1,985	0,377	-1,0
4	Явнополюсная с ПО	1	7	3	2	1,74	1,53	1,97	1,88	1,64	1,92	0,11	0,045

$$-2 \frac{z_D}{\Delta} [r'_{Mcp2} \sin(\varphi_D - \varphi_Q) + x_{u2} \cos(\varphi_D - \varphi_Q)] \}. \quad (34)$$

В частном случае однотипных машин и  $v=0$  токи  $I_{d2}=I_D$  и  $I_{q2}=I_Q$  совпадают по фазе, и на основании (34) получаем известную формулу [Л. 1—3, 6]:

$$M = \frac{3}{2\Omega_1} \frac{E^2 \Phi}{2} \frac{x'_q \sin \varepsilon}{(r_{cp} - r_u \cos \varepsilon)^2 + (x_{cp} - x_u \cos \varepsilon)^2}. \quad (35)$$

На рис. 2 приведены характеристики  $M(\varepsilon)$ , рассчитанные по формулам (35) для схем с одинаковыми машинами (кривые 1—4) и (34) для схем с различными машинами (кривая 5 — датчик по варианту 2 табл. 2, приемник — по варианту 1; кривая 6 — датчик по варианту 3, приемник — 4).

Из рис. 2 видно, что наибольшую крутизну начальной части имеют характеристики  $M(\varepsilon)$  для 3-го, 5-го и 6-го вариантов схемы.

Исследуем далее зависимость синхронизирующего момента от угловой скорости машин. На рис. 3 показаны рассчитанные по формуле (34) зависимости  $M(v)$  для схем с однотипными машинами, параметры которых приведены в табл. 2; кривые 1а—1г — построены для машин по варианту 1 при  $\varepsilon=30, 45, 65$  и  $90^\circ$ ; кривые 2, 3, 4 — для машин вариантов 2, 3 и 4 соответственно при  $\varepsilon=90^\circ$ .

Из рис. 3 следует, что вид скоростных характеристик  $M(v)$  при  $\varepsilon=\text{const}$  зависит от параметров машин: при симметричных или малоразличающихся машинах (варианты 1 и 4) синхронизирующий момент с увеличением  $v$  сначала даже несколько возрастает, а затем начинает убывать. В случае несимметричных машин (варианты 2, 3) синхронизирующий момент монотонно убывает с ростом  $v$ . При этом у всех вариантов при  $v=1$  момент имеет некоторое значение, зависящее от значения сопротивления цепи синхронизации  $r_c$ .

На рис. 3 для сравнения приведена зависимость 5:

$M(v)$  при  $\varepsilon=\pi/2$ , рассчитанная по формуле Э. И. Эллера [Л. 6]:

$$M(\varepsilon, v) = M(\varepsilon, 0) \cos v \frac{\pi}{2}. \quad (36)$$

Из рис. 3 видно, что формула Эллера во всех случаях дает неправильные результаты как при малых, так и при больших значениях  $v$ .

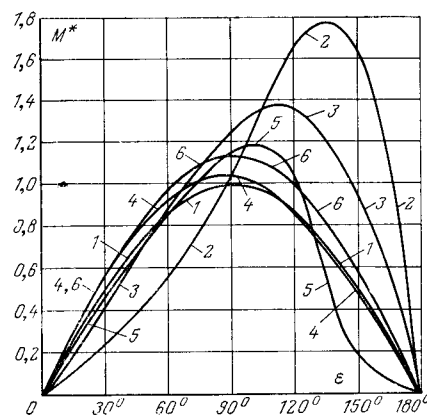


Рис. 2.

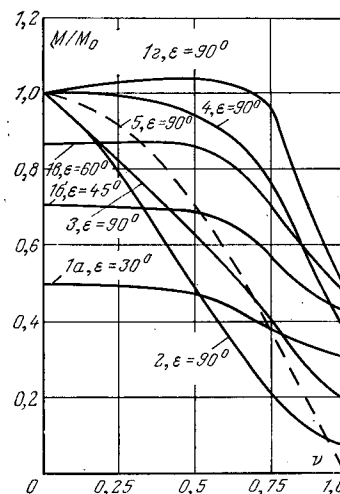


Рис. 3.

Характеристики трансформаторной сельсинной схемы. Токи в линии синхронизации для этой схемы можно найти из выражений (19), если  $U_{f2}=0$  и  $E_{f2}=0$ .

Выходное напряжение измерителя угла рассогласования снимается с нагрузочного сопротивления  $Z_{hk2}$  (рис. 1). Приведенное к числу витков обмотки синхронизации выходное напряжение схемы

$$U'_n = Z'_{hk2} I'_{k2}. \quad (37)$$

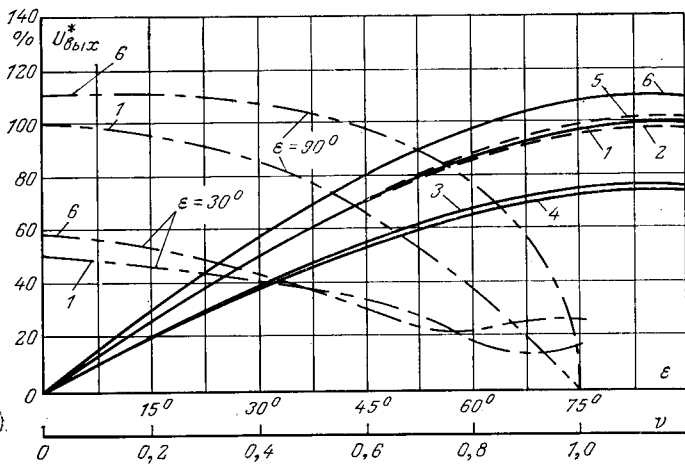


Рис. 4.

На основании второго уравнения (П-19) с учетом (14) получим

$$I'_{k2} = \frac{\dot{E}'_{k2}}{Z'_{k2}} = \frac{Z'_{Mq2} I_Q}{Z'_{k2}} \quad (38)$$

Подставив значение тока  $I'_{k2}$  из (38) в (37), найдем

$$\dot{U}'_H = \frac{Z'_{Mq2} I_Q}{1 + Z'_{sk2}/Z'_{nk2}}, \quad (39)$$

где ток  $I_Q$  определяется согласно (19) при  $\dot{E}_{\phi 2} = 0$ .

На рис. 4 приведены рассчитанные по формуле (39) зависимости выходного напряжения схемы от угла рассогласования микромашины при  $\nu = 0$  для шести различных вариантов исполнения схемы (1—6 — сплошные линии).

Характерные отличия вариантов приведены в табл. 3.

Таблица 3

Номер варианта	Наличие обмоток ПО1 и ОБ2	Параметр		Номер варианта	Наличие обмоток ПО1 и ОБ2	Параметр	
		$x_{d1}/x_{q1}$	$x_{d2}/x_{q2}$			$x_{d1}/x_{q1}$	$x_{d2}/x_{q2}$
1	+	1	1	4	—	2	2
2	—	1	1	5	+	2	1
3	+	2	2	6	—	2	1

Для расчета характеристик для всех вариантов принято:  $Z'_{nk2} = Z'_{H2} = 10r_a$ , остальные величины взяты такими же, как и при расчете характеристик индикаторной схемы. При построении характеристик трансформаторной схемы за базисное напряжение принято выходное напряжение первого варианта схемы при  $\epsilon = \pi/2$ .

Из рис. 4 видно, что наибольшую крутизну начальной части имеет характеристика  $U_H(\epsilon)$  для 6-го варианта схемы, у которого датчик имеет явнополюсное исполнение, приемник — неявнополюсное, причем короткозамкнутые обмотки ПО1 и ОБ2 разомкнуты. Применение короткозамкнутых обмоток в этом сочетании микромашины приводит лишь к уменьшению выходного напряжения (кривая 5).

Следует отметить, что при указанных выше параметрах микромашины зависимость  $U_H(\epsilon)$  имеет чи-

сто синусоидальный характер для вариантов 1 и 5 и мало отличается от синусоидального — для остальных вариантов.

На том же рис. 4 представлены (штрих-пунктир) рассчитанные по формуле (39) зависимости  $U_H(\nu)$  для двух фиксированных углов рассогласования: 90 и 30°. Расчет произведен для двух характерных вариантов исполнения схемы: для варианта 1 — с неявнополюсными микромашинами, снабженными короткозамкнутой обмоткой ПО1 и обмоткой ОБ2, замкнутой на сопротивление  $Z'_{H2} = 10r_a$ , и для варианта 6 — с явнополюсным датчиком и неявнополюсным приемником, причем обмотки ПО1 и ОБ2 разомкнуты.

Из рис. 4 видно, что с увеличением частоты вращения роторов микромашины выходное напряжение при  $\epsilon = 90^\circ$  монотонно уменьшается до нуля; при  $\epsilon = 30^\circ$  с ростом  $\nu$  напряжение  $U_H$  сначала уменьшается, а затем вновь растет.

**Характеристики СКПТ.** Результаты исследования сельсинных схем могут быть использованы для анализа СКПТ, так как схема СКПТ получается непосредственно из схемы замещения трансформаторной сельсинной схемы (рис. 1,б), если в последней переходные сопротивления приемника по продольной ( $Z'_{d2}$ ) и поперечной ( $Z'_{q2}$ ) осям заменить несвязанными между собой нагрузочными сопротивлениями  $Z_{HA}$  и  $Z_{HB}$  соответственно, а угол  $\epsilon$  заменить на угол  $\alpha = \alpha_{A1}$ . Индуктивная связь между фазами D2 и Q2 приемника отсутствует при  $\alpha_{A2} = 0$ , поэтому указанная замена является правомерной.

Токи в нагрузке ( $I_A = I_D$ ,  $I_B = I_Q$ ) определяются выражениями (19), где определитель  $\Delta$  находится из выражений (20) — (23), а определители  $\Delta_D$  и  $\Delta_Q$  — из выражений (24) — (29) при  $\dot{E}_{\phi 2} = 0$ .

Выходные напряжения СКПТ, т. е. напряжения на нагрузочных сопротивлениях  $Z_{HA}$  и  $Z_{HB}$  при неподвижном роторе СКПТ равны:

$$U_A = Z_{HA} I_A; \quad U_B = Z_{HB} I_B. \quad (40)$$

С учетом (24) и (27) выходные напряжения СКПТ при  $\nu = 0$

$$\left. \begin{aligned} \dot{U}_A &= \frac{1}{\Delta_0} \dot{E}_{\phi} Z_{HA} (Z'_{q1} + Z_{HB}) \cos \alpha; \\ \dot{U}_B &= \frac{1}{\Delta_0} \dot{E}_{\phi} Z_{HB} (Z'_{q1} + Z_{HA}) \sin \alpha. \end{aligned} \right\} \quad (41)$$

В выражениях (41) через  $\alpha$  обозначен угол поворота якоря из положения, при котором ось фазы A якоря совпадает с продольной осью, т. е. осью ОБ машины.

Из формул (41) и (21) видно, что для получения косинусоидальной и синусоидальной зависимостей выходных напряжений  $U_A(\alpha)$  и  $U_B(\alpha)$  от угла поворота ротора  $\alpha$  СКПТ при  $\nu = 0$  необходимо соблюдать условие

$$Z_{u1} Z_{u2} = 0. \quad (42)$$

При  $Z_{u1} = 0$  и  $Z_{HA} = Z_{HB} = Z_H$  на основании (19) — (29) при  $\dot{E}_{\phi 2} = 0$  и  $\nu \neq 0$  получаем:

$$\left. \begin{aligned} \dot{U}_A &= \dot{E}_{\phi} \frac{Z_H Z_{\nu}}{\Delta} \left( \cos \alpha + j \sin \alpha \frac{\nu r_c}{Z_{\nu}} \right); \\ \dot{U}_B &= -\dot{E}_{\phi} \frac{Z_H Z_{\nu}}{\Delta} \left( \sin \alpha - j \frac{\nu r_c}{Z_{\nu}} \cos \alpha \right), \end{aligned} \right\} \quad (43)$$

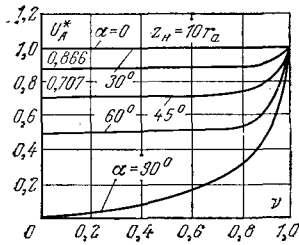


Рис. 5.

где  $Z_v$  и  $\Delta$  определяются согласно (32) с заменой угла  $\varepsilon$  на  $\alpha$  и  $Z_{cp}$  на  $Z_H$ .

Из (43) видно, что при  $v \neq 0$  имеет место искажение выходных сигналов, которое тем больше, чем больше отношение

$$\frac{v r_c}{Z_v} = \frac{v r_c}{(Z_{cp} + Z_H)(1 - v^2) + v^2 r_c}. \quad (44)$$

Заметим, что  $\frac{v r_c}{Z_v} = 0$  при  $v = 0$  и  $\frac{v r_c}{Z_v} = 1$  при  $v = 1$ .

Найдем модуль одного из выходных напряжений:

$$U_A = E_\Phi \frac{z_H z_v}{\Delta} \left| \cos \alpha + j \frac{v r_c}{Z_v} \sin \alpha \right|. \quad (45)$$

На рис. 5 представлены вычисленные по формуле (45) зависимости  $U_A(v)$  для различных значений угла поворота ротора; для расчета принято  $Z_{HA} = Z_{HB} = 10 r_a$ , а остальные параметры такие же, как и в предыдущих примерах (для неявнополюсных микромашин). Из рис. 5 видно, что с увеличением частоты вращения  $v$  выходные напряжения монотонно возрастают, стремясь к  $U_A^* = U_B^* = 1$  при  $v = 1$ . Таким образом, при  $v = 1$  зависимость выходных напряжений от угла  $\alpha$  отсутствует, и СКПТ теряет свои свойства функционального преобразователя.

**Приложение. Определение потокоцеплений и э. д. с. обмоток микромашин.** Результирующая м. д. с. каждой из микромашин в векторной форме выразится:

$$\bar{F}_M = \bar{F}_f + \bar{F}_k + \bar{F}_a, \quad (П-1)$$

где индексы  $f$  и  $k$  относятся к обмоткам *ОВ* и *ПО*, а индекс  $a$  — к обмотке синхронизации, которую в дальнейшем будем именовать обмоткой ротора.

Амплитуды м. д. с. обмоток *ОВ* и *ПО* и каждой фазы многофазной обмотки ротора равны:

$$F_j = K_j i_j, \quad j = f, k, A, B, C, \quad (П-2)$$

где

$$K_j = \frac{2}{\pi} \frac{\omega_j K_{обj}}{p} = \frac{2}{\pi} \frac{\omega_j}{p};$$

$i_j$  — мгновенное значение тока  $j$ -й обмотки;  $\omega_j = \omega_j K_{обj}$ ;  $\omega_j$ ,  $K_{обj}$  — число витков и обмоточный коэффициент  $j$ -й обмотки.

Согласно условию обмотка ротора симметричная, поэтому

$$\omega_A = \omega_B = \omega_C = \omega_a; \quad K_{обA} = K_{обB} = K_{обC} = K_{обa};$$

$$K_A = K_B = K_C = K_a = \frac{2}{\pi p} \omega_a K_{обa}.$$

Учитывая направление осей обмоток, можно написать

$$\left. \begin{aligned} \bar{F}_f &= F_f = K_f i_f; \quad \bar{F}_k = j F_k = j K_k i_k; \\ \bar{F}_a &= F_a e^{j\alpha_A} + F_B e^{j\alpha_B} + F_C e^{j\alpha_C} + \dots \end{aligned} \right\} \quad (П-3)$$

Соседние фазы обмотки ротора сдвинуты на угол  $\frac{2\pi}{m}$ , поэтому  $\alpha_B = \alpha_A + \frac{2\pi}{m}$ ;  $\alpha_C = \alpha_A + 2 \frac{2\pi}{m}$  и т. д.

Подставив эти значения углов в формулу для м. д. с. ротора, получим

$$\bar{F}_{ai} = F_{adi} + j F_{aqi} = \frac{m}{2} K_{ai} \bar{i}_{ai}, \quad i = 1, 2, \quad (П-4)$$

где

$$\bar{i}_{ai} = i_{di} + j i_{qi} = \left[ \frac{2}{m} (i_{Ai} + a i_{Bi} + a^2 i_{Ci} + \dots) \right] e^{j\alpha_A i}; \quad (П-5)$$

$a = e^{j \frac{2\pi}{m}}$  — оператор поворота на угол  $2\pi/m$ .

Проекции результирующей м. д. с.  $\bar{F}_M$  на продольную и поперечную оси соответствующей машины определяются:

$$\left. \begin{aligned} F_{Md} &= \text{Re}(\bar{F}_M) = F_f + F_{ad} = K_f i_f + \frac{m}{2} K_a i_d; \\ F_{Mq} &= \text{Im}(\bar{F}_M) = F_k + F_{aq} = K_k i_k + \frac{m}{2} K_a i_q. \end{aligned} \right\} \quad (П-6)$$

Разделив почленно уравнения (П-6) на  $m K_a / 2$ , получим

$$i_{Md} = i'_f + i_d; \quad i_{Mq} = i'_k + i_q, \quad (П-7)$$

где  $i'_f$ ,  $i'_k$  — токи *ОВ* и *ПО*, приведенные к числу фаз и числу витков обмотки ротора, равные

$$i'_{f,k} = \frac{K_{f,k}}{\frac{m}{2} K_a} i_{f,k}; \quad (П-8)$$

$i_{Md}$ ,  $i_{Mq}$  — намагничивающие токи по продольной и поперечной осям микромашины.

Магнитные потоки в зазоре по продольной и поперечной осям равны:

$$\left. \begin{aligned} \Phi_d &= \lambda_d F_{Md} = \left( \frac{m}{2} K_a \lambda_d \right) i_{Md}; \\ \Phi_q &= \lambda_q F_{Mq} = \left( \frac{m}{2} K_a \lambda_q \right) i_{Mq}; \end{aligned} \right\} \quad (П-9)$$

$$\lambda_{d,q} = \frac{2}{\pi} \frac{\mu_0 \tau l}{\delta'} \beta_{d,q}; \quad (П-10)$$

где  $\tau$ ,  $l$  — полюсное деление и расчетная длина микромашины;  $\delta'$  — приведенный зазор под серединой полюса;  $\beta_d$ ,  $\beta_q$  — коэффициенты формы продольного и поперечного магнитных полей в воздушном зазоре микромашины.

Магнитные потоки в воздушном зазоре пропорциональны соответствующим значениям амплитуд магнитной индукции и могут быть представлены в виде пространственных векторов

$$\bar{\Phi}_\delta = \frac{2}{\pi} \tau l \bar{B}_\delta = \Phi_\delta \bar{B}_\delta / B_\delta = \Phi_d + j \Phi_q. \quad (П-11)$$

Потокоцепления обмоток с основным потоком  $\Phi_\delta$  равны:

$$\bar{\Psi}_{\delta j} = \omega_{\delta j} \text{Re}(\bar{\Phi}_\delta e^{-j\alpha_j}), \quad j = f, k, A, B, C, \quad (П-12)$$

где  $\alpha_j$  — угол между продольной осью машины и осью  $j$ -й обмотки,  $\alpha_f = 0$ ,  $\alpha_k = \frac{\pi}{2}$ ;

$$\alpha_A = \alpha_{A0} + \omega_r t; \quad \alpha_B = \alpha_A + \frac{2\pi}{m}; \quad \alpha_C = \alpha_A + 2 \frac{2\pi}{m}. \quad (П-13)$$

Приведенные к числу витков роторов соответствующих микромашин э. д. с. *ОВ* и *ПО*, индуцированные основным потоком, равны:

$$e'_f = -D\Psi_d; \quad e'_k = -D\Psi_q, \quad (П-14)$$

где

$$\left. \begin{aligned} \Psi_d &= \omega_{\delta d} \Phi_d = L_{Md} i_{Md}; \\ \Psi_q &= \omega_{\delta q} \Phi_q = L_{Mq} i_{Mq}. \end{aligned} \right\} \quad (П-15)$$

$$L_{Md, q} = \frac{m}{2} \lambda_{d, q} \omega^2 a_3;$$

$D = d/dt$  — оператор дифференцирования.

В фазах обмоток синхронизации основной поток индуцирует э. д. с., которые с учетом (П-12) и (П-13) можно представить в виде:

$$\left. \begin{aligned} e_A &= \operatorname{Re} (\bar{e}_\delta e^{-j\alpha_A}); \\ e_B &= \operatorname{Re} (\bar{e}_\delta e^{-j\alpha_B}); \\ e_C &= \operatorname{Re} (\bar{e}_\delta e^{-j\alpha_C}), \end{aligned} \right\} \quad (\text{П-16})$$

где обозначено:

$$\left. \begin{aligned} \bar{e}_\delta &= e_d + j e_q = (-D + j\omega_r) \bar{\Psi}_\delta; \\ e_d &= -D\Psi_d - \omega_r \Psi_q; \quad e_q = -D\Psi_q + \omega_r \Psi_d. \end{aligned} \right\} \quad (\text{П-17})$$

Нетрудно видеть, что

$$\frac{2}{m} (e_A + a e_B + a^2 e_C) = \bar{e}_\delta e^{-j\alpha_A}. \quad (\text{П-18})$$

Уравнения электрического состояния цепей ОБ и ПО представим в виде:

$$\left. \begin{aligned} u'_f &= -e'_f + Z'_f(D) i'_f; \\ 0 &= -e'_k + Z'_k(D) i'_k, \end{aligned} \right\} \quad (\text{П-19})$$

где

$$\begin{aligned} Z'_f(D) &= Z'_{\sigma f} + Z'_{\text{н}f}; \quad Z'_{\sigma f} = r'_{\sigma f} + DL'_{\sigma f}; \\ Z_{\text{н}f1} &= 0; \quad Z'_{\text{н}f2} = r'_{\text{н}f2} + DL'_{\text{н}f2}; \quad Z'_k(D) = Z'_{\sigma k} + Z'_{\text{н}k}; \\ Z'_{\sigma k} &= r'_{\sigma k} + DL'_{\sigma k}; \quad Z'_{\text{н}k} = r'_{\text{н}k} + DL'_{\text{н}k}; \end{aligned}$$

$$Z'_f/Z_f = \frac{m}{2} (\omega_{a3}/\omega_{f3})^2; \quad Z'_k/Z_k = \frac{m}{2} (\omega_{a3}/\omega_{k3})^2;$$

$L'_{\sigma f}, L'_{\sigma k}$  — индуктивности рассеяния ОБ и ПО.

В уравнениях (П-19) все величины и параметры ОБ и ПО приведены к числу фаз и эффективному числу витков обмотки синхронизации соответствующей микромашины.

Исключив из системы уравнений (П-7), (П-17), (П-15) и (П-19) токи  $i'_f$  и  $i'_k$  и э. д. с.  $e'_f$  и  $e'_k$ , получим уравнения, связывающие потокоцепления  $\Psi_d$  и  $\Psi_q$  с напряжением  $u_f$  и токами  $i_d$  и  $i_q$ :

$$\left. \begin{aligned} -[Z'_f(D) + DL_{Md}] D\Psi_d &= -DL_{Md} u'_f - \\ &\quad - Z'_f(D) (DL_{Md}) i_d; \\ -[Z'_k(D) + DL_{Mq}] D\Psi_q &= -DL_{Mq} Z'_k(D) i_q. \end{aligned} \right\} \quad (\text{П-20})$$

#### СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Мкртчян Д. П., Хрущев В. В. Однофазные сельсины. — М.; Л.: Судпромгиз, 1957.
2. Хрущев В. В. Электрические микромашины. — Л.: Энергия, 1969.
3. Хрущев В. В. Электрические микромашины автоматических устройств. — Л.: Энергия, 1976.
4. Четет Ю. С. Электрические микромашины автоматических устройств. — М.; Л.: Энергия, 1964.
5. Арменский Е. В., Фалк Г. Б. Электрические микромашины. — М.: Высшая школа, 1975.
6. Юферов Ф. М. Электрические микромашины автоматических устройств. — М.: Высшая школа, 1976.
7. Попов Д. А. К теории рабочего процесса синусно-косинусных поворотных трансформаторов и сельсинов. — Сб. научных трудов ВЗИИТ, 1977, вып. 90.

[20.04.81]

УДК 621.313.333.001.24

## Расчет вытеснения тока в короткозамкнутых роторах асинхронных двигателей методом конечных элементов

ПОПОВ П. Г., ШУМИЛОВ Ю. А.

Киев

При анализе пускового режима асинхронных двигателей (АД) с короткозамкнутым ротором важным моментом является установление распределения переменного тока по сечению стержней ротора. Аналитические выражения для коэффициентов вытеснения существуют лишь для пазов относительно простой формы [Л. 1]. При расчете пусковых параметров более сложных стержней используют вслед за [Л. 2] условное понятие активного сечения, зависящего от условной глубины проникновения тока, рассчитываемой по выражениям для прямоугольного паза. Для наиболее сложных пазов, которые используются в залитых алюминиевых роторах, и в особенности для закрытых пазов, для которых важен правильный учет насыщения, такой подход может использоваться лишь как приближенный; серьезные проектные разработки должны базироваться на более точных расчетах.

В последние годы предпринимались различные попытки учесть вытеснение в стержнях сложной формы более корректно, опираясь на возможности ЭВМ. Обычно паз разбивается по высоте на ряд слоев: произвольно [Л. 3] либо на основании моделирования поля [Л. 4]. Каждый слой может быть

выражен электрическими параметрами, относимыми к ветвям схемы замещения стержня; эквивалентные параметры определяются цепочкой элементарных действий. Распределение тока по каждому слою может не усредняться, как в [Л. 3 и 4], а описываться аналитически [Л. 5]. Насыщение при таком подходе может учитываться посредством магнитной схемы замещения; чаще же им пренебрегают. Следующим по сложности этапом является сочетание цепного метода с полевым, применяемым для расчета параметров ветвей схемы замещения стержня [Л. 6].

Имеются возможности исследовать пусковой режим АД чисто полевым численным методом. При сложной форме пазов наиболее эффективен метод конечных элементов (МКЭ), позволяющий описать пазовую область сравнительно небольшим числом уравнений.

Если стремиться к анализу пускового режима с минимумом допущений, то при несложных пазовых, когда поле можно считать плоскопараллельным, следует выполнить расчет поля во всем поперечном сечении машины, опираясь на принципы, изложенные в [Л. 7].

Наводимые в клетке токи учитываются введением в матрицу системы уравнений, описывающей поле в поперечном сечении АД, дополнительных членов, математически связывающих все узлы, приходящиеся на стержни клетки — это невыгодно отличает такую задачу от стационарных, где уравнение поля для любого узла определяется состоянием всего нескольких близлежащих узлов. Хотя с помощью специального алгоритма такая задача нами решена, но она сравнительно трудоемка и требует высокопроизводительной ЭВМ. Так, при 500 узлах модели и учете нелинейности затраты времени БЭСМ-6 составили около 20 минут. Если токи в фазах статорной обмотки не могут быть заданы (например по причине их несимметрии), но известно напряжение, то и узлы пазовой области статора необходимо связать матрицей, учитывающей пространственные свойства обмотки (схему соединения проводников и параметры лобовых частей). Это еще более усложнит реализацию.

При ограниченных вычислительных возможностях можно обойтись половинчатым, но зато легко реализуемым решением — рассмотрением поперечного сечения одиночного паза (как в [Л. 3—6, 8 и 9]) для выяснения зависимости активных и индуктивных пазовых параметров от частоты и насыщения.

Попытки решения такой задачи посредством МКЭ (в линейной постановке) можно найти в [Л. 8 и 9]. В [Л. 8] отмечено существенное различие между численным и аналитическим решениями. В [Л. 9] допущена принципиальная ошибка — неучет в системе уравнений «потенциального» тока, обеспечивающего равенство полного тока стержня заданному значению (см. ниже); это условие является в [Л. 8 и 9] ключевым при определении токов по рассчитанной картине поля. Но если в [Л. 8] условие введено в дифференциальное уравнение поля, то в [Л. 9] оно отсутствует: это ведет к несоответствию картины поля токам, приводимым в качестве конечных результатов.

Ввиду отсутствия общепризнанной методики, учитывающей одновременно вытеснение тока и насыщение стали, а также принимая во внимание спорные результаты отдельных работ, целесообразно еще раз вернуться к названной задаче. С позиций [Л. 7] она относится к разряду наиболее простых и может быть решена с помощью стандартного математического обеспечения, рассчитанного на более сложные проводящие структуры; требуются лишь данные, описывающие область паза.

Выберем расчетную область в виде прямоугольника (см. рис. 1), в котором представлены в общем случае половина паза (с осью, совпадающей со стороной прямоугольника), окруженная сталью зубца, а также воздушный зазор и массивный элемент, имитирующий коронку зубца статора. При насыщении зубца условия на границе «стержень—сталь» становятся непредсказуемыми, поэтому включение в расчетную область ферромагнитных элементов неизбежно, во всяком случае ближайших к стержню. На трех сторонах прямоугольника зададим нулевые значения векторного потенциала  $A$ , четвертая сторона — линия симметрии  $A$ . Выбор таких граничных условий при учете насыщения не

является бесспорным; эти условия могут быть усовершенствованы на базе исследования картины поля машины в целом (и истинного насыщения отдельных элементов магнитопровода для конкретного режима).

Принцип слоистости конечноэлементной сети (КЭС) принят из практических соображений: он позволил резко ограничить объем исходных данных, возложив построение модели (т. е. ее формализацию несколькими массивами, описывающими КЭС) на вспомогательную подпрограмму. В исходных данных указывается лишь число слоев, их высота, номера характерных слоев, положение промежуточных узлов на линиях, разграничивающих слои. Форма паза может быть произвольной, допускается двойная клетка (с общим кольцом); пазы могут быть как открытыми, так и закрытыми. Зазор и элемент статора могут отсутствовать.

Полный ток стержня  $I$ , определяющий уровень насыщения мостика над стержнем, должен быть задан в исходных данных; значение тока может быть взято из традиционного электромагнитного расчета и впоследствии уточнено.

Математически формализованная задача сводится к решению системы уравнений

$$([K] + j\omega([L] + [M]))\{A\} = \{C\}. \quad (1)$$

Если матрицы  $[K]$  и  $[L]$  образуются совокупностью свойств отдельных треугольников (соответ-

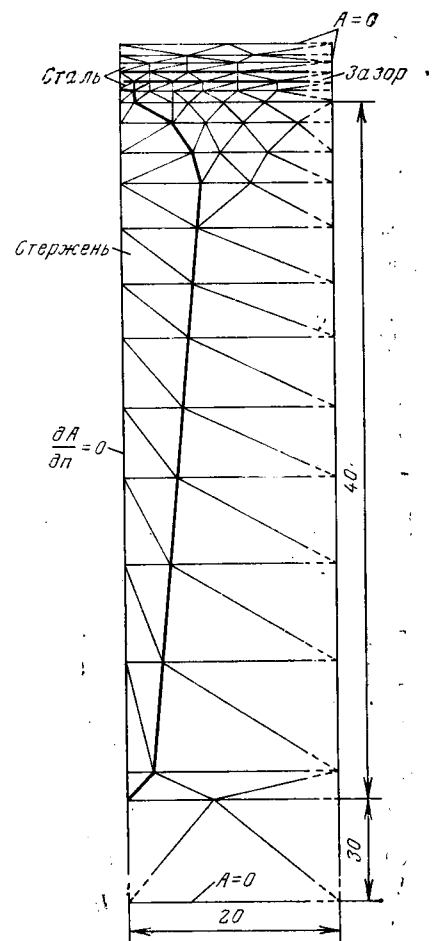


Рис. 1. Схема для расчета (АД 4А180М4).

ственно магнитных и электропроводных, см. [Л. 7]), то  $[M]$  отражает интегральные свойства стержня, обеспечивая равенство полного тока заданному значению.

Необходимость введения этой матрицы связана с тем, что плотность тока в пазу помимо составляющей  $\underline{J}_в$ , прямо связанной с  $A$  в текущей точке, имеет «потенциальную» составляющую  $\underline{J}_п$ :

$$\underline{J} = \underline{J}_в + \underline{J}_п = \gamma(-j\omega A - \text{grad } \varphi) = \gamma(\underline{E}_в - \underline{E}_п). \quad (2)$$

Если допустить, что направление тока строго совпадает с осью паза, то градиент электродинамического потенциала в данном частном случае:

$$\underline{E}_п = -\frac{I}{\gamma s_n} - \frac{j\omega}{s_n} \int A dx dy, \quad (3)$$

где  $s_n$  — площадь сечения.

Второй член (3) компенсирует среднюю составляющую  $\underline{E}_в$ . Приведение потенциального тока к узлам треугольников и дает последние два члена системы (1):

$$M_{k,l} = -\gamma (\Sigma s)_k (\Sigma s)_l / (9s_n);$$

$$(C_o)_k = I (\Sigma s)_k / (3s_n),$$

где  $(\Sigma s)_k$  — суммарная площадь треугольников стержня, примыкающих к  $k$ -му узлу.

Нелинейность системы (1) определяется проницаемостью стали, входящей в выражение для  $[K]$ . Заметим, что решение нелинейной задачи в комплексной форме возможно лишь при замене времяпеременной проницаемости некоторой постоянной (во времени) эквивалентной величиной, не вполне соответствующей статической кривой намагничивания [Л. 10]. Учитывается лишь ее связь с амплитудой индукции в каждом треугольнике (см. приложение 1).

При закрытом пазе нелинейность будет выражена очень сильно, поэтому очень важен выбор подходящего метода решения системы (1). При характере нелинейности, свойственной матрице  $[K]$ , наилучшим образом зарекомендовал себя метод Ньютона (см. приложение 2). Вторичным методом может выступать как итерационный, использованный в [Л. 7] (алгоритм A1), так и прямой.

При небольшом порядке системы, описывающей один паз, следует отдать предпочтение прямому методу. Так как в полевых задачах приходится чаще иметь дело все же с большими системами, то и при решении рассматриваемой задачи был опробован другой разработанный авторами универсальный алгоритм для формирования и решения больших систем типа (1) — A2; вторичным здесь выступает прямой метод — блочно-клеточный вариант исключения по Гауссу. В основных чертах он сходен с приведенным в [Л. 11], но существенно оптимизирован по требуемому объему внешней памяти и числу обращений к ней.

В отличие от алгоритма A1, сходимость которого очень чувствительна к значению коэффициента релаксации (его требуется менять при перемене

исходных данных: проводимости стержня, частоты и др.), алгоритм A2 значительно более надежен. Надо отметить, что введение матрицы  $[M]$  в (1) заметно ухудшает обусловленность результирующей матрицы. При этом не всякий метод обращения матриц (т. е. ведущих диагональных блоков) оказывается пригодным, а метод Гаусса — Жордана, заложенный в алгоритм A2, обеспечивает высокую точность.

Для разработанных алгоритмов можно грубо очертить области применения:

алгоритм A1, использующий преимущественно оперативную память, — для больших систем с разреженными матрицами, имеющими однако резко переменное число ненулевых элементов в строках; алгоритм A2 — для матриц с более плотным и однородным заполнением; допустимый порядок систем определяется объемом памяти на магнитных барабанах или дисках; для БЭСМ-6 без дисков — несколько сотен комплексных неизвестных.

Если матрица  $[M]$ , как  $[K]$  и  $[L]$  может быть приведена к ленточной с полушириной до 60 комплексных чисел, то наиболее эффективен алгоритм, в котором для прямого решения систем включена программа, подобная приведенной в [Л. 12], ориентированная на симметричные узколенточные матрицы. Все упомянутые алгоритмы реализованы на ЭВМ БЭСМ-6.

После решения системы (1) из вектора  $\{A\}$ , который сам по себе представляет лишь теоретический интерес, следует извлечь информацию о распределении тока по сечению стержня, тепловых потерях, активных и индуктивных параметрах паза.

В соответствии с (2) и (3) плотность тока в  $k$ -м узле КЭС:

$$\underline{J}_k = \frac{I}{s_n} - j\omega \gamma A_k + \frac{j\omega \gamma}{3s_n} \sum_{i \in s_n} [A_i (\Sigma s)_i].$$

В промежутках между узлами  $\underline{J}$  меняется по линейному закону.

Потери, приходящиеся на единицу длины паза, могут быть определены как сумма потерь в отдельных треугольниках:

$$P = 2 \sum_{s_n/2} P^e; \quad P^e = \frac{1}{2\gamma} \int \underline{J} \underline{J}^* dx dy.$$

Если выполнить интегрирование по площади треугольника  $s$ , то потери в одном элементе (с узлами  $i, j, m$ )

$$P^e = \frac{s}{24\gamma} [(\underline{J}_i + \underline{J}_j)(\underline{J}_i + \underline{J}_j)^* + (\underline{J}_j + \underline{J}_m)(\underline{J}_j + \underline{J}_m)^* + (\underline{J}_m + \underline{J}_i)(\underline{J}_m + \underline{J}_i)^*].$$

Из выражения для потерь можно определить активное сопротивление и коэффициент вытеснения:

$$R = 2P/I^2_m; \quad K_R = R\gamma s_n. \quad (4)$$

Второй удобный путь, дающий одновременно и индуктивное сопротивление — использование разности потенциалов на концах стержня единичной длины [см. (3)]:

$$R + j\omega L = -\frac{\underline{E}_п}{I} = \frac{1}{\gamma s_n} + \frac{j\omega}{3s_n \gamma} \sum_{i \in s_n} [A_i (\Sigma s)_i]. \quad (5)$$

Рис. 2. Кривые плотности тока на оси стержня (а) и индукции на оси паза (б) при различных частотах.

— — — — — аналитический расчет при 50 Гц; — — — — — то же при 500 Гц; — — — — — то же при 5000 Гц.  $\diamond$ ,  $\times$ ,  $\circ$  — значения, полученные по МКЭ при тех же исходных данных.

В линейной задаче активные сопротивления по (4) и (5) полностью совпадают; в нелинейном случае могут незначительно отличаться.

#### Примеры расчетов.

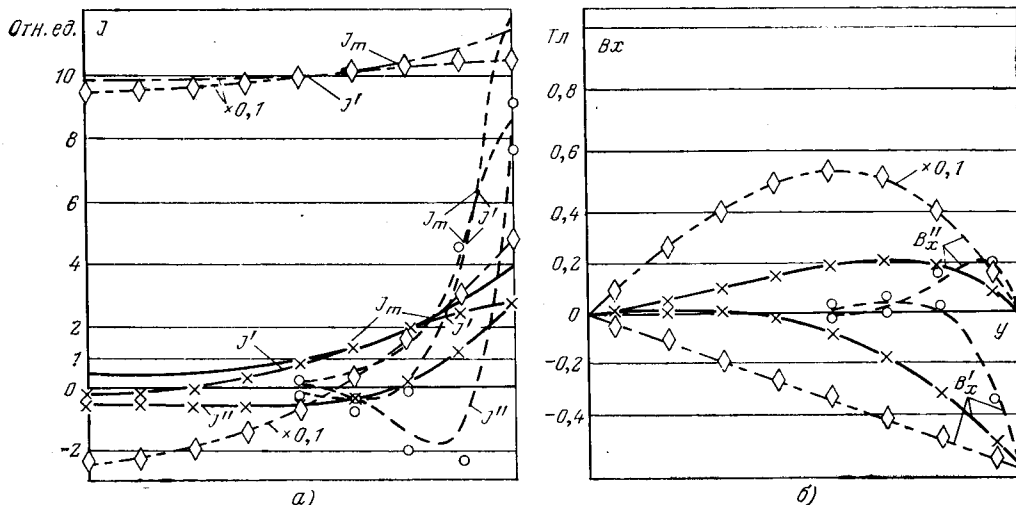
Для проверки алгоритма был рассмотрен простейший паз, для которого существует аналитическое решение. Прямоугольный паз  $2 \times 8$  мм, заполненный медью с  $\gamma = 57,5$  МСм/м, разбит на восемь равнотолщинных слоев. Проницаемость стали принята бесконечной. При этом в формировании уравнений для узлов, лежащих на контуре паза, участвуют лишь немагнитные элементы (см. структуру матрицы  $[K]$ ); присутствие в расчетной области стального участка принципиально излишне и сохранено как обязательный атрибут области (требование вспомогательной программы, описывающей модель). Условия на границе идеального ферромагнетика формально приравниваются к условиям Неймана на оси паза.

На рис. 2,а приведены для различных частот кривые плотности тока на оси стержня при условии, что временная фаза полного тока равна нулю. Плотность тока (амплитуда и составляющие: действительная и мнимая) отнесены к средней плотности, задаваемой неизменной во всех случаях.

Из рис. 2,а видно, что интеграл  $J''$  по сечению стержня равен нулю, а интеграл  $J'$  — амплитуде заданного тока стержня  $I_m$ .

На рис. 2,б таким же образом показана индукция на оси паза при  $I_m = 1$  кА. Значения индукции по МКЭ отнесены к серединам слоев.

Лишь при очень больших частотах, когда плотность тока в верхней части паза во много раз превосходит среднее значение, отличие становится заметным, поскольку приятная дискретизация не в состоянии описать столь круто меняющуюся функцию. Точность можно повысить и при том же числе слоев, сгустив их в верхней части паза за счет разрежения сетки у его дна.



В табл. 1 приведено сравнение коэффициентов вытеснения для активного и индуктивного сопротивлений прямоугольного паза, рассчитанных аналитически и по МКЭ.

В [Л. 8] полученное даже на частоте 50 Гц несоответствие объяснено грубостью дискретизации (10 слоев). Паз  $1 \times 1$  см, рассмотренный в [Л. 8], рассчитан и нами (при той же сетке и граничных условиях). Совпадение с аналитическим решением на частотах 50 и 500 Гц сходно с приведенным на рис. 2,а. Лишь на частоте 5 кГц отличие более заметно, но на таких частотах и аналитический расчет нельзя считать для квадратного паза точным, поскольку поле в большей степени становится двухмерным. Ограниченность сведений в [Л. 8] не позволяет выявить ошибку автора.

В случаях, когда аналитическое решение как критерий точности отсутствует, естественно, возникают вопросы о достаточности густоты КЭС. Ответить на них всегда непросто. Априори установить количественную связь между степенью дискретизации и точностью расчета невозможно — это общий и неизбежный недостаток всех численных методов. Легко дать лишь самые общие рекомендации, следование которым позволяет избежать грубых ошибок. Однако руководствоваться ими не просто, так как нужно иметь ясное представление о характере ожидаемой картины поля. Для этого нужен опыт и достаточное понимание физики проблемы.

Дискретная модель удовлетворительна в той мере, в какой функции формы ее элементов способны отобразить истинную картину поля. Для нашей задачи густоту сетки можно связать с относительной глубиной паза  $\xi$  [Л. 13]. При анализе рис. 2,а можно допустить, что при  $\xi < 3$  (чему для рассмотренного случая соответствует частота до 600 Гц) может оказаться достаточной разбивка паза по высоте всего на три слоя треугольников, в каждом из которых предполагается изменение плотности тока по линейному закону. И действительно, расчет для 500 Гц ( $\xi = 2,7$ ) показал:  $K_R = 2,87$  и  $K_X = 0,54$  (сравним с табл. 1).

Понятно, что при непрямоугольном пазе сетку желательно сгущать в местах расширений или су-

Таблица 1

Частота $f$ , Гц	Коэффициент вытеснения					
	$K_R$			$K_X$		
	аналитика	МКЭ <sub>p</sub>	МКЭ <sub>н</sub>	аналитика	МКЭ <sub>p</sub>	МКЭ <sub>н</sub>
50	1,046	1,046	1,044	0,987	0,987	0,988
500	2,691	2,718	2,688	0,564	0,561	0,571
5000	8,523	9,149	8,702	0,176	0,158	0,174

Примечание. Индексы «р» и «н» МКЭ указывают на равномерность или неравномерность (в направлении оси паза) восьмислойной сетки.



жений, где плотность тока меняется особенно круто. При значительной кривизне или непараллельности прямых стенок паза имеет значение и дискретизация паза по ширине.

Для изучения влияния насыщения был рассмотрен закрытый паз наиболее распространенной формы — грушевидный. Высота стержня — 4 см,  $\gamma = 20$  МСм/м. Модель приведена на рис. 1. Поскольку в реальном режиме поток в зубце мал (так как определяется совокупностью токов группы пазов), то ширина стального участка, примыкающего к пазу, принята большей, чем ширина зубца, — при этом сохраняется невысокое насыщение тела зубца и при пусковом токе.

Необходимое число итераций (П2-1) оказалось от тока почти не зависящим (в диапазоне тока: рабочий — пусковой) и не превышало девяти.

Расчеты выполнены для ряда частот и токов. Коэффициенты вытеснения для активного сопротивления сведены в табл. 2, где вместо абсолютных значений токов даны их кратности:  $K_I = I/I_N$  при номинальном токе  $I_N = 494$  А. Традиционный расчет через глубину проникновения дает для 50 Гц  $K_R = 1,95$  [Л. 13]. Расчеты показали, что при очень малых токах  $K_R$  резко падает (когда стальной мостик над стержнем еще ненасыщен), но в представляющем интерес диапазоне изменения токов  $K_R$  зависит от насыщения слабо. Инженерный метод расчета  $K_R$  для грушевидного паза обеспечивает удовлетворительную точность.

Таблица 2

Кратность токов $K_I$	Коэффициент вытеснения для активного сопротивления $K_R$				
	1 Гц	25 Гц	50 Гц	75 Гц	100 Гц
0,5	1,001	1,306	1,806	2,230	2,593
1	1,001	1,318	1,832	2,276	2,650
3	1,001	1,327	1,860	2,304	2,681
5	1,001	1,324	1,854	2,291	2,657
7	1,001	1,319	1,846	2,279	2,639

Отмеченную зависимость  $K_R$  от тока не следует обобщать: для сложных стержней влияние насыщения может быть заметно глубже. Так известно, что при двойной клетке  $K_R$  зависит от индуктивности нижнего стержня, которая является функцией как всего пазового тока, так и распределения его между стержнями, т. е. самого  $K_R$ . При узкой межстержневой шейке (шлице) и с учетом указанных обратных связей (положительных) можно ожидать заметного влияния насыщения и на  $K_R$ . Впрочем, так или иначе избежать учета насыщения нельзя, так как оно является одним из важнейших факторов, определяющих эквивалентную индуктивность стержня.

В индуктивность  $L$ , определяемую по (5), вносит вклад не только поток рассеяния, локализованный в роторе, но также и поток, проникающий через зазор в коронку зубца статора. Хотя эти составляющие в условиях насыщения взаимосвязаны, представляет интерес их разделение в конечных результатах. Собственно индуктивность стержня можно определить как

$$L_{\pi} = L - A_{\pi}/I,$$

где  $A_{\pi}$  — потенциал узла, лежащего на поверхности ротора против оси паза.

Значения индуктивности  $L_{\pi}$  (для 1 м длины стержня) приведены в табл. 3. Коэффициент вытеснения для  $X$  при 50 Гц с ростом тока от номиналь-

Таблица 3

Кратность тока	Значение индуктивности $L_{\pi}$ , мкГн/м				
	1 Гц	25 Гц	50 Гц	75 Гц	100 Гц
0,5	4,36	4,16	3,86	3,66	3,56
1	3,60	3,42	3,10	2,94	2,80
3	2,92	2,71	2,41	2,23	2,09
5	2,57	2,37	2,07	1,89	1,75
7	2,39	2,20	1,90	1,71	1,58

ного до пускового падает с 0,86 до 0,79. При расчете по [Л. 13], рассматривая паз полузакрытым, получают значения  $L_{\pi}$  для постоянного тока: ненасыщенное — 2,83 мкГн/м, с учетом насыщения при семикратном токе — 2,18 мкГн/м. Коэффициенты вытеснения  $K_X$ : без насыщения — 0,718, с насыщением — 0,629. Таким образом, МКЭ дает для  $K_X$  значения, сильно отличающиеся от обеспечиваемых инженерной методикой [Л. 13].

Некоторые сомнения в точности результатов по МКЭ могут быть вызваны несоответствием уровня насыщения оснований зубцов истинному. Действительно, при насыщении тела зубца параметры  $R$  и  $L_{\pi}$  получаются несколько меньшими. Однако, если индукция в теле зубца соответствует участку кривой намагничивания до колена насыщения, эти помехи будут невелики. Модель на рис. 1 была просчитана и при замене реальной стали ярма и части зубца идеальным ферромагнетиком с бесконечной проницаемостью при сохранении способности насыщаться у зоны вблизи мостика. Отличия полученных  $K_R$  и  $L_{\pi}$  от приведенных в табл. 2 и 3 не превысили 1%.

Наличие ферромагнитного элемента, отделенного от поверхности ротора малым зазором, оказывает более заметное влияние. При принятии поверхности ротора за линию нулевого потенциала, что исключило выпучивание поля в зазор,  $L_{\pi}$  (равное здесь полной индуктивности  $L$ ) возросло, при всех токах приблизительно на 10%. Однако на коэффициенты вытеснения, отражающие зависимость  $R$  и  $L_{\pi}$  от частоты, эта операция почти не повлияла.

Приведенные примеры демонстрируют возможности алгоритма. Применение его для расчета АД с более сложными пазами, когда обычные методики не обеспечивают должной точности, может помочь повышению качества проектирования.

**Приложение 1.** Каждое последующее уточнение при решении нелинейной системы (1) делается на основании текущих значений амплитуд индукции в треугольниках. Составляющие индукции  $\underline{B}_x$  и  $\underline{B}_y$  легко определяются через узловые потенциалы  $\{A\}$ .

Если намагничивание ферромагнитных элементов носит заведомо пульсирующий характер, то квадрат искомой амплитуды:

$$B^2 = \underline{B}_x \underline{B}_x^* + \underline{B}_y \underline{B}_y^* \quad (\Pi 1-1)$$

Некоторым элементам магнитопровода свойственно «ориентационное» перемангничивание, при котором  $B_x$  и  $B_y$  не со-

падают по фазе. В этом, общем случае

$$B^2 = \frac{1}{2} \{B_x'^2 + B_x''^2 + B_y'^2 + B_y''^2 + \sqrt{[(B_x' + B_y'')^2 + (B_x'' - B_y')^2][(B_x' - B_y'')^2 + (B_x'' + B_y')^2]}\}. \quad (\text{П1-2})$$

При пульсирующей индукции (П1-2) тождественно (П1-1); в другом предельном случае, когда  $B_y = \pm jB_x$ , (П1-1) дает двукратное завышение. Нами использовано выражение (П1-2).

Для описания магнитных свойств стали в функции  $B^2$  применена кусочно-полиномиальная интерполяция (см. [Л. 12]).

**Приложение 2.** Для решения нелинейной системы (1) принят следующий вариант процедуры Ньютона:

$$[\underline{J}]^k \{A\}^{k+1} = \{C_0\} + [D]^k \{A\}^k, \quad (\text{П2-1})$$

где  $k=0, 1, \dots$  — номер итерации.

Основу матрицы Якоби составляет матрица системы (1)

$$[J]^k = [K]^k + j\omega([L] + [M]) + [D]^k = [S]^k + [D]^k. \quad (\text{П2-2})$$

Добавка  $[D]$ , участвующая и в правой части (П2-1), определяется зависимостью  $[K]$  от потенциалов узлов и, как и она, может быть представлена суммой матриц отдельных треугольников (будем их отмечать индексом  $e$ ).

Система (1) может решаться как с привлечением комплексной арифметики, так и при рассмотрении действительных и мнимых составляющих уравнений. В последнем случае для сохранения симметрии матрицы такой удвоенной системы достаточно умножить на  $-1$  правые части и коэффициенты при  $A$  всех уравнений для мнимых частей. Если (1) расписать в составляющих, то

$$\{A\} = [A'_1, A''_1, A'_2, \dots]^T; \{C_0\} = [C'_{01}, -C''_{01}, C'_{02}, \dots]^T,$$

а каждому сочетанию узлов  $(k, l)$  будет соответствовать подматрица

$$[S_{k,l}] = \begin{bmatrix} K_{k,l}, & -\omega(L_{k,l} + M_{k,l}) \\ \text{сим}, & -K_{k,l} \end{bmatrix}.$$

В таком же смысле можно понимать и другие матрицы в (П2-2).

Если ввести вспомогательный вектор

$$\{U\} = \frac{1}{v} [K]^e \{A\}^e,$$

где  $v$  — величина, обратная магнитной проницаемости, то  $(k, l)$ -й элемент матрицы  $[D]^e$ :

$$[D_{k,l}]^e = \begin{Bmatrix} U'_k \\ -U''_k \end{Bmatrix} \begin{bmatrix} \frac{\partial v}{\partial A'_l} & \frac{\partial v}{\partial A''_l} \end{bmatrix}. \quad (\text{П2-3})$$

В производных, входящих в (П2-3), нужно выделить множители, характеризующие сорт стали, но не зависящие от расчетной модели. Если использовать приближенное выражение для индукции в треугольнике (П1-1), то окончательно можно получить

$$[D_{k,l}]^e = \frac{2}{s} \frac{\partial v}{\partial B^2} \begin{Bmatrix} U'_k \\ -U''_k \end{Bmatrix} [U'_l, U''_l]. \quad (\text{П2-4})$$

Таким образом, кроме зависимости  $v(B^2)$  необходимо располагать и ее крутизной; индукцию следует вычислять по (П1-2).

Нельзя не заметить, что матрица, состоящая из (П2-4), несимметрична и не имеет комплексного аналога. Решение системы (П2-1) с несимметричной матрицей Якоби при сим-

метрии матрицы  $[S]$  ничем не может быть оправдано; необходимо изыскать возможность обоснованного упрощения (П2-4), обеспечивающего ее симметрию. Если принять во внимание, что поле в наиболее насыщенных элементах магнитопровода бывает близким к пульсирующему и допустить, что уточнение поля на текущей итерации изменяет в большей степени амплитуды потенциалов, чем фазовые соотношения, то оказалось возможным упростить (П2-4):

$$[D_{k,l}]^e \approx \frac{2}{s} \frac{\partial v}{\partial B^2} \times \begin{bmatrix} (U'_k U'_l + U''_k U''_l), & 0 \\ 0, & -(U'_k U'_l + U''_k U''_l) \end{bmatrix}. \quad (\text{П2-5})$$

Если математическое обеспечение ЭВМ позволяет решать (П2-1) в комплексной форме, то аналог (П2-5):

$$[D_{k,l}]^e \approx \frac{2}{s} \frac{\partial v}{\partial B^2} (U'_k U'_l + U''_k U''_l).$$

Этот вариант заложен в алгоритм А2.

Итерационный процесс (П2-1) прекращался при достижении суммы приращений потенциалов всех узлов заданному уровню:

$$\sum_i (|\Delta A'_i| + |\Delta A''_i|) < 0,001 \sum_i (|A'_i| + |A''_i|).$$

#### СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Данилевич Я. Б., Домбровский В. В., Казовский Е. Я. Параметры электрических машин переменного тока. — М.; Л.: Наука, 1965.
2. Liwischitz-Garik M. Computation of skin effect in bars of squirrel-cage rotors. — Trans. AIEE, 1955, vol. 74, part 3, p. 768—771.
3. Повстень В. А., Макаров И. Е. Получение аналитических выражений частотных характеристик цепи ротора асинхронных короткозамкнутых двигателей. — Авиационное электрооборудование, 1975, вып. 1, с. 75—80.
4. Клоков Б. К. Расчет вытеснения тока в стержнях произвольной конфигурации. — Электротехника, 1969, № 9, с. 25—29.
5. Сарач А. А. Расчет процессов вытеснения тока, нагрева и насыщения путей потока пазового рассеяния в к. з. роторах с фигурными пазами во взаимосвязи. — Изв. вузов. Электромеханика, 1978, № 7, с. 736—743.
6. Повстень В. А., Сердюков В. А., Макаров И. Е. Определение параметров обмоток электрических машин методом интегральных уравнений и частичных индуктивностей. — Труды Киев. ин-та инж. гражд. авиации, 1974, вып. 7, с. 135—143.
7. Попов П. Г., Шумилов Ю. А. Анализ электромагнитных устройств с индуктивными связями методом конечных элементов. — Электричество, 1978, № 11, с. 43—48.
8. Costache Gh. Calculation of eddy currents and skin effect in nonmagnetic conductors by the finite element method. — Rev. Roum. Sci. Techn. Ser. Electrotechn. et Energ., 1976, vol. 21, № 3, p. 357—363.
9. Chari M., Csendes Z. Finite element analysis of the skin effect in current carrying conductors. — IEEE Trans. Magn., 1977, vol. 13, № 5.
10. Нейман Л. Р., Демирчян К. С. Теоретические основы электротехники. Т. 2. — Л.: Энергия, 1975.
11. Cantini G. An equation solver of very large capacity. — Int. J. Numer. Meth. Eng., 1971, vol. 3, № 3.
12. Попов П. Г., Шумилов Ю. А. Расчет тока намагничивания асинхронных двигателей методом конечных элементов. — Киев. политех. ин-т, 1978. (Рукопись деп. в УкрНИИТИ, № 1185.)
13. Сергеев П. С., Виноградов Н. В., Горяинов Ф. А. Проектирование электрических машин. — М.: Энергия, 1970.

# Линеаризация САР скорости асинхронного электропривода с тиристорным фазовым управлением

БРАСЛАВСКИЙ И. Я., ЗЮЗЕВ А. М., кандидаты техн. наук, КОКШАРОВ Л. П., инж.

Уральский политехнический институт

Управление скоростью асинхронных электроприводов с тиристорными регуляторами напряжения (ТРН) осуществляется, как правило, в системах с обратной связью по скорости. Синтез таких систем можно выполнять на основе частотных методов с применением математической линеаризации уравнений двигателя. При таком подходе к построению САР скорости асинхронного электродвигателя заданные показатели качества регулирования могут быть обеспечены только при работе электропривода вблизи координат центра разложения, так как асинхронная машина является нелинейным объектом управления, параметры которого зависят от подведенного напряжения (развиваемого момента) и частоты вращения.

Однако исследование энергетических показателей позволяет сделать вывод, что асинхронные электродвигатели с тиристорными регуляторами напряжения наиболее целесообразно применять для привода механизмов, работающих в повторно-кратковременном режиме, т. е. как раз при значительных диапазонах изменения момента и скорости двигателя. Очевидно, основные требования к такому классу электроприводов, заключающиеся в обеспечении желаемого вида переходных процессов, не зависящих от координат рабочей точки электропривода, не могут быть удовлетворены при синтезе САР на основе математической линеаризации уравнений двигателя.

В связи с появлением необходимых технических средств в последнее время при управлении нелинейными объектами широко используется метод технической линеаризации, позволяющий исключить влияние нелинейностей объекта на статические и динамические свойства САР. В статье исследуются возможности этого метода применительно к асинхронному электродвигателю с тиристорным фазовым управлением и рассматриваются вопросы синтеза САР скорости такого электропривода на основе принципов подчиненного регулирования переменных.

Техническую линеаризацию САР скорости асинхронного электродвигателя в общем случае следует выполнять на основе описания его системой дифференциальных уравнений, учитывающих электромагнитные явления в машине. Однако при этом из-за высокого порядка уравнений двигателя значительно усложняется система управления. Техническая линеаризация существенно упрощается, если ограничить полосу пропускания контура автоматического регулирования скорости таким образом, чтобы электромагнитные явления в двигателе практически не оказывали влияния на переходные процессы в приводе. В этом случае зависимость электромагнитного момента двигателя  $M$  от скорости  $\omega$  как в установившихся, так и в переходных режимах может быть выражена известной форму-

лой Клосса:

$$M = \frac{2M_K \omega_c S_K (\omega_c - \omega) (1 + a S_K)}{(\omega_c - \omega)^2 + \omega_c^2 S_K^2 + 2a S_K^2 \omega_c (\omega_c - \omega)} v_1^2, \quad (1)$$

где  $M_K$  — максимальный электромагнитный момент двигателя на естественной характеристике;  $S_K$  — критическое скольжение двигателя;  $\omega_c$  — синхронная скорость двигателя;  $v_1 = U_{1\phi}/U_{н.ф}$  — относительное значение первой гармоники фазного напряжения, подводимого к двигателю;  $a = R_1/R'_2$  — коэффициент, характеризующий отношение активных сопротивлений двигателя.

Для полного математического описания двигателя, как объекта регулирования, дополним выражение (1) уравнением движения привода:

$$M - M_c = J \frac{d\omega}{dt}, \quad (2)$$

где  $M_c$ ,  $J$  — приведенные момент сопротивления и момент инерции привода.

Как следует из (1) и (2), даже при упрощенном описании асинхронный двигатель представляет собой нелинейный объект управления, содержащий в прямом канале квадратичный преобразователь и имеющий внутреннюю нелинейную обратную связь по скорости. Для осуществления технической линеаризации САР, содержащей такой объект управления, необходимо в прямой канал регулирования скорости ввести функциональный блок, выполняющий операцию извлечения квадратного корня из сигнала управления, и охватить систему нелинейной компенсирующей обратной связью по скорости с коэффициентом передачи:

$$K(\omega) = \frac{(\omega_c - \omega)^2 + \omega_c^2 S_K^2 + 2a \omega_c S_K^2 (\omega_c - \omega)}{2\omega_c S_K (\omega_c - \omega) (1 + a S_K)}.$$

Для введения этой связи следует включить в прямой канал блок перемножения и через соответствующий функциональный блок подать на него сигнал от датчика скорости.

В результате указанных преобразований относительное значение напряжения  $U_{1\phi}$ , подводимого к двигателю, будет связано с относительным значением напряжения  $U'_{1\phi}$  на входе блока линеаризации:

$$v_1 = \sqrt{\frac{(\omega_c - \omega)^2 + \omega_c^2 S_K^2 + 2a S_K^2 \omega_c (\omega_c - \omega)}{2\omega_c S_K (\omega_c - \omega) (1 + a S_K)}} v'_1, \quad (3)$$

где  $v'_1 = \frac{U'_{1\phi}}{U_{н.ф}}$ .

Подстановка (3) в (1) показывает, что введение в систему управления соответствующих функциональных блоков приводит к линеаризации зависимости момента двигателя от относительного значения напряжения  $v'_1$ :

$$M = M_K v'_1. \quad (4)$$

Для оценки эффективности предлагаемого варианта технической линеаризации САР скорости асинхронного электропривода рассмотрим частотные характеристики указанной системы. Как известно из [Л. 1], передаточная функция асинхронного электродвигателя при рассмотрении в «малом» принимает следующий вид:

$$W_{a.d}(p) = \frac{\Delta\omega(p)}{\Delta v_1(p)} = \frac{W_v(p)}{Jp + W_\omega(p)}, \quad (5)$$

где  $W_v(p) = \frac{\Delta m(p)}{\Delta v_1(p)}$  — выраженное в операторной форме

отношение приращения момента к вызвавшему его приращению напряжения при пренебрежении внутренней обратной связью в двигателе по скорости, т. е. при  $\omega = \text{const}$  и  $\Delta\omega = 0$ ;  $W_\omega(p) = -\frac{\Delta m(p)}{\Delta\omega(p)}$  —

выраженное в операторной форме отношение приращения момента к вызвавшему его приращению скорости при условии  $v_1 = \text{const}$  и  $\Delta v_1 = 0$ .

При введении в систему автоматического регулирования скорости нелинейных блоков, осуществляющих преобразование сигнала управления в соответствии с (3), передаточную функцию объекта управления, очевидно, следует рассматривать по отношению к напряжению  $v'_{1ф}$ . Для получения этой передаточной функции используем разложение (3) в ряд Тейлора:

$$\Delta v_1 = K_v \Delta v'_1 + K_\omega \Delta\omega, \quad (6)$$

где

$$K_v = \frac{\partial v_1}{\partial v'_1} = \frac{1}{4} \frac{S_0/S_K + S_K/S_0 + 2aS_K}{v_{10}(1 + aS_K)};$$

$$K_\omega = \frac{\partial v_1}{\partial \omega} = \frac{v_{10}}{2} \frac{S_K/S_0^2 - 1/S_K}{S_0/S_K + S_K/S_0 + 2aS_K};$$

$v_{10}$ ,  $S_0$  — относительное значение напряжения питания и скольжение двигателя, соответствующие координатам центра разложения.

Из (6) следует, что в структурной схеме объекта управления при рассмотрении в «малом» блок линеаризации может быть представлен входным линейным звеном и дополнительной жесткой обратной связью по скорости. Для нахождения передаточной функции линеаризованной системы подставим (6) в (5) и после преобразований получим:

$$W_{a.d}^l(p) = \frac{\Delta\omega(p)}{\Delta v'_1(p)} = \frac{K_v W_v(p)}{Jp + W_\omega(p) - K_\omega W_v(p)}. \quad (7)$$

Анализ ЛАЧХ и ФЧХ, рассчитанных по выражениям (5) и (7) для ряда двигателей при описании асинхронной машины системой дифференциальных уравнений Парка—Горева, показывает, что коэффициент передачи и постоянные времени двигателей в нелинеаризованной системе существенно зависят от координат центра разложения, в то время как в линеаризованной системе зависимость этих параметров от указанных координат проявляется в значительно меньшей степени и касается главным образом только малых постоянных времени, характеризующих протекание электромагнитных переходных процессов, в двигателе. Для

иллюстрации этих выводов на рис. 1 показаны ЛАЧХ и ФЧХ двигателя МТ012-6, рассчитанные по (5) и (7) при различных координатах центра разложения. Из приведенных характеристик видно, что если в САР скорости асинхронного электропривода использовать предлагаемый блок линеаризации и выбирать частоту среза типовой желаемой ЛАЧХ в области, где ЛАЧХ двигателя с блоком линеаризации не зависят от координат центра разложения, то рассматриваемую САР действительно можно считать линейной, представляя двигатель интегрирующим звеном:

$$W_{a.d}^l(p) = M_K/Jp. \quad (8)$$

Исследования частотных характеристик двигателей различных серий приводят к выводу, что электромагнитные переходные процессы в асинхронной машине, возникающие при изменении напряжения на двигателе, не оказывают существенного влияния на переходные процессы в контуре скорости (следовательно, можно использовать (8) при описании двигателя), если частота среза  $\Omega_{ср}$  этого контура выбрана из следующего условия:

$$\Omega_{ср} \leq \frac{1}{(4 \div 6) T_{эм}}, \quad (9)$$

где  $T_{эм}$  — максимальная из электромагнитных постоянных времени типовых звеньев, входящих в передаточную функцию асинхронного электродвигателя, рассматриваемого в «малом».

Анализ передаточных функций двигателя без учета активного сопротивления статорной цепи показывает, что  $T_{эм} \leq \frac{1}{\omega_0 a' r}$ , если коэффициент за-

тухания роторной цепи при замкнутом статоре  $a' r < 1$ , в противном случае  $T_{эм} = 1/\omega_0$  (здесь  $\omega_0$  — угловая частота напряжения питающей сети). Этот вывод распространяется и на реальные условия работы двигателя с учетом активного сопротивления статора, что подтверждается результатами расчета собственных частот двигателей, приведенными в [Л. 2]. Исходя из сказанного, а также учитывая, что  $a' r \approx S_K$ , условие (9) для двигателей

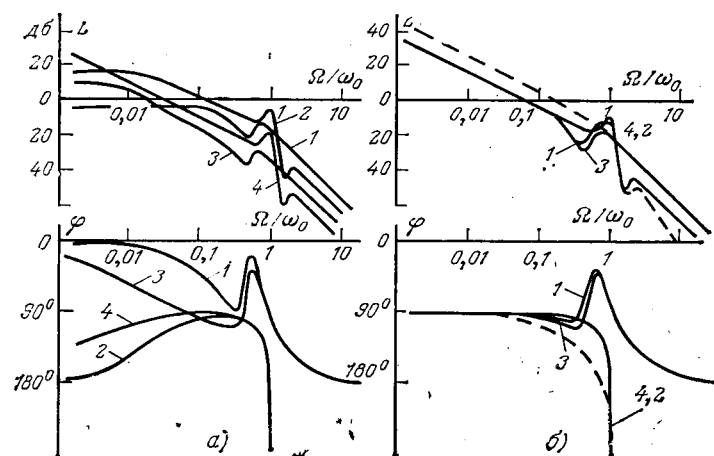


Рис. 1 ЛАЧХ и ФЧХ двигателя МТ012-6.

а — в нелинеаризованной системе; б — в линеаризованной системе.  
1, 2 —  $v_{10} = 1$ ; 3, 4 —  $v_{10} = 0.2$ ; 1, 3 —  $S_0 = 0.2$ ; 2, 4 —  $S_0 = 1$ .  
--- — ЛАЧХ и ФЧХ разомкнутого контура скорости при  $v_{10} = 0.2, \dots, 1.0, S = 1$ .

с короткозамкнутым ротором можно записать в следующем виде:

$$\Omega_{\text{ср}} \leq \omega_0 S_K / (4 \div 6). \quad (10)$$

Из анализа параметров асинхронных двигателей с повышенным скольжением малой и средней мощности, рекомендуемых для применения в системах тиристорного фазового управления, следует, что частота среза, выбранная из (10), находится обычно в пределах от 20 до 50 рад/с, т. е. предлагаемая САР скорости несмотря на определенное ограничение полосы пропускания может обладать достаточно высоким быстродействием.

При реализации асинхронных электроприводов с тиристорным фазовым управлением блок линеаризации располагается на входе системы импульсно-фазового управления тиристорами (СИФУ) [Л. 3], угол открытия  $\alpha$  которых, а следовательно, и значение напряжения  $U_{1\phi}$ , подводимого к двигателю, определяется напряжением управления  $U_y$  на входе СИФУ. Предлагаемое ограничение полосы пропускания САР скорости асинхронного электродвигателя с тиристорным регулятором напряжения позволяет представить СИФУ и симметричный ТРН безынерционными усилительными звеньями с коэффициентами передачи  $K_{\text{СИФУ}}$  и  $K_{\text{ТРН}}$  (при этом значение  $K_{\text{ТРН}}$  можно принимать постоянным и равным максимальному значению на рабочем участке регулировочной характеристики тиристорного преобразователя). Поэтому можно записать, что  $v_1 = K_{\text{СИФУ}} K_{\text{ТРН}} U_y$ , где напряжение управления должно быть связано с напряжением  $U_{\text{р.с.}}$ , вырабатываемым регулятором скорости, зависимостью, аналогичной (3). Используя указанные соотношения из (1), находим, что момент двигателя в рассматриваемой системе будет пропорционален напряжению  $U_{\text{р.с.}}$ , поступающему на вход блока линеаризации:

$$M = K_{\text{СИФУ}}^2 K_{\text{ТРН}}^2 M_K U_{\text{р.с.}}$$

Следовательно, передаточная функция разомкнутого контура скорости, состоящего из блока линеаризации, СИФУ, ТРН и тахогенератора с коэффициентом передачи  $K_{\text{ТГ}}$ , приобретает следующий вид:

$$W_o(p) = \frac{K_{\text{ТГ}} K_{\text{СИФУ}}^2 K_{\text{ТРН}}^2 M_K}{J p}. \quad (11)$$

Синтез регулятора скорости для рассматриваемой системы с учетом (10) может быть выполнен

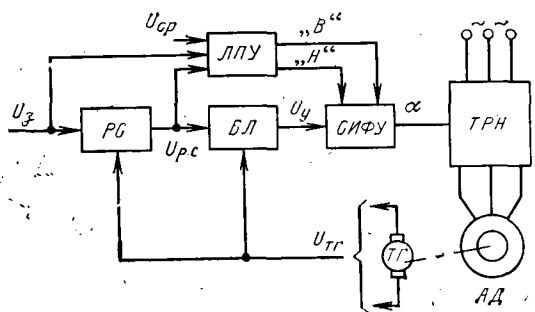


Рис. 2. Функциональная схема электропривода

исходя из настройки контура скорости на апериодический переходный процесс. При этом ограничение полосы пропускания должно обеспечиваться за счет соответствующего выбора коэффициента усиления пропорционального регулятора скорости. Однако для повышения помехоустойчивости системы целесообразно в прямой канал регулирования внести апериодический фильтр (приняв его постоянную времени в качестве некомпенсируемой постоянной), который осуществлял бы подавление помех, вызванных, в частности, пульсациями напряжения тахогенератора, а также дополнительно снижал влияние электромагнитных переходных процессов в двигателе на переходные процессы в контуре скорости. В этом случае при настройке контура скорости на модульный оптимум передаточная функция регулятора скорости, исходя из (11), должна быть следующей:

$$W_{\text{р.с.}}(p) = \frac{J}{M_K K_{\text{ТГ}} K_{\text{СИФУ}}^2 K_{\text{ТРН}}^2 \tau_{\mu} (\tau_{\mu} p + 1)}, \quad (12)$$

где  $\tau_{\mu} = \frac{1}{2\Omega_{\text{ср}}}$  — некомпенсируемая постоянная времени.

Как видно из (12), регулятор скорости в данном случае включает в себя и предлагаемый апериодический фильтр. Одна из частотных характеристик разомкнутого контура скорости для рассматриваемого случая показана на рис. 1,б.

Статическая ошибка в линеаризованном контуре скорости, очевидно, пропорциональна моменту сопротивления:

$$\Delta\omega = \frac{2\tau_{\mu}}{J} M_c. \quad (13)$$

Для исключения статической ошибки контур скорости можно выполнить двукратноинтегрирующим, осуществив настройку его на симметричный оптимум. Регулятор скорости при этом должен иметь следующую передаточную функцию:

$$W_{\text{р.с.}}(p) = \frac{J (4\tau_{\mu} p + 1)}{M_K K_{\text{ТГ}} K_{\text{СИФУ}}^2 K_{\text{ТРН}}^2 \tau_{\mu}^2 p (\tau_{\mu} p + 1)}, \quad (14)$$

причем на вход контура скорости в этом случае, как известно, включают апериодический фильтр с постоянной времени  $4\tau_{\mu}$  для ограничения перерегулирования при обработке управляющего воздействия.

На рис. 2 изображена блок-схема построенной с учетом изложенных принципов САР скорости асинхронного электродвигателя. В системе использован симметричный реверсивный ТРН, позволяющий с наибольшим быстродействием изменять напряжение, подводимое к двигателю, и переключать его для работы в различных режимах (двигательном, противовключении или рекуперативном торможении). Управление тиристорами группы «вперед» и «назад», обеспечивающими вращение двигателя в различных направлениях, осуществляется с помощью блока СИФУ. Напряжение управления поступает на вход блока СИФУ от регулятора скорости (РС) через блок линеаризации (БЛ), причем выбор необходимой группы вентиля «вперед»

или «назад»), а также обеспечение бестоковой паузы при их переключении выполняет логическое переключающее устройство (ЛПУ), воздействующее на СИФУ. Логика функционирования описывается следующим выражением:

$$\langle B \rangle = X_2 \bar{X}_3 + X_1 X_3;$$

$$\langle H \rangle = \bar{X}_2 \bar{X}_3 + \bar{X}_1 X_0,$$

где  $\langle B \rangle$  и  $\langle H \rangle$  — логические переменные, соответствующие работе тиристорных групп «вперед» или «назад»;  $X_1, X_2, X_3$  — логические переменные, характеризующие состояние сигналов в системе управления:

$$X_1 = \begin{cases} 1 & \text{при } U_s \geq 0; \\ 0 & \text{при } U_s < 0; \end{cases} \quad X_2 = \begin{cases} 1 & \text{при } U_{p.c} \geq 0; \\ 0 & \text{при } U_{p.c} < 0; \end{cases}$$

$$X_3 = \begin{cases} 1 & \text{при } |U_s| - |U_{cp}| \geq 0; \\ 0 & \text{при } |U_s| - |U_{cp}| < 0; \end{cases}$$

$U_{cp}, U_s$  — напряжение сравнения, соответствующее величине синхронной скорости и напряжение задания на скорость.

Логическое переключающее устройство обеспечивает однозначную связь направления момента двигателя с полярностью сигнала управления, вырабатываемого регулятором скорости.

В состав блока линеаризации входят блок перемножения и два функциональных блока, осуществляющих преобразование в соответствии с (3) сигнала от регулятора скорости. Отметим, что для ряда двигателей, например, краново-металлургических серий, развивающих на естественной характеристике в большом диапазоне скоростей практически постоянный момент, коэффициент передачи цепи внутренней обратной связи двигателя по скорости при работе на регулировочных характеристиках очень слабо зависит от скорости. Очевидно, в этом случае цепь компенсирующей обратной связи по скорости (т. е. блок перемножения и один из функциональных блоков из схемы управления) может быть исключена.

Работа схемы, показанной на рис. 2, происходит следующим образом. В отсутствие сигнала управления СИФУ обеспечивает максимальный фазовый сдвиг управляющих импульсов, при котором выходное напряжение ТРН практически равно нулю и двигатель не развивает момента. При подаче напряжения задания  $U_s \neq 0$  на вход регулятора скорости ЛПУ включает в работу необходимую группу тиристорных, угол открытия которых будет зависеть от значения напряжения управления, поступающего на вход СИФУ из системы регулирования, обеспечивающей разгон и работу двигателя с заданной скоростью. Режим работы двигателя при этом может быть как двигательный, так и тормозной, в зависимости от значения и направления момента нагрузки. При переводе на пониженную скорость или при возможных ее перерегулированиях, когда изменяется полярность сигнала, вырабатываемого регулятором скорости, ЛПУ переключает группы тиристорных, изменяя режим работы двигателя на период устранения возникшего в системе рассогласования.

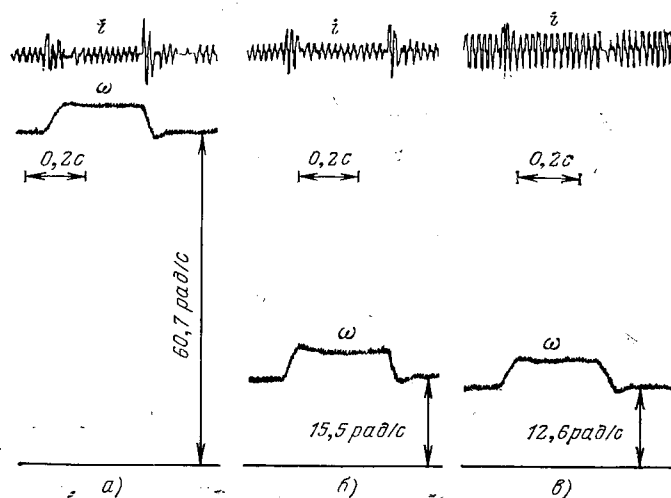


Рис. 3. Осциллограммы отработки электроприводом скачка управляющего воздействия  $\Delta\omega_s = 3$  рад/с ( $\omega_s$  — заданное значение скорости;  $i$  — ток фазы статора)

а —  $\omega_s = 61$  рад/с,  $M_c = M_{x.x}$ ; б —  $\omega_s = 15,5$  рад/с,  $M_c = M_{x.x}$ ; в —  $\omega_s = 12,6$  рад/с,  $M_c = M_n$ .

При работе электропривода с активным моментом нагрузки во втором или четвертом квадрантах ЛПУ управляет тиристорами ТРН таким образом, что до синхронной скорости двигатель работает в режиме торможения противовключением, а при  $U_s$ , превышающем задание на синхронную скорость ( $U_{cp}$ ), переходит в режим рекуперативного торможения и работает на естественной характеристике.

Электропривод, выполненный в соответствии с предлагаемой функциональной схемой, обладает свойствами четырехквadrантного электропривода и может применяться для работы с активным моментом нагрузки, а также в более сложных системах управления, какими являются, например, позиционные следящие системы. Так как в рассматриваемой системе направление вращения двигателя определяется полярностью напряжения задания, а скорость — значением этого напряжения, то для управления электроприводом можно использовать унифицированные бесконтактные командоаппараты или различные аналоговые датчики технологических параметров.

Правильность предложенных принципов технической линеаризации асинхронного электропривода и методов синтеза замкнутых САР скорости была подтверждена при математическом моделировании асинхронных электродвигателей с тиристорным управлением [Л. 4] и экспериментальными исследованиями. Установлено, что динамические и статические показатели предлагаемой САР при работе регуляторов в линейной зоне практически не зависят от частоты вращения двигателя и момента нагрузки, соответствуя стандартным показателям качества, принятым для систем с подчиненным регулированием переменных. Для иллюстрации этого вывода на рис. 3 показаны экспериментальные осциллограммы отработки двигателем МТ 012-6 (с закороченным ротором при  $I_s = 4 I_{дв}$ ) скачка управляющего воздействия на холостом ходу и под

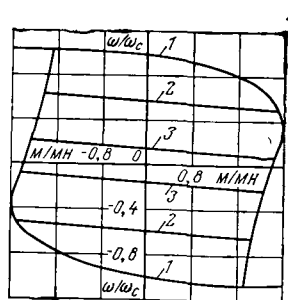


Рис. 4. Механические характеристики электропривода.  
1 — естественные характеристики;  
2 — регулировочные характеристики  
при  $\omega_3 = 61$  рад/с; 3 — то же при  $\omega_3 = 15,7$  рад/с.

нагрузкой в замкнутой линеаризованной системе автоматического регулирования скорости при настройке контура скорости на модульный оптимум ( $\tau_\mu = 0,01$  с), а на рис. 4 изображены статические характеристики этого же электропривода, полученные экспериментально. Укажем, что система управления электроприводом в данном случае была выполнена без цепи компенсирующей связи по скорости.

Сравнение рассматриваемой системы с нелинеаризованной САР скорости двигателя показало, что в линеаризованной системе коэффициент передачи контура скорости не зависит от подводимого к двигателю напряжения и частоты вращения, в то время как в нелинеаризованной системе этот коэффициент связан с указанными параметрами и, в частности, на холостом ходу является минимальным, что приводит к снижению быстродействия привода в области малых нагрузок. Указанные свойства нелинеаризованной системы затрудняют построение

на ее основе астатических систем регулирования скорости. При использовании предложенного метода технической линеаризации эта задача может быть успешно решена.

Проведенные исследования показывают, что при соответствующем ограничении полосы пропускания контура скорости можно осуществить техническую линеаризацию САР скорости асинхронного электропривода без учета электромагнитных переходных процессов в машине. Предложенная инженерная методика позволяет выполнять обоснованный расчет регуляторов скорости, обеспечивающих стандартные показатели качества переходных процессов при изменении управляющих и возмущающих воздействий, независимо от параметров рабочей точки электропривода.

#### СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Герасимьяк Р. П., Ковригин В. А. Использование метода частотных характеристик для анализа устойчивости асинхронного привода. — Электротехническая промышленность. Электропривод, 1975, № 8.
2. Соколов М. М. и др. Электромагнитные переходные процессы в асинхронном электроприводе. — М.: Энергия, 1967, с. 42—46.
3. Браславский И. Я., Зюзев А. М., Кокшаров Л. П. Рациональные структуры систем тиристорного асинхронного электропривода с фазовым управлением. — Электротехническая промышленность. Электропривод, 1979, № 2 (73).
4. Браславский И. Я., Зюзев А. М., Кокшаров Л. П. Исследование замкнутых систем тиристорного асинхронного электропривода с фазовым управлением. — В кн.: Автоматизированный электропривод. — Свердловск: Средне-Уральское книжное издательство, 1978, вып. 2.

[23.12.80]

## Расчет электростатического поля на поверхности датчика обратной короны

ЛЯПИН А. Г., РАЧЕК А. Я.

Для управления процессами электронно-ионной технологии широко используются различные датчики. Дифференциальный датчик обратной короны [Л. 1] выполнен из двух систем чередующихся изолированных и оголенных тонких проводников, расположенных в одной плоскости. В практике электрогазоочистки датчики обычно заменяют маленький участок плоского осадительного электрода. Проводники датчика из-за их волнистости могут искажать поле у поверхности осадительных электродов и тем самым изменять условия возникновения обратной короны на поверхности диэлектрика или на высокоомном слое пыли в электрофильтрах. Цель настоящей статьи — оценить искажение поля на рабочей поверхности дифференциального датчика обратной короны.

Рабочая поверхность датчика в условиях эксплуатации всегда покрыта высокоомным слоем пыли толщиной 3—15 мм. Диэлектрическая проницаемость фторопластовой изоляции проводников датчика приближается к усредненному значению аналогичного параметра всего слоя пыли. Поэтому с некоторым приближением поверхность датчика можно рассматривать как ряд соприкасающихся цилиндрических проводников, расположенных в одной плоскости и окруженных диэлектриком с проницаемостью  $\epsilon_r$ .

Обычно при решении аналогичных задач (поле между анодом и катодом лампы с сеткой) каждый проводник заменяют линейным зарядом, т. е. пренебрегают размерами проводника по сравнению с расстоянием между ними [Л. 2]. Поскольку в рассматриваемом случае проводники датчиков соприкасаются друг с другом, необходимо учитывать их взаимное влияние.

С учетом конструкции рамки крепления датчика на поверхности осадительных электродов электрофильтров типа УГ рабочую поверхность датчиков можно рассматривать как ряд заземленных полуцилиндров на плоскости. Согласно [Л. 3] поле в области осадительных электродов близко к однородному и перпендикулярно плоскому электроду. Таким образом, отдельный проводник датчика следует рассматривать как полуцилиндр на плоскости во внешнем однородном поле. Полуцилиндр дополним до полного цилиндра, отобразив поверхностные заряды полуцилиндра в плоскости по методу изображения. В итоге получим картину поля вокруг выделенного проводника датчика, аналогичную поляризованному проводнику.

Для расчета поля системы соприкасающихся проводников датчика обратной короны применим метод эквивалентных дипольных моментов. Сущность его заключается в том, что неизвестное распределение зарядов на поверхности проводника заменяется конечным числом эквивалентных линейных дипольных моментов, расположенных в объеме проводника. В основу нового метода положен метод эквивалентных зарядов, который применительно к аппаратам электрогазоочистки разработан в МЭИ [Л. 4—6]. По методу эквивалентных зарядов неизвестное распределение зарядов на поверхности полуцилиндра заменяется системой линейных зарядов над плоскостью.

Поле поляризации уединенного цилиндрического проводника определяется формулой [Л. 4]:

$$E_T = E_{вн}(1 - r_0^2/z^2), \quad (1)$$

где  $z$  — комплексная координата точки;  $r_0$  — радиус цилиндрического проводника;  $E_T$  — напряженность поля в точке  $T$ ;  $E_{вн}$  — внешнее однородное поле.

В уравнении (1) определим составляющие поля:

$$E_x = -E_{вн}r_0^2 2xy/r^4, \quad (2)$$

$$E_y = E_{вн} + E_{вн}r_0^2(y^2 - x^2)/r^4, \quad (3)$$

где  $r$  — расстояние от точки центра координат до точки поля.

Потенциал в любой точке поля

$$\varphi = \varphi_{вн} - E_{вн}r_0^2 y/r^2. \quad (4)$$

Сравним уравнения аппроксимации эквивалентными рядами [Л. 4] с точными уравнениями поля поляризованного проводника (1) — (4). Для первых уравнений с увеличением расстояния  $r$  от расположения проводника до точки  $T$  поля потенциал изменяется по логарифмическому закону, а напряженность поля — по закону  $r^{-1}$ . Совсем другие закономерности имеем для точных уравнений (1) — (4), где потенциал поля изменяется по закону  $r^{-1}$ , а напряженность поля — по  $r^{-2}$ . Указанные различия в уравнениях и объясняют плохую сходимость данных по полю на поверхности полуцилиндра, т. е. в точках, где создаются условия возникновения обратной короны и для которых необходимо выполнить расчеты поля. Даже при расположении 30 линейных зарядов внутри полуцилиндра погрешность поля в области максимальной напряженности поля согласно [Л. 4] составляет 7%. Дальнейшее увеличение количества зарядов приводит к плохой обусловленности матрицы потенциальных коэффициентов системы линейных уравнений и появлению неустойчивости при решении системы. Следует отметить, что в случае применения ЦВМ одновременно с увеличением количества эквивалентных зарядов растет и погрешность вычисления за счет округления отдельных слагаемых напряженности поля [Л. 7].

С целью повышения точности расчетов поля непосредственно на рабочей поверхности датчика в настоящей статье предложено поляризованный проводник заменять не отдельными зарядами, а линейными диполями, расположенными в объеме проводника. Диполи состоят из пары бесконечных длинных нитей, имеющих равные и противоположные по знаку заряды. Следовательно, сумма всех зарядов проводника равна нулю, что соответствует действительности. В то же время потенциал диполя в бесконечности стремится к нулю как  $r^{-1}$ , а напряженность поля — как  $r^{-2}$ , что совпадает с точными уравнениями поля поляризованного проводника.

Согласно уравнению (1) поле вокруг уединенного поляризованного проводника представляет собой сумму  $E_{вн}$  и поля, как бы созданного заряженными нитями, которые распределены по сечению проводника. Суммарный дипольный момент всех заряженных нитей на единицу длины проводника составляет:

$$D = 2\pi\epsilon r_0^2 E_{вн}. \quad (5)$$

Следовательно, в объеме проводника необходимо располагать не диполи, а отдельные заряженные цилиндры, в которых заключен суммарный дипольный момент  $D$ . Суммируя поле от каждого  $D$ , локализованного в отдельном эквивалентном цилиндре, можно определить поле для составляющих градиента в любой точке  $T$ :

$$E_x = - \sum_{m=1}^k D_m \frac{(x - x_m)(y - y_m)}{[(x - x_m)^2 + (y - y_m)^2]^2}; \quad (6)$$

$$E_y = E_{вн} + \sum_{m=1}^k D_m \frac{(y - y_m)^2 - (x - x_m)^2}{[(x - x_m)^2 + (y - y_m)^2]^2}; \quad (7)$$

$$E_T = \sqrt{E_x^2 + E_y^2}, \quad (8)$$

где  $x, y$  — координаты точки  $T$ ;  $x_m, y_m$  — координаты центра эквивалентного диполя.





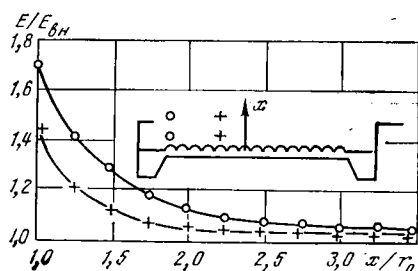


Рис. 3. Влияние расстояния от вершины полуцилиндров на усиление поля.

межэлектродное расстояние намного больше  $r_0$ , то возмущение поля  $E^*$  будет существенно больше, чем для случая центральных проводников. Превышение  $E^*$  на вершине крайнего проводника зависит от  $r_0$ . Для уменьшения  $E^*$  в практических конструкциях датчиков крайние проводники целесообразно располагать вблизи выступов осадительных электродов так, чтобы они экранировали часть поверхности датчика. Это было проверено экспериментально. Предложенный датчик был размещен на С-образном осадительном электроде модели реального электрофильтра типа УГ. При изменении размеров датчика и диаметров проводников  $r_0$  получено подтверждение правильности расчетов.

Сопоставление экспериментальных и расчетных данных позволяет утверждать, что конструкция датчиков обратной

короны не оказывает влияния на величину регистрируемого тока короны и на условия возникновения обратной короны.

#### СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Ляпин А. Г., Рачек А. Я. Интегральные и дифференциальные методы выявления обратной короны. — Электричество, 1978, № 11.
2. Методы расчета электростатических полей/ Н. Н. Миролюбов и др. М.: Высшая школа, 1963. — 413 с.
3. Верещагин И. П. Методы расчета электростатического поля и поведения частиц при униполярном коронном разряде: на степень д-ра техн. наук. М., 1975, в надзаг.: М-во высш. и средн. спец. образования СССР, Мос. энергетический ин-т.
4. Влияние формы осадительных электродов на распределение поля у их поверхности/ И. П. Верещагин и др. — Изв. АН СССР. Энергетика и транспорт, 1978, № 5.
5. Верещагин И. П., Заргарян И. В., Семенов А. В. Расчет электростатического поля между иглой и плоскостью. — Электричество, 1974, № 11.
6. Верещагин И. П., Заргарян И. В. Расчет поля униполярного коронного разряда в электрофильтрах с игольчатыми электродами. — Электричество, 1976, № 1.
7. Мак-Кракен Д., Дорн У. Численные методы и программирование на ФОРТРАНЕ. — М.: Мир, 1977. — 579 с.
8. Блохин Ю. В., Журавлев Э. Н., Ярославский В. Н. — К расчету электростатических полей методом эквивалентных зарядов. — Электричество, 1980, № 2.
9. Резвых К. А. Расчет электростатических полей. — М.: Энергия, 1967. — 121 с.

[22.01.81]

УДК 621.3.014:613.647

## Сравнительная опасность токов различного вида

ЩУЦКИЙ В. И., доктор техн. наук

Московский горный институт

СИДОРОВ А. И., СИТЧИХИН Ю. В., инженеры

Челябинский политехнический институт

Анализ электротравматизма на открытых горных работах ряда предприятий Южного Урала и Казахстана за 1964—1979 гг. позволил статистически оценить опасность токов различного вида. В табл. 1 приведены данные об электротравмах, происшедших в электроустановках постоянного и переменного тока, с учетом напряжения.

Поражения постоянным током произошли в основном в тяговых сетях электрифицированного железнодорожного транспорта карьеров. Строго говоря, ток в этом случае выпрямленный с малыми пульсациями.

Широкое внедрение тиристорных электроприводов экскаваторов, установка в электрических сетях карьеров устройств контроля изоляции, реагирующих на оперативный ток, и отсутствия нормативных данных для выпрямленных, с углом регулирования и смешанных<sup>1</sup> токов делают актуальным целенаправленное исследование сравнительной опасности токов различного рода. В этом случае достигается достоверность результатов эксперимента, однако, возникает необходимость обеспечения условий безопасности для испытуемых. В различных публикациях, посвященных проблеме электробезопасности, подчеркивается сложность проведения подобных экспериментов, указывается на необходимость разработки мероприятий, исключающих неблагоприятный исход для испытуемых, но никаких конкретных практических рекомендаций, как правило, не приводится.

Для проведения цикла исследований по оценке сравнительной опасности токов различного вида был разработан комплекс организационно-технических мероприятий, обеспечивающих соблюдение условий безопасности при проведении опытов.

<sup>1</sup> Смешанный ток — ток, образованный наложением постоянного тока на синусоидальный или взаимным наложением синусоидальных токов различной частоты.

Как показал накопленный опыт, приборы для исследования факторов электробезопасности должны: иметь возможность применения в производственных условиях; выполняться в сплошных корпусах из изоляционного материала; иметь изолированные от земли входные цепи; содержать в выходных цепях токоограничивающие элементы; подключаться к сети и к исследуемому объекту с помощью проводников, изготовленных из гибкого многожильного кабеля; не оказывать влияния на электротехнические параметры исследуемого объекта; давать возможность визуального контроля исследуемых параметров; подключаться через трансформаторы, имеющие защиту от перехода напряжения с вышней стороны на низшую.

Перечисленные требования являются техническими мероприятиями, с учетом которых была разработана схема экспериментального стенда. К организационным мероприятиям следует отнести: предварительный медицинский осмотр лиц, давших добровольное согласие на участие в эксперименте; инструктаж участников эксперимента с разъяснением правил поведения во время эксперимента; проверку исправности экспериментального стенда непосредственно перед опытом; демонстрацию принципа действия стенда на исследователях; участие в эксперименте медицинского работника.

Исследования проводились при протекании тока по пути «рука — рука», с полным охватом электродов. Для обеспечения постоянства контакта между рукой испытуемого и электродом были применены специальные электроды, состоящие из двух полуцилиндров, разделенных пружинящими стойками. При нажатии полуцилиндры сближаются, и при определенном усилии планка освобождает кнопку выключателя, в результате чего последний замыкает цепь лампы, сигнализирующей о наличии определенного контакта. Дальнейшее сжатие полуцилиндров приводит к тому, что срабатывает выключатель и замыкает цепь лампы, показывающей, что усилие превысило требуемое. Таким образом, по заго-

Таблица 1

Распределение несчастных случаев (н.с.)  
по роду тока и напряжению

Ток	Число несчастных случаев, %	Число смертельных случаев, %	Распределение несчастных случаев, %	
			низкое напряжение	высокое напряжение
Переменный 50 Гц	72,2	49,3	12,5 в том числе: при 220 В—3,5 при 380 В—8,3	36,8 в том числе: при 3 кВ—8,3 при 6 кВ—26,4
Постоянный	27,1	18,8	1,4 в том числе: при 550 В—1,4	17,4 в том числе: при 1650 В—13,2

ранию лампы контролируется усилие, с которым сжимаются электроды [Л. 1]. В эксперименте участвовало 40 человек (мужчины в возрасте от 18 до 40 лет). Напряжение на электроды подавалось плавно, с постоянной скоростью, соответствующей длительному режиму воздействия ( $t > 1$  с).

При исследовании воздействия на организм несинусоидальных выпрямленных токов измерялись средние значения токов и напряжений, а при воздействии несинусоидальных переменных токов — действующие значения.

**Результаты исследований.** Выпрямленный ток. Исход поражения электрическим током определяется рядом параметров электрической сети, в частности, силой, частотой и родом тока, длительностью протекания тока и т. д. Для выпрямленных токов наряду с некоторыми перечисленными факторами необходимо учитывать и коэффициент пульсации [Л. 2]. С ростом коэффициента пульсации опасность увеличивается. Последнее подтверждается как экспериментальными, так и теоретическими исследованиями, для чего достаточно представить уравнение графика выпрямленного напряжения в виде тригонометрического ряда Фурье (табл. 2).

Из табл. 2 видно, что уровень постоянной составляющей в выпрямленном напряжении меняется, достигая максимального значения для трехфазной мостовой схемы ( $0,955U_m$ ). Эта схема обеспечивает также наименьшее значение коэффициента пульсации. Гармонические составляющие для данной схемы имеют малые амплитуды и повышенную частоту (300, 600 Гц и более).

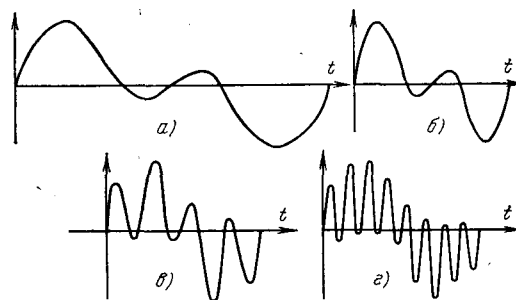
Таблица 2

Схема выпрямления	Уравнения графиков выпрямленного напряжения
Однофазная однополупериодная	$U = 0,318U_m + 0,5U_m \sin \omega t - 0,212U_m \cos 2\omega t - \dots$
Однофазная мостовая	$U = 0,637U_m - 0,425U_m \cos 2\omega t - 0,085U_m \cos 4\omega t - \dots$
Трехфазная с нулевой точкой	$U = 0,827U_m - 0,207U_m \cos 3\omega t - 0,0473U_m \cos 6\omega t - \dots$
Трехфазная мостовая	$U = 0,955U_m - 0,055U_m \cos 6\omega t - 0,0134U_m \cos 12\omega t - \dots$

Амплитуды переменных составляющих выпрямленного напряжения для других схем существенно больше, чем в значительной степени определяет опасность выпрямленного тока.

Необходимо отметить, что с ростом напряжения вероятность тяжелого исхода увеличивается. При напряжении свыше 500 В токи даже с малым коэффициентом пульсации могут обусловить смертельный исход (см. табл. 1).

Токи с углом регулирования  $\alpha$ . Опасность токов данного вида зависит от значения угла  $\alpha$ , с увеличением которого пороговые осязательные токи уменьшаются [Л. 3]. Для выпрямленного напряжения при регулировании путем введения угла  $\alpha$  усиление патогенности электрического тока можно объяснить возрастанием коэффициента пульса-



Формы смешанного тока.

а — частоты 25 и 50 Гц; б — частоты 100 и 50 Гц; в — частоты 200 и 50 Гц; г — частоты 400 и 50 Гц.

ции, а для переменного тока, регулируемого подобным образом, искажением формы приложенного напряжения. Для обоих случаев характерно изменение скорости нарастания тока, причем, как показано в [Л. 1], с увеличением скорости нарастания тока значения пороговых осязательных токов уменьшаются.

**Смешанный ток.** Опасность тока, образованного наложением постоянного оперативного тока (например, в устройствах защиты) на синусоидальный ток, определяется соотношением переменной и постоянной составляющих напряжения [Л. 4]. При соотношении этих составляющих, равном или превышающем 3, опасность поражения определяется только переменным напряжением.

В устройствах контроля изоляции, автоматической наладки компенсирующих аппаратов, защитного отключения применяется оперативный переменный ток различных частот (25, 100, 200, 400 Гц), наложение которого на рабочий ток защищаемой сети также приводит к появлению смешанного тока. В литературе практически отсутствуют данные об опасности такого тока.

Значения пороговых осязательных смешанных токов приведены в табл. 3, а на рисунке представлены формы этих токов.

Таблица 3

Частота тока, Гц	Пороговый осязательный ток данной частоты, мА	Пороговый осязательный смешанный ток, мА	Пороговый неотпускающий смешанный ток (расчетные значения), мА
25	0,90	0,70	5,6
50	0,94	—	—
100	1,00	0,71	5,68
200	1,04	0,72	5,76
400	1,25	0,86	6,88

Как следует из табл. 3, пороговое значение осязательного смешанного тока меньше аналогичного значения синусоидального тока этой же частоты.

Согласно [Л. 5] пороговые токи различных физиологических реакций относятся друг к другу как 1:2:4 и т. д. В табл. 3 приведены расчетные значения пороговых неотпускающих смешанных токов, которые меньше подобного значения тока с частотой 50 Гц (7,52 мА для данной группы испытуемых).

Таким образом, при установке в электрических сетях карьеров устройств защитного отключения, реагирующих на переменный оперативный ток, с точки зрения безопасности предпочтительнее следует отдавать тем, в схемах которых используется частота оперативного тока более 50 Гц. При этом объем других защитных мероприятий (заземление, уровень изоляции и др.) должен быть не меньшим, чем в электроустановках с частотой 50 Гц.

В заключение необходимо отметить, что результаты исследования сравнительной опасности токов различного вида могут быть использованы при разработке нормативных данных на допустимые уровни воздействия на организм человека токов различного вида.

## СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Щуцкий В. И., Ситчихин Ю. В., Сидоров А. И. Электрическая характеристика тела человека и схема его замещения. — Горные машины и автоматика, 1976, № 12.

2. Сидоров А. И., Ситчихин Ю. В. Исследование безопасности выпрямительных установок. — Сб. трудов Челябинского политехнич. ин-та, 1977, № 191.

3. Сидоров А. И., Ситчихин Ю. В. О степени опасности токов с фазовой отсечкой. — Промышленная энергетика, 1977, № 10.

4. Щуцкий В. И., Сидоров А. И., Ситчихин Ю. В. Пер-

вичные критерии электробезопасности смешанного тока. — Добыча угля открытым способом, 1977, № 2.

5. Электробезопасность в горнодобывающей промышленности/ Л. В. Гладилин, В. И. Щуцкий, Ю. Г. Вацкев, Н. И. Чеботаев. М.: Недра, 1977. — 327 с.

[07.02.80]

УДК 621.319:665.66:541.126

## Определение безопасной скорости заполнения резервуаров нефтепродуктами по допустимому избыточному заряду

МАКСИМОВ Б. К., ОБУХ А. А., ТИХОНОВ А. В., ПЕТУХОВ В. Г.

При движении по трубопроводам и через технологические аппараты нефтепродукты приобретают избыточный заряд статического электричества (СЭ), который, создавая электрическое поле в заполняемом резервуаре, может вызывать опасное искрообразование в паровоздушном пространстве. Основным параметром, определяющим количественное значение плотности такого заряда СЭ, является скорость его движения и, следовательно, скорость заполнения резервуара. Таким образом, на основе сопоставления условий генерации и накопления зарядов СЭ и условий возникновения опасного искрообразования в паровоздушном пространстве заполняемого резервуара могут быть определены безопасные скорости заправки различных нефтепродуктов.

В статье на примере расчета режимов заполнения железнодорожных цистерн (ЖДЦ) светлыми нефтепродуктами описывается методика определения безопасных скоростей заправки резервуаров легко воспламеняющимися жидкостями. Приводимые результаты базируются на большом экспериментальном материале исследования электризации светлых нефтепродуктов на полномасштабном стенде, имитирующем автоматизированный пункт налива ЖДЦ.

Генерация зарядов СЭ и их накопление в приемном резервуаре. Для расчета тока электризации жидких углеводородов в достаточно длинных трубопроводах ( $x \gg vt$ , где  $x$  — длина трубопровода,  $v$  — скорость движения жидкости,  $t$  — постоянная времени релаксации заряда) рекомендуется следующее выражение [Л. 1]:

$$I_{\infty} = \frac{\beta}{4} d^2 v^2, \quad (1)$$

где  $\beta$  — постоянный коэффициент, равный  $15 \cdot 10^{-6}$  Кл·с/м<sup>4</sup>;  $d$  — диаметр трубопровода.

Выражение (1) записано в общем виде для любых нефтепродуктов и, как показали расчеты, дает результат, значительно превышающий данные непосредственных измерений токов электризации. Поэтому пользоваться формулой (1) для оценки опасности заполнения резервуаров каким-либо конкретным нефтепродуктом (керосин, бензин, дизельное топливо и др.) нецелесообразно, поскольку это в ряде случаев может обусловить требование неоправданного снижения скорости заправки данного продукта. Исследования, включающие прямые измерения токов электризации и других характеризующих ее параметров, позволили получить более точное выражение для вычисления токов электризации различных нефтепродуктов:

$$I_{\infty} = \frac{\beta_1}{4} d^m v^n, \quad (2)$$

где  $\beta_1$ ,  $m$  и  $n$  — константы, характеризующие особенности электризации отдельных видов нефтепродуктов.

Значения входящих в (2) констант (при температуре 20°C), а также диапазон проводимостей продуктов, для которого справедлива эта формула, приведены в табл. 1. Эти данные получены экспериментально для технически чистых нефтепродуктов, отпускаемых со склада нефтеперерабатывающих заводов.

Другим источником электризации нефтепродуктов являются микрофильтры, процесс разделения зарядов в которых может происходить значительно более интенсивно, чем в трубопроводах. Интенсивность генерации зарядов СЭ в фильтрах определяется тонкостью фильтрации, конструктивными особенностями фильтров и скоростью подачи продукта через фильтр. Расчет токов электризации нефтепродуктов в фильтрах осуществляется по эмпирическим формулам, различным для каждого типа фильтров. В случае установки фильтра непосредственно перед поступлением продукта в резервуар ток электризации в трубопроводе алгебраически суммируется с током электризации в фильтре. Поскольку применение фильтров характерно в основном для частных технологических операций, в настоящей статье рассматривается только более общая технологическая схема «трубопровод — резервуар».

В результате постепенного заполнения резервуара наэлектризованным продуктом в нем накапливается электрический заряд. Этот процесс описывается дифференциальным уравнением

$$\frac{dQ}{dt} = I_{вх} - \frac{Q}{\tau}, \quad (3)$$

где  $Q$  — заряд находящейся в резервуаре жидкости;  $I_{вх}$  — ток зарядов СЭ, несомый потоком жидкости в резервуар (в предельном случае, т. е. при  $x \gg vt$ ,  $I_{вх} = I_{\infty}$ ).

Решение уравнения (3) записывается следующим образом:

$$Q(t) = I_{вх} \tau (1 - e^{-t/\tau}). \quad (4)$$

Если время заполнения резервуара  $t \gg \tau$ , что чаще всего и имеет место, заряд в резервуаре

$$Q = I_{\infty} \tau. \quad (5)$$

Постоянная времени релаксации заряда

$$\tau = \epsilon_{ж} \epsilon_0 V^{-1}, \quad (6)$$

Таблица 1

Нефтепродукт	$\beta_1/4 \cdot 10^6$	$n$	$m$	$\tau$ , нСм/м
Керосин ТС-1	0,82	1,99	1,33	0,48—1,25
Бензин А-72	0,46	2,0	0,97	0,65—2,56
Бензин А-76	0,48	2,0	0,92	1,77—5,60
Бензин А-72 этилированный	1,13	1,94	1,36	2,79—4,45
Бензин А-76 этилированный	1,02	1,95	0,97	1,5—3,16
Бензин Ан-93 этилированный	0,75	2,03	0,98	4,02—25,2
ДТ летнее	0,55	2,36	0,92	3—11,3
ДТ зимнее	0,62	2,21	0,95	10,8—11,8

где  $\epsilon_{ж}$  — относительная диэлектрическая проницаемость жидкости;  $\epsilon_0$  — электрическая постоянная вакуума;  $\gamma$  — удельная проводимость жидкости.

В случае, если резервуар секционирован и продукт поступает сначала в первую секцию, через нее во вторую и т. д., заряд первой секции, в которой раньше чем в других могут наступить благоприятные для искрообразования условия, определяется из решения следующего уравнения:

$$\frac{dQ}{dt} = I_{\infty} - Q \left( \frac{1}{\tau} - \frac{V_1}{(V_0 - V_1)t} \right), \quad (7)$$

где  $V_0$  и  $V_1$  — количество продукта, поступающего и вытекающего из первой секции в единицу времени.

Решение уравнения (7) имеет вид

$$Q = I_{\infty} \tau \left[ 1 - \frac{f\tau}{t} + \frac{f(f-1)\tau^2}{t^2} - \dots (-1)^f \frac{f! \tau^f}{t^f} + \frac{\bar{I}_0}{e^{t/\tau}} \right], \quad (8)$$

где

$$\bar{I}_0 = \int_0^t e^{t'/\tau} I_0' dt'; \quad f = \frac{V_1}{V_0 - V_1}.$$

Вычисленное по (4), (5) или (8) значение  $Q$ , определяющее электрическое поле в резервуаре, связанное со скоростью поступления продукта в резервуар через  $I_{\infty}$ , является основным параметром для дальнейшей оценки безопасности режима загрузки нефтепродуктов в резервуар.

**Условия искрообразования и определение безопасной скорости заполнения резервуара.** Рассматривая динамику изменения электрического поля в резервуаре и возможность воспламенения паров нефтепродуктов разрядами СЭ, следует различать три характерных периода в процессе загрузки резервуара и после его окончания:

начальная стадия загрузки; она длится с момента начала подачи продукта в резервуар до момента затопления отверстий загрузочного стояка при верхней загрузке или загрузочного патрубка при нижней загрузке (при верхней загрузке стояк во всех случаях достигает дна резервуара);

основная стадия, для которой по мере заполнения резервуара характерно постепенное нарастание потенциала у поверхности жидкости, который в зависимости от проводимости и скорости подачи жидкости приобретает наибольшее значение на уровне 40–60% высоты резервуара (имеется ввиду ЖДЦ);

завершающая стадия, длящаяся с момента окончания подачи продукта до завершения процесса релаксации заряда.

Определение безопасных режимов заполнения резервуара, протекающих в течение первых двух стадий ввиду различия критериев опасности СЭ для каждой стадии производится отдельно.

**Начальная стадия.** Для этой стадии характерно наличие незатопленной струи продукта, несущей заряд СЭ с входной плотностью  $\rho_0$ , и облака мелкодисперсных заряженных капель, образовавшихся в результате разбрызгивания жидкости. В этих условиях следует учитывать возможность развития разрядов СЭ в промежутке  $S_1$  (рис. 1) между облаком капель и выступающими элементами конструкции резервуара или в промежутках  $S_2$  и  $S_3$  между открытой струей и элементами конструкции резервуара, загрузочного стояка или патрубка.

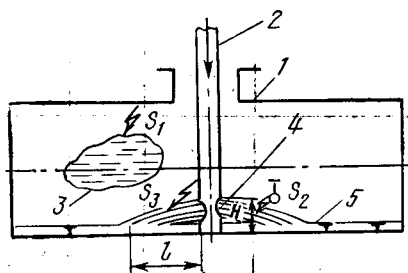
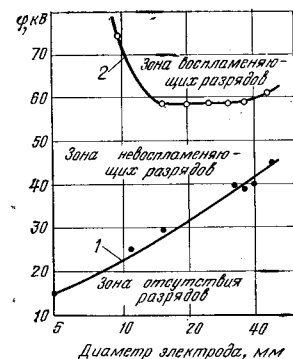


Рис. 1. Условия искрообразования в цистерне в начальной стадии загрузки.

1 — цистерна; 2 — загрузочный стояк; 3 — облако заряженных капель; 4 — отверстия загрузочного стояка; 5 — уровень жидкости.

Рис. 2. Зависимость потенциалов поверхности жидкости, при которых возможно развитие воспламеняющих и невоспламеняющих разрядов, от диаметра провоцирующего электрода для 5% пропано-воздушной смеси.

1 — граница отсутствия разрядов; 2 — граница невоспламеняющих разрядов.



Исследования заряда облака капель бензина с проводимостью  $(0,2 \div 7,4) \cdot 10^{-12}$  (Ом·м) $^{-1}$ , который разбрызгивался вертикально струей из трубы диаметром 100 мм при скорости подачи 3 м<sup>3</sup>/мин [Л. 2], показали, что заряд этого облака, существовавшего в воздухе 30 мин после прекращения подачи бензина, очень незначителен и энергия создаваемого им электрического поля недостаточна для искрообразования. Прямые измерения параметров электрического поля в начальной стадии заполнения ЖДЦ назлектризованным керосином, выполненные авторами, подтверждают эти данные. Полученные результаты, очевидно, можно распространить на все, не содержащие воду, нефтепродукты, являющиеся неполярными жидкостями. Таким образом, разбрызгивание технически чистых нефтепродуктов не создает повышенной опасности СЭ в начальной стадии заполнения резервуара.

В промежутках  $S_2$  и  $S_3$  разряды отсутствуют, если выполняется следующее условие:

$$E_0 \leq E_{доп}, \quad (9)$$

где  $E_0$  — напряженность электрического поля у поверхности струи;  $E_{доп} \leq 0,9E_0$  — допустимая напряженность электрического поля;  $E_0$  — минимальное значение напряженности однородного электрического поля, при которой выполняется условие самостоятельности разряда при внесении в это поле заземленного провоцирующего электрода диаметром 10 мм.

Значение  $E_0$  рассчитывается по методике [Л. 4], в соответствии с которой условие самостоятельности разряда записывается следующим образом:

$$\int_0^{l_{кр}} p \left[ \frac{E_0 \left( 1 + 2 \frac{r_0^3}{x^3} \right)}{p} - b \right] dx = \frac{K}{a}, \quad (10)$$

где  $p$  — давление среды, Па;  $r_0$  — радиус провоцирующего электрода, м;  $x$  — осевая координата, м;  $l_{кр}$  — критическая длина силовой линии в пределах зоны эффективной ионизации, м;

$$l_{кр} = r_0 \sqrt{\frac{2E_0}{bp - E_0}}; \quad (11)$$

$$K/a = (0,405 \div 0,415) \cdot 10^5, \text{ В}^2/\text{мПа};$$

$$b = (0,237 \div 0,242) \cdot 10^2, \text{ В/мПа}.$$

Для сферы диаметром 10 мм условие (11) выполняется при  $E_0 = 15,4 \cdot 10^5$  В/м, следовательно,  $E_{доп} = 13,9 \cdot 10^5$  В/м. Для промежутка  $S_2$  напряженность электрического поля у поверхности струи  $E_{с2} = \frac{\rho_0 r_c}{2\epsilon_0}$ , где  $r_c$  — радиус струи.

Применительно к ЖДЦ, загружаемым по трубопроводам без фильтров, во всех случаях  $E_{с2} \ll E_{доп}$ , поскольку при этом входная плотность заряда невелика. Поэтому определяющий этот режим фактор — возможность искрообразования в промежутке  $S_3$ , где условия развития разряда под

\* Выбор электрода диаметром 10 мм обусловлен тем, что разряд СЭ на этот электрод развивается при наименьшем потенциале жидкости, а воспламеняющая способность такого разряда сравнительно с разрядами на электроды большего диаметра значительно ниже (рис. 2) [Л. 3].

действием тангенциальной составляющей напряженности электрического поля наиболее благоприятны:

$$E_{сз} = \frac{1}{\epsilon_0} \int_0^L \rho_0 \left( 1 - \frac{x}{\sqrt{x^2 + r_c^2}} \right) dx, \quad (12)$$

где  $L$  — предел интегрирования по длине струи, м.;  $L=3H$ .

Применительно к ЖДЦ  $E_{сз}=0,246 \cdot 10^{12} \rho_0$  В/м. При  $E_{сз}=E_{доп}=5,65 \cdot 10^{-6}$  Кл/м<sup>3</sup>. Если загрузка цистерны производится по достаточно длинному трубопроводу ( $I_{вх} \approx I_{\infty}$ ), входная плотность заряда

$$\rho_0 = \frac{4I_{\infty}}{\pi d^2 v} = \frac{\beta_1}{\pi} v^{n-1} d^{m-2},$$

откуда, подставляя  $\rho_{доп}$ , находим допустимую скорость за- качки

$$v_{доп} = \left( \frac{17,7}{\beta_1 d^{m-2}} \right)^{\frac{1}{n-1}}. \quad (13)$$

Возможность искрообразования и воспламенения паровоздушной смеси нефтепродуктов в промежутке, подобном  $S_3$ , исследовалась экспериментально [Л. 2]. Продукт подавался в резервуар через загрузочный стояк с диаметром выходных отверстий 0,076 м. В табл. 2 приведены значения

Таблица 2

H, м	Входная плотность заряда $\rho_0$ , мкКл/м <sup>3</sup>			
	Диаметр выходного отверстия, м	Разряды отсутствуют	Разряды не воспламеняют смесь	Разряды воспламеняют смесь
0,076	0,076	100	—	170
	0,25	30	—	51
0,226	0,076	80	100	140
	0,25	24	30	42
0,476	0,076	40	60	80
	0,25	12	18	24
0,876	0,076	15	20	40
	0,25	4	6	12

входной плотности заряда СЭ, при которой имеет место искрообразование и воспламенение паровоздушной смеси, в зависимости от расстояния верхней кромки выходного отверстия  $H$  от дна резервуара. Одновременно приводятся соответствующие значения входной плотности заряда, полученные пересчетом для стояка с диаметром выходных отверстий 0,25 м, через который загружаются ЖДЦ. Пересчет осуществлен на основании соотношения

$$\frac{\rho_{0,076}}{r_{с0,076}} = \frac{\rho_{0,25}}{r_{с0,25}}, \quad (14)$$

поскольку искрообразование возможно при условии равенства тангенциальных составляющих начальных напряженностей электрического поля для выходных отверстий любого диаметра. При загрузке ЖДЦ на автоматизированных пунктах налива  $H=400$  мм. В соответствии с данными табл. 2 допустимая входная плотность заряда СЭ  $\rho_0=12$  мкКл/м<sup>3</sup>, т. е. примерно в два раза выше, чем при оценке возможности выполнения условий самостоятельности разряда. Таким образом расчет скорости заполнения ЖДЦ в начальной стадии по формуле (13) обеспечивает безопасность проведения этой операции.

Основная стадия. В этой стадии загрузки максимально допустимая скорость подачи продукта в резервуар определяется по наибольшему потенциалу электрического поля у поверхности жидкости, который может иметь место в процессе подъема ее уровня. Такой подход основан на существовании определенной зависимости между потенциалом поверхности жидкости в отсутствии разрядного электрода и воспламеняющей способностью разряда СЭ, развивающегося между поверхностью жидкости и заземленным, провоцирующим разряд, электродом определенного диаметра.

Экспериментальная зависимость подобного рода изображена на рис. 2 [Л. 3], из которого следует, что наибольшая вероятность воспламенения паровоздушной смеси имеет место при использовании электродов диаметром 15—25 мм. Перенесенный на электрод заряд в этом случае составляет примерно 0,1 мкКл. Граница потенциалов, при которых разряд сопровождается воспламенением, расположена значительно выше (примерно в 1,8 раза) границы появления разрядов СЭ вообще. Это дает основание рассматривать значения потенциалов поверхности жидкости, расположенные на нижней кривой, как безопасные, при которых разряды СЭ возможны, но их воспламеняющая способность мала.

Таким образом, за условие безопасности заполнения резервуаров наэлектризованными нефтепродуктами в основной стадии загрузки принимается соотношение

$$\Phi_{n \max} \leq \Phi_{доп}, \quad (15)$$

где  $\Phi_{n \max}$  — наибольшее значение потенциала, который принимает поверхность жидкости в ходе подъема ее уровня.

Применительно к ЖДЦ в зависимости от проводимости продукта «уровень наибольшего потенциала» располагается на расстоянии (0,4—0,6)  $C$  от дна цистерны ( $C$  — высота цистерны). По данным [Л. 1] за допустимое значение потенциала поверхности жидкости рекомендуется принимать  $\Phi_{доп}=35$  кВ. Эта величина получена на основании экспериментальных исследований разрядов СЭ в резервуаре диаметром 1,6 м при заполнении его отрицательно заряженной жидкостью; диаметр провоцирующих электродов 15—25 мм. В указанных условиях развитие искрообразования и воспламенения паровоздушной смеси существенно облегчается. Воспламенение паровоздушной смеси наблюдалось при потенциале 58 кВ с переносом на провоцирующий электрод заряда, равного 0,1 мкКл.

Исследования, выполненные авторами, показали, что разряды СЭ в ЖДЦ возникают при потенциале поверхности продукта, равном 34 кВ; перенесенный на электрод заряд при этом составляет 0,05 мкКл. Это дает основание с достаточной степенью надежности принять допустимое значение потенциала поверхности продукта равным  $\Phi_{доп}=30$  кВ.

Для определения безопасных скоростей за- качки нефтепродуктов в резервуары по трубопроводу по допустимому потенциалу необходимо располагать количественной связью между потенциалом продукта и его зарядом. Эта связь может быть установлена как экспериментально, так и расчетным путем. На рис. 3 приведена зависимость  $\Phi_{n \max}(Q)$ , полученная экспериментально для ЖДЦ диаметром 2,6 м и длиной 9 м. Загрузка осуществлялась через вертикальный стояк диаметром 0,25 м с распределением потока у дна вдоль образующих цистерн в обе стороны. Наибольшее значение потенциал поверхности продукта принимал при загрузке цистерны примерно наполовину. Полученная зависимость выражается эмпирической формулой

$$\Phi_{n \max} = 0,452 \cdot 10^9 Q, \quad (16)$$

где  $Q$  — заряд жидкости, Кл.

Расчетным путем значение  $\Phi_{n \max}$  может быть получено в результате совместного решения уравнений Пуассона (для жидкой фазы) и Лапласа (для пространства над жидкостью). Точное решение такой задачи для ЖДЦ весьма трудоемко и требует применения ЭВМ. Для практических оценок с достаточной в данном случае точностью можно воспользоваться приближенным решением аналогичной задачи для прямоугольного резервуара [Л. 5], в который вписана цилиндрическая цистерна (рис. 4):

$$\Phi_{n \max} = \frac{32ab(\operatorname{ch} \lambda z - 1)Q}{\epsilon_0 \pi^4 c(1 + \epsilon_{ж})(a^2 + b^2) \operatorname{ch} \lambda z} = BQ, \quad (17)$$

где  $a$ ,  $b$  и  $c$  — стороны прямоугольника, описывающего резервуар;  $B$  — геометрический фактор;  $z$  — уровень заполнения;

$$\lambda = \pi \sqrt{\frac{1}{a^2} + \frac{1}{b^2}}. \quad (18)$$

Результат расчета поля по (17) получается несколько завышенным по сравнению с его истинным значением, но не более чем на 40%. Поэтому погрешность вычислений не приводит к снижению оценки опасности СЭ.

Выражение (17) определяет величину максимального потенциала электрического поля у поверхности жидкости

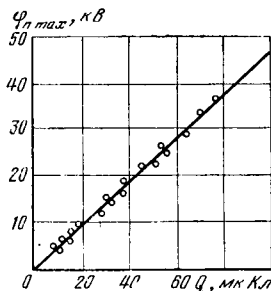


Рис. 3. Экспериментально полученная зависимость максимального потенциала поверхности жидкости от ее заряда.

в ЖДЦ при отсутствии загрузочного стояка. По данным исследований, выполненных авторами, наличие в цистерне вертикального, достигающего дна заземленного металлического загрузочного стояка диаметром 250 мм снижает значение максимального потенциала жидкости на 25%. Таким образом, условиями безопасного заполнения ЖДЦ нефтепродуктами следует считать:

при верхнем наливе через загрузочный стояк

$$0,75\varphi_{n \max} \leq \varphi_{\text{доп}}; \quad (19a)$$

при нижнем наливе и отсутствии стояка

$$\varphi_{n \max} \leq \varphi_{\text{доп}}. \quad (19б)$$

В табл. 3 приведены результаты расчета наибольших

Таблица 3

Диаметр цистерны, м	Длина цистерны, м	Расчетное значение $\varphi_{n \max}$		Измеренное значение $\varphi_{n \max}$ при верхнем наливании
		Нижнее наложение	Верхнее наложение	
2,6÷3	9	$7,87 \cdot 10^8 Q$	$5,9 \cdot 10^8$	$4,52 \cdot 10^8 Q$
2,6÷3	19	$4,08 \cdot 10^8 Q$	$3,06 \cdot 10^8$	

значений потенциалов для двух типов ЖДЦ, а также данные непосредственных измерений. Следует отметить, что результаты расчета удовлетворительно совпадают с измеренными значениями потенциалов; кроме того, данные табл. 3 свидетельствуют о том, что с увеличением объема цистерны наибольшее значение потенциала поверхности жидкости падает (при условии, конечно, неизменной входной плотности заряда СЭ). Это важное обстоятельство, которое дает возможность сравнительно просто оценивать безопасность загрузки ЖДЦ по мере увеличения их объема.

Допустимые скорости закачки нефтепродуктов по трубопроводам в основной стадии загрузки с учетом (2), (5), (17) и (19) определяются следующими выражениями:

$$v_{\text{доп}} \leq \sqrt[n]{\frac{5,33\varphi_{\text{доп}}}{B_{\beta_1} d^m \epsilon_{\text{ж}} \epsilon_0}}; \quad (20a)$$

при нижнем наливе

$$v_{\text{доп}} \leq \sqrt[n]{\frac{4\varphi_{\text{доп}}}{B_{\beta_1} d^m \epsilon_{\text{ж}} \epsilon_0}}. \quad (20б)$$

Для завершающей стадии загрузки резервуаров характерно перераспределение электрического поля после окончания подачи жидкости вследствие «всплывания» из объема на поверхность части заряда СЭ. Поверхностный заряд релаксирует по более сложному закону, чем заряд в объеме, что обуславливает замедление спада поля в паровоздушном пространстве. Последнее обстоятельство является причиной известных случаев воспламенения паров углеводородов в момент окончания закачки или после истечения некоторого времени.

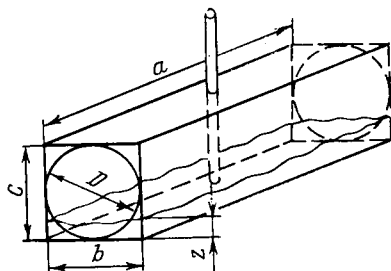
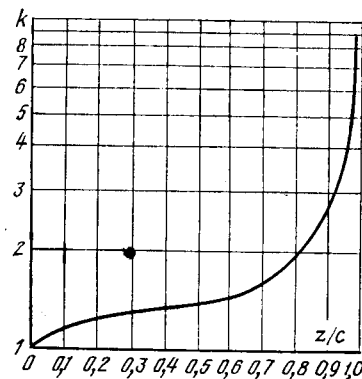


Рис. 4. Схема для расчета электрического поля.

Рис. 5. Зависимость коэффициента k от степени заполнения резервуара.



Решение задачи по определению закона релаксации заряда СЭ в прямоугольном резервуаре после окончания подачи жидкости имеет вид ряда и весьма громоздко. В нашем случае достаточно точное приближение для оценки скорости релаксации заряда СЭ дает запись изменения плотности заряда на поверхности жидкости по первому члену ряда:

$$\alpha_{t>t_3} = \eta \left( e^{-\frac{t-t_3}{k\tau}} - e^{-\frac{t-t_3}{\tau}} \right), \quad (21)$$

где

$$\eta = \frac{16 \text{ ch } \lambda h (\text{ch } \lambda z - 1) \rho_0 \tau P k}{\pi^2 \lambda a b z (\text{ch } \lambda h \text{ sh } \lambda z + \epsilon_{\text{ж}} \text{ sh } \lambda h \text{ ch } \lambda z) (k - 1)};$$

(с—z)=h—высота паровоздушного пространства; P—производительность подачи жидкости; t—время с начала заполнения резервуара; t<sub>3</sub>—время заполнения резервуара; k—коэффициент, учитывающий особенности релаксации заряда после окончания подачи жидкости,

$$k = \frac{\epsilon_{\text{ж}} \text{cth } \lambda z + \text{cth } \lambda h}{\epsilon_{\text{ж}} \text{cth } \lambda z}. \quad (22)$$

Зависимость коэффициента k от степени заполнения прямоугольного резервуара, моделирующего ЖДЦ, изображена на рис. 5.

Заряд продукта в резервуаре после окончания закачки можно считать близким к нулю через время, равное утроенной постоянной времени релаксации. В данном случае

$$\Delta T = 3k\tau. \quad (23)$$

В табл. 4 приведены результаты расчета допустимых

Таблица 4

Нефтепродукт	Допустимая скорость, м/с		
	Начальная стадия закачки	Основная стадия закачки	
		Длина цистерны 9 м	Длина цистерны 19 м
ТС-1	2,1	4,2	5,9
А-72	2,2	4,4	6,1
А-76	2,0	4,1	5,7
А-72 этилированный	1,6	3,8	5,3
А-76 этилированный	1,0	3,0	4,2
АИ-93 этилированный	1,4	3,4	4,7
ДТЛ	1,5	5,5	7,3
ДТЗ	1,5	10,6	14,3

скоростей закачки светлых нефтепродуктов по трубопроводу диаметром 250 мм через вертикальный загрузочный стояк в ЖДЦ диаметром 2,6 м и длинами 9 и 19 м. Данные справедливы для технически чистых необходимых нефтепродуктов, электропроводность которых при учете релаксации заряда с целью ужесточения условий и повышения уровня безопасности принималась равной 0,8 пСм/м для всех продуктов, исключая дизельные топлива (слабо проводящие жидкости электризуются плохо и при проводимости  $\gamma < 0,8$  пСм/м опасности воспламенения паров нефтепродуктов при закачке их в резервуар по трубопроводам без фильтров не возни-



## Влияние режима заземления нейтралей трансформаторов на процессы восстановления напряжения на контактах выключателей

КАДОМСКАЯ К. П., СУПРУНОВ В. В.

Новосибирский электротехнический институт

Увеличение мощностей электрических станций и объединение энергосистем приводят к существенному утяжелению условий работы выключателей как с точки зрения их отключающей, так и коммутационной способности. Поскольку в электрических сетях высших классов напряжения основную долю составляют однофазные повреждения, то основные усилия исследователей в настоящее время направлены на ограничение токов именно этих повреждений. В качестве эффективной меры ограничения токов однофазного к. з. предлагается включение в нейтраль силовых трансформаторов мощных энергетических узлов токоограничивающих сопротивлений—реакторов или резисторов [Л. 1—3 и др.]. Значения сопротивлений токоограничивающих устройств выбираются с учетом ограничений, накладываемых уровнями изоляции силовых трансформаторов и условиями работы аппаратов для ограничения перенапряжений (разрядников или нелинейных ограничителей перенапряжений) в сетях высших напряжений.

Степень ограничения однофазного тока к. з., которая с учетом этих ограничений может быть достигнута при применении токоограничивающих резисторов, составляет в сетях 110 и 220 кВ до 40%, в сетях 500 кВ при уровне изоляции нейтрали, отвечающей классу 35 кВ,—до 15%, при уровне изоляции нейтрали, отвечающей классу 110 кВ,—до 60%. Степени снижения токов однофазного к. з. при применении токоограничивающих реакторов будут соответственно равными 50, 30 и 70%. Применение токоограничивающих устройств (как резисторов, так и реакторов) облегчает также процессы, происходящие во время бестоковой паузы ОАПВ на отключенной фазе, так как при их использовании уменьшаются как токи подпитки дуги, так и напряжения, восстанавливающиеся на отключенной фазе после погасания дуги [Л. 4]. С точки зрения влияния токоограничивающих сопротивлений на кратности коммутационных перенапряжений и условия работы защитных аппаратов при осуществлении так называемых несимметричных коммутаций (включения в цикле ОАПВ или при неуспешном ТАПВ) более целесообразным является применение резисторов, практически не снижающих надежность работы линейной изоляции и разрядников или нелинейных ограничителей перенапряжений [Л. 5]. Весьма существенным является также и то обстоятельство, что токоограничивающие сопротивления облегчают процессы восстановления напряжения (ВН) на контактах выключателя аварийной фазы при отключении однофазных к. з. [Л. 6].

В настоящей статье приведены результаты исследования влияния токоограничивающих сопротивлений на процессы ВН на контактах линейных выключателей при отключении как однофазных, так и трехфазных к. з., причем в качестве характеристик надежности работы выключателя принимаются не только начальные скорости ВН на контактах, но и максимальные напряжения переходного процесса.

Операторные изображения для напряжения на контактах выключателя при отключении первой фазы трехполюсного к. з.  $u_B^{(1-3)}(p)$  и аварийной фазы при однополюсном к. з.

$u_B^{(1)}(p)$  в схеме рис. 1,а запишутся в виде:

$$u_B^{(1-3)}(p) = \frac{3}{2} I_{ВН}^{(3)} \frac{2z_{ВХ0}(p) z_{ВХ}(p)}{2z_{ВХ0}(p) + z_{ВХ}(p)}; \quad (1)$$

$$u_B^{(1)}(p) = \frac{1}{3} I_{ВН}^{(1)} [2z_{ВХ}(p) + z_{ВХ0}(p)], \quad (2)$$

где  $I_{ВН}^{(3)}$  и  $I_{ВН}^{(1)}$  — токи через выключатель при трехполюсном и однополюсном к. з.;  $z_{ВХ}(p)$  и  $z_{ВХ0}(p)$  — входные операторные сопротивления схемы относительно контактов выключателя для прямой и нулевой последовательностей.

При учете отражений от ближайших узлов (например, от узла 2 на рис. 1,а) выражения для входных сопротивлений будут иметь вид:

$$z_{ВХ}(p) = \frac{pL_{11}z_{w1}}{pL_{11} + z_{w1}} \parallel \frac{1}{pC_1}; \quad (3)$$

$$z_{ВХ0}(p) = \left. \begin{aligned} &\frac{p(L_{1T} + 3L_N)z_{w0}}{p(L_{1T} + 3L_N) + z_{w0}} \parallel \frac{1}{pC_0} \text{ при } \dot{z}_N = j\omega L_N; \\ &\frac{(pL_{1T} + 3R_N)z_{w0}}{pL_{1T} + 3R_N + z_{w0}} \parallel \frac{1}{pC_0} \text{ при } \dot{z}_N = R_N. \end{aligned} \right\} \quad (4)$$

Из приведенных выражений видно, что при введении токоограничивающих сопротивлений в нейтраль трансформаторов изменение восстанавливающегося напряжения на контактах выключателей обусловлено изменением величины

кает). Расчет токов электризации, а следовательно и заряда продуктов в резервуаре, выполнен с учетом их истинной электропроводности. Как следует из табл. 4, с увеличением объема цистерны возрастает и допустимая скорость закачки нефтепродуктов.

Полученные данные могут служить основой для разработки нормативных материалов для определения допустимых режимов загрузки ЖДЦ нефтепродуктами, а описанная методика расчета может быть использована для определения производительности подачи жидкостей в резервуары любой конструкции.

### СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Krämer H., Schon G. Estimation of space charge and field strength in tanks during top filling with electrostatically chargeable fuels. — 9th World Petroleum Congress. — Tokyo, 1975, № 6.

2. Strawson H., Lyle A. R. Safe charge densities for road and rail tank car filling. — 2nd Int. Conf. on Electrical Safety in Hazardous Environments. — Inst. Electrical Engin. — London, 1975.

3. Krämer H., Asano K. Incendivity of spark from surfaces of electrostatically charged liquids. — Journal of Electrostatics, 1979, № 6.

4. Разевиг Д. В., Соколова М. В. Расчет начальных и разрядных напряжений газовых промежутков. — М.: Энергия, 1977. — 200 с.

5. Максимов Б. К., Обух А. А. Физические основы статической электризации. Учебное пособие по курсу электрофизические основы техники высоких напряжений. — М.: МЭИ, 1980. — 83 с.



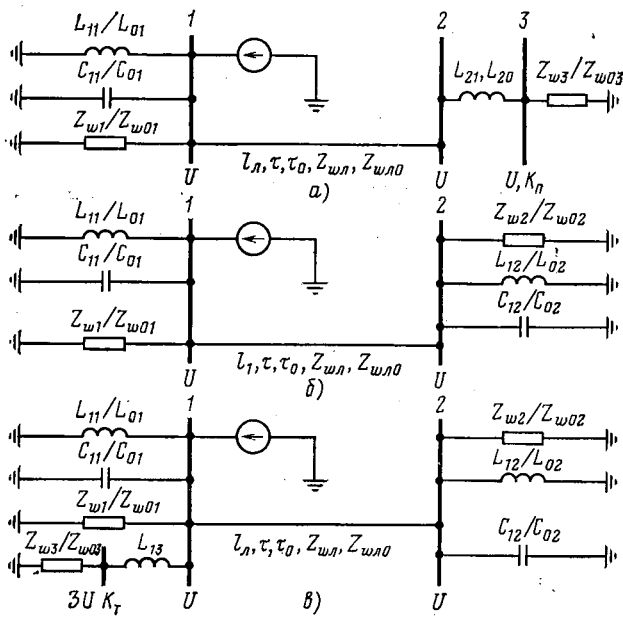


Рис. 1. Расчетные схемы.

тока к. з. и увеличением значений амплитудно-частотной характеристики входного сопротивления нулевой последовательности во всем диапазоне частот. При этом при отключении аварийной фазы при однополюсном к. з. оба эти фактора действуют взаимно противоположно: токи замыкания уменьшаются, а значения амплитудно-частотных характеристик  $|Z_{BX}(j\omega)|$  увеличиваются. При отключении же первой фазы трехполюсного замыкания отключаемый ток, очевидно, не зависит от значения токоограничивающего сопротивления в нейтрали, и увеличение значений амплитудно-частотной характеристики приводит к утяжелению процесса ВН на контактах выключателей. Таким образом, предварительное рассмотрение показывает, что наиболее тяжелые условия для выключателей при наличии токоограничивающих сопротивлений возникают именно при несимметричном отключении симметричных к. з.

Рассмотрим влияние токоограничивающих сопротивлений на начальную стадию процесса ВН на контактах выключателей, т. е. оценим возможное увеличение максимальной скорости восстановления напряжения (СВН). Переходя в (1) с учетом (3) и (4) к оригиналам (при  $z_N = jx_N$ ), после преобразований получаем для максимума СВН при отключении первой фазы трехполюсного к. з.:

$$\frac{dU_B^{(1-3)}}{dt} \Big|_{\max} = \begin{cases} \frac{3}{2} I_m^{(3)} \omega \omega_3 \exp\left(-\frac{\arctg x_1}{x_1}\right) & \text{при } z_{w3} > \frac{1}{2} \omega_3; \\ \frac{3}{2} I_m^{(3)} \omega z_{w3} \frac{1}{x_1} (e^{p_1 t_m} - e^{p_2 t_m}) & \text{при } z_{w3} < \frac{1}{2} \omega_3, \end{cases} \quad (5)$$

где

$$x_{1,2} = V \pm \sqrt{sv \mp 1}; \quad \omega_3 = \sqrt{\frac{L_{11}}{C_3}} \frac{1}{v}; \quad v = \frac{2\eta_1 + 1}{2\eta_1};$$

$$S = 4\omega T_3 z_{w3}/x_{11}; \quad z_{w3} = 2z_{w3}z_w/(2z_{w0} + z_w); \quad C_3 = C_2/2 + C_1;$$

$$T_3 = C_3 z_{w3}; \quad \eta_1 = x_0/x_{11}; \quad x_0 = x_{10} + 3x_N;$$

$$p_{1,2} t_m = \frac{1}{2} \left[ \frac{1}{x_2} \pm 1 \right] \ln \frac{-1 - x_2}{-1 + x_2}.$$

Анализ (5) показывает, что  $du_B^{(1-3)}/dt$  при данных значениях  $z_w$  и  $T_3$  зависит от двух параметров —  $S$  и  $v$ , причем

от реактивного сопротивления реактора зависит лишь параметр  $v$ . При увеличении  $S$  и  $v$  скорость ВН увеличивается. Анализ возможных схем показывает, что максимальное значение  $S_{\max} \approx 0,4$ , при этом изменение параметра  $v$  от 1,5 (при  $z_N = 0$ ) до  $v = 1$  (при  $z_N \rightarrow \infty$ ) приводит к изменению максимальной скорости на 28%.

Анализ аналогичных аналитических выражений для случая однофазного к. з. показал, что скорость ВН на контактах выключателя уменьшается практически во всем диапазоне изменения значений токоограничивающих сопротивлений в нейтралах трансформаторов.

Таким образом, применение токоограничивающих сопротивлений в нейтралах трансформаторов практически не утяжеляет начальную стадию ВН на контактах выключателей. Для оценки влияния токоограничивающих сопротивлений на максимум ВН на контактах выключателей необходимо рассмотреть процессы с учетом отражения от ближайших к данному ОРУ узлов. Очевидно, что такое влияние будет зависеть от структуры этих узлов. Расчетные схемы для выявления упомянутых выше закономерностей приведены на рис. 1.

На рис. 1, а представлен автотрансформаторный узел, связывающий сеть данного класса напряжения с сетью более высокого напряжения. Линии, отходящие от шин высшего напряжения узла моделируются активными сопротивлениями, по величине равными волновым сопротивлениям отходящих линий. Узел 2 на рис. 1, б представляет собой узел стационного типа, от которого отходят линии того же класса напряжения, что и линии, подходящие к основному узлу (узлу 1 на рис. 1, б). Схема рис. 1, в отличается от схемы рис. 1, б тем, что в узле 1 схемы рис. 1, в подсоединен автотрансформатор, от шин которого также отходят линии, моделируемые волновыми сопротивлениями. Анализ этих схем показывает, что наиболее неблагоприятной с точки зрения увеличения максимума ВН является схема рис. 1, а. Это объясняется тем, что активные сопротивления, ограничивающие рост напряжения на контактах, включены в узел 2 за индуктивным сопротивлением трансформатора. Наиболее легкой схемой в упомянутом плане является схема рис. 1, в, так как ток к. з., протекающий по ВЛ, моделируемым волновым сопротивлением  $z_{w3}$ , вследствие их протяженности невелик и реактивность связи автотрансформатора совместно с  $z_{w3}$  ограничивает ВН на контактах выключателя.

Результаты расчетов схемы рис. 1, а, произведенных по программе «Волна» [Л. 7] при  $C_1 = C_{10} = 50$  нФ,  $x_{21} = x_{20} = 3,46$  Ом,  $C_2 = C_{20} = 10$  нФ,  $z_w = 300$  Ом,  $z_{w1} = 300$  Ом,  $z_{w10} = 700$  Ом указаны в таблице, где приведено отношение максимума ВН при наличии в нейтрали реактора или резистора ( $R_N = x_N = 300$  Ом) к соответствующему максимуму при  $z_N = 0$ . В таблице дано значение тока, протекающего к станции (в процентах от полного тока однофазного к. з.).

Из таблицы следует, что максимальное напряжение на контактах оказывается тем больше, чем большее число ВЛ примыкает к ОРУ и чем меньше их протяженность, т. е. чем большую долю в токе к. з., протекающего через выключатель, составляет ток от удаленной станции. Из таблицы также вытекает, что максимум ВН при применении токоограничивающих сопротивлений в виде резисторов меньше, чем при применении реакторов.

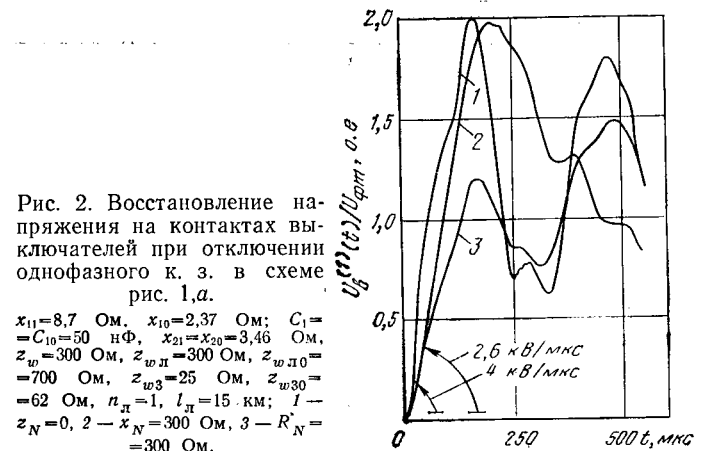


Рис. 2. Восстановление напряжения на контактах выключателей при отключении однофазного к. з. в схеме рис. 1, а.

$x_{11} = 8,7$  Ом,  $x_{10} = 2,37$  Ом;  $C_1 = C_{10} = 50$  нФ,  $x_{21} = x_{20} = 3,46$  Ом,  $z_w = 300$  Ом,  $z_{w1} = 300$  Ом,  $z_{w10} = 700$  Ом,  $z_{w3} = 25$  Ом,  $z_{w30} = 62$  Ом,  $n_L = 1$ ,  $l_L = 15$  км;  $I - z_N = 0$ ,  $2 - x_N = 300$  Ом,  $3 - R_N = 300$  Ом.

Расчетные параметры	$n_L = 1$			$n_L = 3$		
$l_L, \text{ км}$	15	55,5	111	15	55,5	111
$I_{\text{ст}}^{(1)} / I_K^{(1)} 100\%, z_N = 0$	56	72	79	47,2	56,0	68
$k_{x_N}^{(1)} = \frac{U_m(x_N = 300 \text{ Ом})}{U_m(x_N = 0)}$	1,0	1,0	0,94	1,34	0,95	0,88
$k_{R_N}^{(1)} = \frac{U_m(R_N = 300 \text{ Ом})}{U_m(R_N = 0)}$	0,59	0,44	0,42	1,02	0,66	0,64
$I_{\text{ст}}^{(3)} / I_K^{(3)} \cdot 100\%$	46	65	74	36	48	58
$k_{x_N}^{(1-3)}$	1,98	2,40	2,42	1,61	1,91	2,22
$k_{R_N}^{(1-3)}$	1,58	2,25	2,40	1,43	1,77	2,18

Превышение максимума ВН при  $z_N \rightarrow \infty$  по сравнению со случаем глухозаземленной нейтрали наблюдается лишь при малой длине нескольких ВЛ, подсоединенных к ОРУ ( $l_L = 15 \text{ км}$ ,  $n_L = 3$ ). Это объясняется тем, что отраженные от ближайшего узла волны накладываются на «прямые» волны в самом начале процесса, который при наличии в нейтрали реакторов отличается наибольшей интенсивностью.

Отметим, что для получения незаниженных результатов расчеты проведены при практическом разземлении нейтрали трансформаторов, т. е. при  $z_L = 300 \text{ Ом}$ . Характерные процессы ВН для одного из расчетных случаев показаны на рис. 2. Таким образом, процессы на аварийной фазе при отключении однофазного к. з. при наличии токоограничивающих сопротивлений в нейтралях, как правило, оказываются легче процессов при глухозаземленной нейтрали. Следует учитывать также, что при меньшем отключаемом токе при наличии  $z_N$  требования к коммутационной способности выключателей могут быть усилены.

Результаты расчетов ВН при отключении первой фазы при трехполюсном коротком замыкании в схеме рис. 1,а также даны в таблице, из которой следует, что при наличии токоограничивающих сопротивлений в нейтралях максимумы напряжений оказываются существенно выше соответствующих показателей в случае глухого заземления нейтрали. Последнее обстоятельство может быть пояснено на основе рассмотрения вынужденной составляющей напряжения на контактах выключателя при учете волн, отраженных от ближайшего узла. В [Л. 8] показано, что учет отраженных волн приводит к схеме рис. 1,а к некоторому (в пределах 20–30%) увеличению максимума ВН. Вынужденные составляющие напряжения на контактах могут быть записаны в виде:

$$\frac{U_{\text{ВН}}^{(1-3)}}{U_{\text{Ф}}} = \begin{cases} \frac{3(1+m)}{2m} \frac{2\eta_1}{2\eta_1+1} & \text{при } \dot{z}_N = jx_N; \\ \frac{3}{2} \frac{1+m}{m} & \text{при } \dot{z}_N = R_N, \end{cases} \quad (6)$$

где  $m = x_{213}/x_{111}$ .

Из (6) следует, что вынужденная составляющая напряжения на контактах выключателя растет с увеличением  $x_N$  и достигает предельной величины при  $x_N \rightarrow \infty$ . При заземлении нейтралей трансформаторов через активное сопротивление вынужденные составляющие напряжения вне зависимости от величины  $R_N$  равны своей предельной величине  $U_{\text{ВН}}^{(1-3)}|_{z_N \rightarrow \infty}$  и определяются только соотношением между сопротивлениями прямой последовательности станции и примыкающей системы. При этом величина  $U_{\text{ВН}}^{(1-3)}$  тем больше, чем меньше значение отношения  $m$ , т. е. чем большую долю в токе к. з. составляет ток, протекающий от удаленного узла. Такая связь вынужденной составляющей напряжения с параметрами системы и определяет значительное повышение максимума напряжения на контактах выключателей при применении токоограничивающих сопротивлений

в схемах, аналогичных приведенной на рис. 1,а. Кривая ВН для одного из расчетных случаев при отключении первого полюса выключателя при ликвидации к. з. при тех же параметрах схемы, что и на рис. 2, приведена на рис. 3.

Характер процессов в схеме рис. 1,б близок к характеру процессов в схеме рис. 1,а при существенно меньших максимумах восстанавливающихся напряжений. Ниже приведены результаты расчетов ВН в схеме рис. 1,б для наиболее тяжелого расчетного случая ( $l=15 \text{ км}$ ,  $n_L=3$ ) при тех же параметрах схемы, что и в таблице:

$z_N$	$k_{z_N}^{(1-3)}$	$k_{z_N}^{(1)}$
$x_N = 300 \text{ Ом}$	1,24	0,92
$R_N = 300 \text{ Ом}$	1,36	1,24

В схеме рис. 1,б благоприятное влияние цепочки замещения автотрансформатора в узле 1 с примыкающими линиями ( $L_{13}-z_{w3}$ ) оказывается тем больше, чем больше значение токоограничивающего сопротивления в нейтралях трансформаторов станционных блоков.

Последнее обстоятельство может быть пояснено при анализе схем замещения, учитывающих влияние автотрансформаторной связи и справедливых до прихода волн, отраженных от ближайших узлов. Расчеты показывают, что при  $\dot{z}_N = jx_N$  в случае отключения первой фазы трехполюсного к. з. для качественного анализа процессов можно пренебречь ветвью  $2x_{13}-2z_{w30}$ . Анализ такой схемы показывает, что эквивалентная индуктивность при  $z_N=0$  существенно меньше, чем при  $z_N=\infty$ , поэтому время установления режима в этой схеме существенно увеличивается. Уменьшение же скорости подъема напряжения приводит к тому, что максимумы напряжения при  $z_N \rightarrow \infty$  за счет отраженных от соседних узлов волн либо меньше максимумов при  $z_N=0$ , либо практически равны им.

**Выводы.** Применение токоограничивающих сопротивлений в нейтралях трансформаторов приводит к снижению скорости восстановления напряжения в начальной стадии процесса при отключении однополюсного к. з. и практически не утяжеляет эту стадию процесса при несимметричном отключении симметричных к. з.

2. Наличие токоограничивающих сопротивлений в нейтралях трансформаторов практически не сказывается на максимумах ПВН (переходных восстанавливающихся напряжений), возникающих на контактах полюса аварийной фазы, и может привести к увеличению максимумов на контактах полюса выключателя, отключающегося в первую очередь при ликвидации трехполюсного к. з.

3. Степень увеличения максимумов ПВН при отключении первого полюса выключателя при трехполюсном к. з. существенно зависит от структуры сети. Для широкого диапазона структур схем кратности увеличения максимумов ПВН при оснащении нейтралей трансформаторов токоограничивающими сопротивлениями не превышают 1–1,3, что не повлечет за собой утяжеления требований к испытаниям выключателей на коммутационную способность.

4. Наибольшее увеличение максимумов ПВН при использовании токоограничивающих сопротивлений (в 1,5–2 раза) наблюдается в относительно редких схемах, в которых рассматриваемый энергоузел с помощью нескольких коротких (до 50 км) линий связан с автотрансформаторным узлом, примыкающим к сети более высокого класса напряжения. Для обеспечения на-

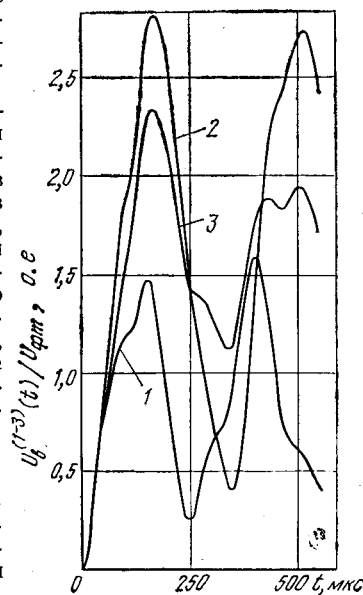


Рис. 3. Восстановление напряжения на контактах выключателя первой отключаемой фазы при трехполюсном к. з. в схеме рис. 1,а.

дежной работы выключателя в узлах этого типа следует в редких случаях трехполюсных к. з. предусмотреть меры, направленные на ограничение аварийного тока (деление станции и т. п.).

## СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Либкинд М. С., Маневич А. С. Проблема токов короткого замыкания в развивающихся энергетических системах. — Тр. ЭНИН, вып. 3, 1973.
2. Мероприятия по ограничению токов неполнофазных коротких замыканий на землю в сетях 110—220 кВ/М. Н. Алиев, Ч. М. Дзуварлы, Е. В. Дмитриев, Т. А. Нурмамедов. — В кн.: Режимы нейтрали в электрических системах. — Киев: Наукова думка, 1974.
3. Неклепаев Б. Н. Координация и оптимизация уровней токов короткого замыкания в электрических системах. — М.: Энергия, 1978.
4. Супрунов В. В. Влияние токоограничивающих реакторов, включенных в нейтрали трансформаторов, на условия

осуществления ОАПВ. — Изв. СО АН СССР. Сер. техн. наук, 1976, вып. 2, № 8.

5. Кадомская К. П., Супрунов В. В. Влияние токоограничивающих сопротивлений в нейтралях трансформаторов на коммутационные перенапряжения. — Электричество, 1978, № 8.

6. Дзуварлы Ч. М., Дмитриев Е. В., Гашимов А. М. Исследование влияния сети и заземляющей резисторной установки на амплитуду и скорость восстанавливающихся напряжений при ликвидации коротких замыканий. — В кн.: Частичное заземление нейтрали в электрических системах через резисторы. — Баку: Элм, 1976.

7. Гусева Л. А., Ковалев Б. И. Комплекс стандартных подпрограмм для расчета электромагнитных переходных процессов в электрических системах на ЦВМ БЭСМ-4. — Тр. СибНИИЭ, 1975.

8. Кадомская К. П., Петраков В. П. Инженерный метод расчета максимальных перенапряжений на контактах выключателей при отключении короткого замыкания. — Изв. вузов. Энергетика, 1973, № 8.

[20.03.80]

УДК 621.316.925

## О замедленном сравнении фаз

ЛЯМЕЦ Ю. Я., КОЗЛОВ В. Н., АНТОНОВ В. И.

Чебоксары

В измерительных органах релейной защиты, основанных на сравнении фаз двух электрических величин, широко применяются фазосравнивающие элементы, действующие по способу сравнения времени совпадения знаков мгновенных значений величин со временем несовпадения [Л. 1 и 2]. Характерной чертой этого способа является замедленность действия, определенным образом зависящая от разности фаз между величинами. Она полезна тем, что придает измерительным органам повышенную помехоустойчивость, а в некоторых случаях может служить и для получения необходимых выдержек времени. В статье рассматриваются общие закономерности, присущие замедленному сравнению фаз.

**Модель фазосравнивающего элемента.** Фазосравнивающий элемент включает в себя схему сравнения знаков входных величин, интегрирующее звено с двухсторонним ограничителем выходного напряжения и исполнительный элемент. Предполагается, что схема сравнения работает в режиме переключения, и ее моделью может служить периодически коммутируемый ключ  $K$  (рис. 1). Индексами «з» и «р» отмечены параметры и величины, относящиеся к цепям или процессам заряда и разряда конденсатора  $C$ . Для большей общности в качестве основных величин здесь используются потенциалы, а не напряжения.

**Математическое описание.** Анализ динамики схемы рис. 1 выполним по методике [Л. 3]. Пусть  $k=1, 2, \dots$  — номер периода коммутации ключа  $K$ . Каждый период состоит из двух интервалов. На одном интервале продолжительностью  $t_z$  ключ находится в верхнем положении, и конденсатор заряжается. На другом интервале продолжительностью  $t_p$  ключ находится в нижнем положении, и конденсатор разряжается (рис. 2). В соответствии с принятым подходом искомая величина — потенциал  $v$  первого вывода конденсатора — описывается функциями двух аргументов: дискретного  $k$  и непрерывного  $t$ , отсчитываемого от начала каждого интервала

$$v_z(k, t) = V_{н.з} + A_z(k) \exp(-t/\tau_z); \quad (1a)$$

$$v_p(k, t) = V_{н.п} + A_p(k) \exp(-t/\tau_p), \quad (1б)$$

где  $\tau_z = R_z C$  и  $\tau_p = R_p C$  — постоянные времени цепей заряда и разряда;  $A_z(k)$  и  $A_p(k)$  — функции дискретного аргумента, которые на каждом периоде (для фиксированного значения  $k$ ) играют роль произвольных постоянных в функциях непрерывного аргумента  $t$ .

Поскольку потенциал  $V_x$  второго вывода конденсатора задан, переменный потенциал  $v(k, t)$  должен быть непрерывной величиной. Отсюда вытекают условия на границах интервалов:

$$V_{\max}(k) = v_z(k, t_z) = v_p(k, 0); \quad (2a)$$

$$V_{\min}(k) = v_p(k, t_p) = v_z(k+1, 0). \quad (2б)$$

Значение  $V_x$  само по себе интереса не представляет, коль скоро оно не влияет ни на уравнения (1), ни на граничные условия (2).

Рассматривая (1) и (2) совместно и обозначая

$$\beta_z = \exp(-\alpha_z), \quad \beta_p = \exp(-\alpha_p), \quad \alpha_z = t_z/\tau_z, \quad \alpha_p = t_p/\tau_p, \quad (3)$$

получаем для экстремальных значений потенциала  $v$  следующие линейные разностные уравнения с постоянными коэффициентами:

$$\left. \begin{aligned} V_{\max}(k+1) - \beta_z \beta_p V_{\max}(k) &= V_{н.з}(1 - \beta_z) + \\ &+ V_{н.п} \beta_z (1 - \beta_p); \\ V_{\min}(k+1) - \beta_z \beta_p V_{\min}(k) &= V_{н.п}(1 - \beta_p) + \\ &+ V_{н.з} \beta_p (1 - \beta_z). \end{aligned} \right\} \quad (4)$$

**Решения разностных уравнений.** Общее решение линейного разностного уравнения с правой частью есть сумма его частного решения и общего решения уравнения без правой части [Л. 4]. В соответствии с их электротехническим смыслом назовем первое слагаемое установившейся, а второе — свободной составляющей переходной дискретной величины. Первое отметим индексом «у». Общие решения уравнений (4):

$$\left. \begin{aligned} V_{\max}(k) &= V_{y \max} + B(\beta_z \beta_p)^k; \\ V_{\min}(k) &= V_{y \min} + D(\beta_z \beta_p)^k. \end{aligned} \right\} \quad (5)$$

Здесь  $B$  и  $D$  — произвольные постоянные в функциях дискретного аргумента  $k$ .

Подставляя составляющие  $V_{y \max}$  и  $V_{y \min}$  в (4), после некоторых преобразований находим

$$V_{y \max} = V_{н.з} + (V_{н.з} - V_{н.п}) \frac{1 - \beta_z}{1 - \beta_z \beta_p}; \quad (6a)$$

$$V_{y \min} = V_{н.п} - (V_{н.з} - V_{н.п}) \frac{1 - \beta_p}{1 - \beta_z \beta_p}. \quad (6б)$$

Для определения постоянных  $B$  и  $D$  воспользуемся начальными условиями. Если до начала периодических коммутаций ключ  $K$  длительное время находится в нижнем положении, то начальным уровнем потенциала  $v$  будет  $V_{н.п}$  (рис. 2). Начальные значения функций  $V_{\max}(k)$  и  $V_{\min}(k)$  можно было бы определить на первом периоде коммутаций ключа. Это были бы значения при  $k=1$ . Однако удобнее ввести в рассмотрение еще и нулевой период, предшествовавший первой коммутации, и, не нарушая общей закономерности,

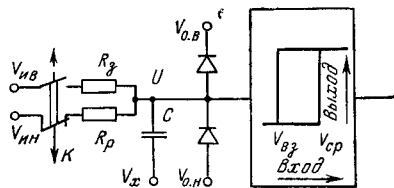


Рис. 1. Принципиальная схема фазосравнивающего элемента.  $V_{и.н} \leq V_{о.н} < V_{вз} < V_{ср} < V_{о.в} \leq V_{и.в}$ ;  $V_{и.в}$ ,  $V_{и.н}$  — верхний и нижний потенциалы источника ( $V_{и.в} - V_{и.н} = U_{п}$  — напряжение питания);  $V_{о.в}$ ,  $V_{о.н}$  — потенциалы ограничения (при идеальных диодах);  $V_{ср}$ ,  $V_{вз}$  — потенциалы срабатывания и возврата исполнительного элемента;  $V_x$  — потенциал, задаваемый произвольно.

распространить на него процесс, начавшийся на первом периоде. Тогда можно будет воспользоваться более простыми значениями искоемых функций при  $k=0$ :

$$V_{\max}(0) = V_{и.н} + \frac{1}{\beta_p} (V_{о.н} - V_{и.н}); \quad V_{\min}(0) = V_{о.н}.$$

Общие решения (5) после подстановки значений произвольных постоянных:

$$V_{\max}(k) = V_{y \max} - \left[ V_{y \max} - V_{и.н} - \frac{1}{\beta_p} (V_{о.н} - V_{и.н}) \right] (\beta_3 \beta_p)^k, \quad (7a)$$

$$V_{\min}(k) = V_{y \min} - (V_{y \min} - V_{о.н}) (\beta_3 \beta_p)^k. \quad (7b)$$

Переходные дискретные величины (7) найдены для того случая, когда потенциал  $v$  повышается от периода к периоду. Представляет интерес также и процесс его понижения от максимально возможного уровня  $V_{о.в}$ . Общие решения (5) и частные решения (6) при этом остаются в силе, но изменяются начальные условия и, следовательно, значения постоянных  $B$  и  $D$ . По сравнению с предыдущим случаем наблюдается иной порядок чередования интервалов заряда и разряда, и новые выражения получаются из старых взаимной заменой индексов «max» и «min», «н» и «в», «з» и «р».

**Зависимость процесса от разности фаз.** Предположим, что чувствительность схемы сравнения знаков достаточно велика для того, чтобы границей интервалов заряда и разряда конденсатора можно было считать определенные моменты перехода входных величин через нулевое значение. Будем различать одно- и двухполупериодное сравнение фаз. При однополупериодном сравнении конденсатор заряжается только на интервалах совпадения положительных знаков входных величин и разряжается в остальное время, а при двухполупериодном заряжается еще и на интервалах совпадения отрицательных знаков. Величины, относящиеся к первому способу, условимся снабжать индексом 1, ко второму — индексом 2. Тогда

$$\omega t_{31} = \omega t_{32} = \pi - |\varphi|; \quad \omega t_{p1} = \pi + |\varphi|; \quad \omega t_{p2} = |\varphi|, \quad (8)$$

где  $\varphi$  — разность фаз входных величин.

Чтобы выразить экстремумы потенциала  $v$  через угол  $\varphi$ , достаточно подставить соответствующие времена из (8) в (3), т. е. записать

$$\beta_{31} = \exp\left(-\frac{\pi - |\varphi|}{\omega t_{31}}\right), \quad \beta_{p1} = \exp\left(-\frac{\pi + |\varphi|}{\omega t_{p1}}\right); \quad (9a)$$

$$\beta_{32} = \exp\left(-\frac{\pi - |\varphi|}{\omega t_{32}}\right), \quad \beta_{p2} = \exp\left(-\frac{|\varphi|}{\omega t_{p2}}\right). \quad (9b)$$

**Взаимосвязь постоянных времени с зоной работы.** Из формул (6) следует:

$$\beta_3 = \frac{V_{и.в} - V_{y \max}}{V_{и.в} - V_{y \min}}, \quad \beta_p = \frac{V_{y \max} - V_{и.н}}{V_{y \min} - V_{и.н}}, \quad (10)$$

что совместно с (9) позволяет определить постоянные времени, обеспечивающие требуемую рабочую зону. Пусть  $|\varphi_{ср}|$  и  $|\varphi_{вз}|$  — абсолютные значения углов срабатывания и возврата фазосравнивающего элемента. Условиями срабатывания и возврата при изменении угла будут неравенства  $|\varphi| \leq |\varphi_{ср}|$  и  $|\varphi| \geq |\varphi_{вз}|$ . Во избежание вибрации элемент должен обладать некоторым гистерезисом, т. е.  $|\varphi_{вз}| > |\varphi_{ср}|$ .

Условимся отмечать одним штрихом величины, взятые при  $|\varphi_{ср}|$  и двумя — при  $|\varphi_{вз}|$ . В новых обозначениях можно записать условия, иллюстрируемые рис. 3:  $V'_{y \max} = V_{ср}$ ,  $V'_{y \min} > V_{вз}$ ;  $V''_{y \min} = V_{вз}$ ,  $V''_{y \max} < V_{ср}$ . Считая заданными порог  $V_{ср}$  и величину  $V'_{y \min}$ , по формулам (10) определяем

$$\beta'_3 = \frac{V_{и.в} - V_{ср}}{V_{и.в} - V'_{y \min}}; \quad \beta'_p = \frac{V'_{y \min} - V_{и.н}}{V_{ср} - V_{и.н}}, \quad (11)$$

а из (9)

$$\tau_{31} = \tau_{32} = \frac{\pi - |\varphi_{ср}|}{\omega \ln \frac{1}{\beta'_3}},$$

$$\tau_{p1} = \frac{\pi + |\varphi_{ср}|}{\omega \ln \frac{1}{\beta'_{p1}}}, \quad \tau_{p2} = \frac{|\varphi_{ср}|}{\omega \ln \frac{1}{\beta'_{p2}}}. \quad (12)$$

**Время срабатывания.** Обозначение  $t$  использовано выше для «местного» времени интервалов, поэтому общее время, отсчитываемое от момента первой коммутации, будем обозначать через  $t_{\Sigma}$ . Фазосравнивающий элемент срабатывает на интервале заряда, отсюда

$$t_{\Sigma \text{ ср}} = (k_{ср} - 1) T_K + t_{ср}.$$

Номер  $k_{ср} - 1$  — целая часть корня уравнения  $V_{\max}(k_x) = V_{ср}$ . Как видно из (7a),

$$k_x = \frac{1}{\alpha_3 + \alpha_p} \ln \frac{V_{y \max} - V_{и.н} - \frac{1}{\beta_p} (V_{о.н} - V_{и.н})}{V_{y \max} - V_{ср}}. \quad (13)$$

Время  $t_{ср}$  определяется из условия  $v_3(k_{ср}, t_{ср}) = V_{ср}$ . Используя (1a) и (2b), находим

$$t_{ср} = \tau_3 \ln \frac{V_{и.в} - V_{\min}(k_{ср} - 1)}{V_{и.в} - V_{ср}}. \quad (14)$$

**Цепь с большими постоянными времени.** Постоянные времени будем считать большими, если  $\tau_a \gg \tau_3$  и  $\tau_p \gg t_p$ . По мере увеличения  $\tau_3$  и  $\tau_p$  различие между экстремумами  $V_{y \max}$  и  $V_{y \min}$  становится все менее заметным. Если оно стало не существенным, то это означает, что в формулах (6) можно ограничиться двумя членами разложения функции  $\exp(-x)$  в степенной ряд. В результате установившееся значение потенциала определится выражением

$$V_y = V_{и.н} + \frac{U_{п}}{1 + \frac{\alpha_p}{\alpha_3}}, \quad (15)$$

абсолютная погрешность которого оценивается величинами

$$\Delta V_{y \max} = \frac{U_{п}}{2} \alpha_p \left(1 + \frac{\alpha_p - \alpha_3}{6}\right);$$

$$\Delta V_{y \min} = -\frac{U_{п}}{2} \alpha_3 \left(1 + \frac{\alpha_3 - \alpha_p}{6}\right).$$

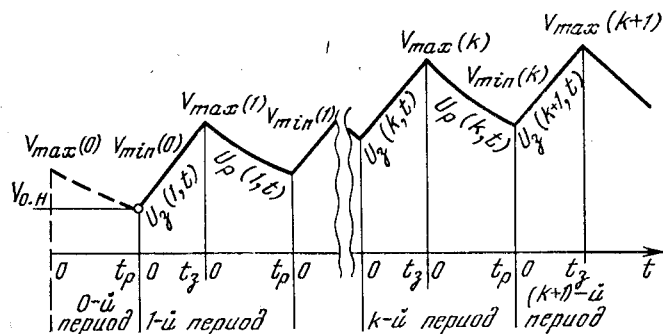


Рис. 2. График переходного процесса. Пунктиром показано распространение процесса на нулевой период.

Формула (15) связывает значение  $V_y$  с отношением постоянных времени  $\eta = \tau_a/\tau_p$ , а также с отношением  $t_p/t_a$ , которое посредством (8) выражается через угол  $\varphi$ . Полагая в (15)  $V_y = V_{cp}$ , заменяя при этом в (8)  $\varphi$  на  $\varphi_{cp}$  и вводя обозначение  $\xi = (V_{cp} - V_{н.н})/U_n$ , найдем для обеих схем сравнения фаз

$$|\varphi_{cp}| = \frac{1 - \xi(1 + \eta_1)}{1 - \xi(1 - \eta_1)} \pi = \frac{1 - \xi}{1 - \xi(1 - \eta_2)} \pi. \quad (16)$$

Если фазосравнивающий элемент должен обладать большим временем срабатывания, то уровень  $V_{о.н}$  целесообразно опустить вплоть до  $V_{н.н}$ . При этом выражение (13), преобразованное с учетом (15), предстанет в виде:

$$k_x = \frac{1}{\alpha_3 + \alpha_p} \ln \frac{1}{1 - \xi \left(1 + \frac{\alpha_3}{\alpha_p}\right)}$$

или для разных схем сравнения фаз:

$$\left. \begin{aligned} k_{x1} &= \frac{\omega \tau_{31}}{\pi(1 + \eta_1) - (1 - \eta_1)|\varphi|} \ln \frac{1}{1 - \xi \left(1 + \eta_1 \frac{\pi + |\varphi|}{\pi - |\varphi|}\right)}, \\ k_{x2} &= \frac{\omega \tau_{32}}{\pi - (1 - \eta_2)|\varphi|} \ln \frac{1}{1 - \xi \left(1 + \eta_2 \frac{|\varphi|}{\pi - |\varphi|}\right)}. \end{aligned} \right\} \quad (17)$$

Цепь с идеальным интегратором. Полученные ранее соотношения, в том числе и для случая больших постоянных времени, не распространяются на цепь с идеальным интегратором, в котором потенциал на отдельных интервалах времени изменяется по линейному закону:

$$v_3(k, t) = \frac{t}{n_3} + A_3(k);$$

$$v_p(k, t) = -\frac{t}{n_p} + A_p(k),$$

где  $n_3$  и  $n_p$  — постоянные коэффициенты.

Состояние фазосравнивающего элемента определяется соотношением между величинами  $h_a = t_a/n_a$  и  $h_p = t_p/n_p$ . Нерабочей зоне углов соответствует неравенство  $h_a < h_p$ , которое означает, что кривая  $v(k, t)$  не может оторваться от уровня  $V_{о.н}$ . Она отходит от него на интервале заряда, но на интервале разряда возвращается к нему. Когда же неравенство  $h_a < h_p$  сменится противоположным  $h_a > h_p$ , соответствующим рабочей зоне углов, возникнет переходный процесс, подобный изображенному на рис. 2, но имеющий ту особенность, что он завершается лишь по достижению верхнего предела  $V_{о.в}$ . Для этого процесса

$$A_3(k) = V_{\min}(k - 1) = V_{о.н} + (h_3 - h_p)(k - 1);$$

$$A_p(k) = V_{\max}(k) = V_{\min}(k - 1) + h_3,$$

а вместо (13) и (14)

$$k_x = \frac{V_{cp} - V_{о.н} - h_p}{h_3 - h_p};$$

$$t_{cp} = n_3 [V_{cp} - V_{о.н} - (h_3 - h_p)(k_{cp} - 1)].$$

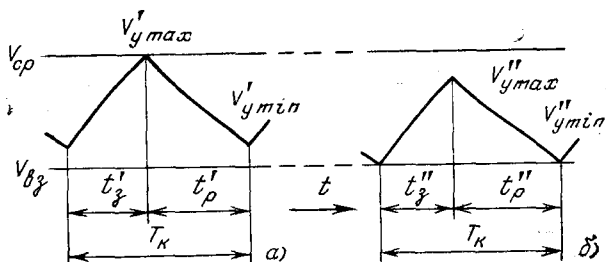
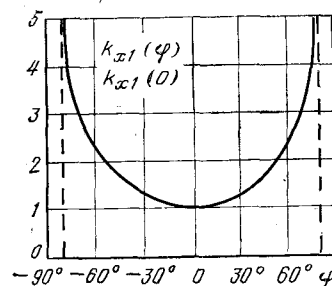


Рис. 3. График установившегося режима.

а — при угле срабатывания  $\varphi_{cp}$ ; б — при угле возврата;  $T_k$  — период коммутации ключа К;  $T_{k1} = 2\pi/\omega$  — при однополупериодном сравнении фаз;  $T_{k2} = \pi/\omega$  — при двухполупериодном.

Рис. 4. Зависимость  $k_{x1}(\varphi)/k_{x1}(0)$ .



**Примеры.** Фазосравнивающий элемент для реле направления мощности. Способ сравнения фаз — двухполупериодный,  $|\varphi_{cp}| = 85^\circ$ ,  $|\varphi_{вз}| = 87,5^\circ$ ,  $U_n = 30$  В.

Для обеспечения стабильности характеристик срабатывания необходимо ограничить используемую часть экспонент заряда и разряда конденсатора, т. е. выбрать не большими 0,4–0,6 коэффициенты

$$\gamma_3 = \frac{V_{cp} - V'_{y \min}}{V_{н.в} - V'_{y \min}}, \quad \gamma_p = \frac{V_{cp} - V'_{y \min}}{V_{cp} - V_{н.н}}. \quad (18)$$

Кроме того, если нет схемных ограничений, пилообразную кривую  $v_y(t)$  установившегося режима при  $|\varphi_{cp}|$  целесообразно располагать посередине между уровнями  $V_{н.в}$  и  $V_{н.н}$ .

Поскольку точка нулевого потенциала не оговорена, примем  $V_{н.в} + V_{н.н} = 0$ . Тогда  $V_{н.в} = -V_{н.н} = 15$  В. Зададим далее  $\gamma_3 = \gamma_p = 0,4$ .

Тогда  $V_{cp} = -V'_{y \min} = 3,75$  В. Сравнивая (18) и (11), видим, что  $\beta'_3 = 1 - \gamma_3$ ,  $\beta'_p = 1 - \gamma_p$ . Подставляя в (12) значения  $\beta'_3 = \beta'_p = 0,6$  и  $|\varphi_{cp}|$  в радианах, найдем  $\tau_{32} = 10,33$  мс,  $\tau_{p2} = 9,24$  мс.

Остается установить порог возврата исполнительного элемента  $V_{вз}$ . Подставляя в (9б) значения  $\tau_{32}$ ,  $\tau_{p2}$  и  $|\varphi_{вз}|$ , имеем  $\beta''_{32} = 0,608$ ,  $\beta''_{p2} = 0,591$ , после чего по (6б)  $V_{вз} = V'_{y \min} = -4,15$  В.

Фазосравнивающий элемент для защиты сети 0,4 кВ [Л. 5]. Способ сравнения фаз — однополупериодный,  $|\varphi_{cp}| = 80^\circ$ ,  $t_{cp} = 2$  с при  $\varphi = 0$ . В качестве исполнительного элемента используется газоразрядная лампа с напряжением зажигания 48 В.

С точностью до одного периода  $t_{cp}(\varphi) = T k_{x1}(\varphi)$ , где  $T = 0,02$  с. По условию имеем  $k_{x1}(0) = 100$ .

Исследование чувствительности характеристик  $|\varphi_{cp}|$  и  $k_{x1}(0)$ , определяемых формулами (16) и (17), к отклонению параметра  $\eta_1$  показывает, что с уменьшением  $\eta_1$  чувствительность понижается, но резкое уменьшение происходит лишь до значений, несколько больших 1. Выбирая  $\eta_1 = 1$ , из (16) находим  $\xi = 0,278$ . Учитывая, что  $V_{cp} - V_{н.н} = 48$  В, имеем  $U_n = 173$  В. Из (17) по известным значениям  $k_{x1}(0)$  и  $\eta_1$  и  $\xi$  определяем  $\tau_{a1} = 0,863$  с. Представляет интерес зависимость  $k_{x1}(\varphi)/k_{x1}(0)$ , полученная по формуле (17) и приведенная на рис. 4.

#### СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Фабрикант В. Л., Путиньш В. Я. Новый способ сравнения фаз для выполнения реле с двумя электрическими величинами. — Электричество, 1962, № 10.
2. Hamilton F. L., Jackson L. Some basic considerations of operating times of high speed protection. — Colloquium on Some Present-Day Protection Problems (Papers), London, 1968.
3. Лямец Ю. Я. Дифференциально-разностные уравнения электрических цепей с дискретными параметрами или воздействиями. — В кн.: Вопросы анализа и синтеза электрических цепей и устройств с электронными приборами. — Чебоксары: Изд. Чувашского госуд. ун-та, 1974.
4. Гноенский Л. С., Каменский Г. А., Эльсгольц Л. Э. Математические основы теории управляемых систем. — М.: Наука, 1969. — 512 с.
5. А. с. 584382 (СССР). Устройство для защиты сети переменного трехфазного тока от однофазного короткого замыкания/ Лямец Ю. Я., Шевцов В. М., Гринштейн В. И. и др. — Оpubл. в Б. И., 1977, № 46.

[14.05.81]

# О форме математического описания процессов в автономной электроэнергетической системе

КАПУСТИН М. П.

Ленинград

Математическое моделирование нормальных и аварийных режимов автономной электроэнергетической системы (АвЭС) является одним из этапов проектирования. При этом все чаще ставятся задачи прогнозирования поведения АвЭС многоэлементной структуры, включающей синхронные генераторы, устройства регулирования напряжения и частоты, асинхронные двигатели, статическую нагрузку и соединительные линии, в сложных переходных процессах. При применении аналоговых вычислительных машин (АВМ) для решения таких задач важное практическое значение приобретает форма записи общей системы уравнений АвЭС. От формы представления математических описаний зависят: удобство настройки и эксплуатации моделей элементов всей АвЭС; диапазон режимов, исследуемых без перестройки модели; максимально возможная точность решения математических зависимостей, которая обуславливается в основном количеством нелинейных блоков. Кроме того, все нелинейные блоки функционируют с двумя операционными усилителями и тем самым в значительной степени влияют на объем модели АвЭС, а следовательно, и на эффективность использования АВМ.

В настоящей статье предлагается в отличие от традиционной формы записи уравнений элементов АвЭС в координатах  $d, q$  [Л. 1 и 2] представлять математические описания электрических машин в комбинированных, а остального электрооборудования — в фазных осях. Такая форма представления математических описаний базируется на тех же общепринятых допущениях [Л. 3], что и традиционная форма записи уравнений.

Традиционная форма записи уравнений. Смысл представления математических описаний элементов АвЭС в координатах  $d, q$  состоит в получении уравнений электрических машин с постоянными коэффициентами в результате замены фазных переменных переменными вида  $Y_d, Y_q$ . Такая форма записи уравнений позволяет получать качественные и количественные характеристики изменения изображающих векторов [Л. 3] фазных переменных только в симметричных режимах. В том же случае, когда ставится задача анализа режимов нарушения продольной или поперечной симметрии АвЭС, то для ее решения в общую систему уравнений необходимо ввести выражения обратного преобразования составляющих изображающих векторов напряжения [Л. 4]:

$$\left. \begin{aligned} u_A &= u_d \cos \gamma - u_q \sin \gamma; \\ u_B &= -\frac{1}{2} u_d \cos \gamma + \frac{\sqrt{3}}{2} u_d \sin \gamma + \\ &\quad + \frac{1}{2} u_q \sin \gamma + \frac{\sqrt{3}}{2} u_q \cos \gamma; \\ u_C &= -\frac{1}{2} u_d \cos \gamma - \frac{\sqrt{3}}{2} u_d \sin \gamma + \\ &\quad + \frac{1}{2} u_q \sin \gamma - \frac{\sqrt{3}}{2} u_q \cos \gamma. \end{aligned} \right\} \quad (1)$$

С их помощью находятся мгновенные значения фазных напряжений, оцениваются искажения форм кривых и значение перенапряжения незамкнутой фазы, например в режиме двухфазного короткого замыкания. Ток в фазах модели АвЭС в этом случае:

$$\left. \begin{aligned} i_{Ar} &= i_{An} + i_{Ad1} + \dots + i_{Adn} + i_{AB}; \\ i_{Br} &= i_{Bn} + i_{Bd1} + \dots + i_{Bdn} - i_{AB}; \\ i_{Cr} &= i_{Cn} + i_{Cd1} + \dots + i_{Cdn}, \end{aligned} \right\} \quad (2)$$

где  $i_{AB}$  — ток цепи короткого замыкания, определяемый по уравнению:

$$p i_{AB} = \frac{\omega_0}{x_K} (u_A - u_B) - \frac{\omega_0 f_K}{x_K} i_{AB}. \quad (3)$$

Здесь и далее  $p = \frac{d}{dt}$  — символ дифференцирования.

При параллельном включении потребителей электроэнергии для нахождения  $i_{Ar}, i_{Br}, i_{Cr}$  требуется осуществить обратное преобразование составляющих изображающих векторов тока моделей всех видов нагрузки:

$$\left. \begin{aligned} i_{An} &= i_{dn} \cos \gamma - i_{qn} \sin \gamma; \\ i_{Bn} &= -\frac{1}{2} i_{dn} \cos \gamma + \frac{\sqrt{3}}{2} i_{dn} \sin \gamma + \\ &\quad + \frac{1}{2} i_{qn} \sin \gamma + \frac{\sqrt{3}}{2} i_{qn} \cos \gamma; \\ i_{Cn} &= -\frac{1}{2} i_{dn} \cos \gamma - \frac{\sqrt{3}}{2} i_{dn} \sin \gamma + \\ &\quad + \frac{1}{2} i_{qn} \sin \gamma - \frac{\sqrt{3}}{2} i_{qn} \cos \gamma, \end{aligned} \right\} \quad (4)$$

и для связи фазных токов с моделью синхронного генератора ввести выражения их прямого преобразования:

$$\left. \begin{aligned} i_{dr} &= i_{Ar} \cos \gamma + \frac{1}{\sqrt{3}} (i_{Br} - i_{Cr}) \sin \gamma; \\ i_{qr} &= \frac{1}{\sqrt{3}} (i_{Br} - i_{Cr}) \cos \gamma - i_{Ar} \sin \gamma. \end{aligned} \right\} \quad (5)$$

Кроме того, при моделировании режимов синхронизации и параллельной работы генераторов с помощью традиционной формы записи уравнений требуется вводить выражения согласования координатных осей:

$$\left. \begin{aligned} u'_d &= u_{q2} \sin \delta_{1,2} + u_{d2} \cos \delta_{1,2}; \\ u'_q &= u_{q2} \cos \delta_{1,2} - u_{d2} \sin \delta_{1,2}; \\ i''_{dp} &= i_{dp} \cos \delta_{1,2} - i_{qp} \sin \delta_{1,2}; \\ i''_{qp} &= i_{dp} \sin \delta_{1,2} + i_{qp} \cos \delta_{1,2}. \end{aligned} \right\} \quad (6)$$

Таким образом с увеличением состава исследуемой АвЭС в ее модели растет количество выражений обратного и прямого преобразования переменных и операций перемножения на периодические коэффициенты.

Форма записи уравнений в комбинированных осях. Отличие такой формы от традиционной заключается в том, что уравнения статорных цепей электрических машин, статической нагрузки, линии и других элементов АвЭС записываются в фазных осях  $A, B, C$ . Уравнения же контуров ротора, электромагнитного момента и потокосцеплений синхронного генератора представляются в координатах  $d, q$ , а контуров ротора асинхронного двигателя в осях  $\alpha, \beta$ . При такой форме математическое описание генератора, выраженное в относительных (базисных) единицах Р. Парка, имеет вид:

$$\left. \begin{aligned} u_A &= -r i_A - e_d \cos \gamma + e_q \sin \gamma; \\ u_B &= -r i_B + \left( \frac{1}{2} e_d - \frac{\sqrt{3}}{2} e_q \right) \cos \gamma - \\ &\quad - \left( \frac{\sqrt{3}}{2} e_d + \frac{1}{2} e_q \right) \sin \gamma; \\ u_C &= -r i_C + \left( \frac{1}{2} e_d + \frac{\sqrt{3}}{2} e_q \right) \cos \gamma + \\ &\quad + \left( \frac{\sqrt{3}}{2} e_d - \frac{1}{2} e_q \right) \sin \gamma; \\ e_d &= \omega_r \psi_q + \frac{1}{\omega_0} p \psi_d; \end{aligned} \right\}$$

$$\begin{aligned}
 e_q &= \omega_r \psi_d - \frac{1}{\omega_6} p \psi_q; \\
 \psi_d &= i_f + i_D - x_d i_d; \\
 \psi_q &= i_Q + x_q i_q; \\
 i_d &= -i_A \cos \gamma - \frac{1}{\sqrt{3}} (i_B - i_C) \sin \gamma; \\
 i_q &= i_A \sin \gamma - \frac{1}{\sqrt{3}} (i_B - i_C) \cos \gamma; \\
 p \psi_f &= \frac{1}{T_f} (u_f - i_f); \\
 i_f &= \psi_f - g_1 i_D + \mu_d x_d i_d; \\
 p \psi_D &= -\frac{1}{T_D} i_D; \\
 i_D &= \psi_D - g_2 i_f + \mu'_d x_d i_d; \\
 p \psi_Q &= -\frac{1}{T_Q} i_Q; \\
 i_Q &= \psi_Q - \mu_q x_q i_q; \\
 M_r &= \psi_d i_q + \psi_q i_d.
 \end{aligned}$$

Математическое описание асинхронного двигателя:

$$\begin{aligned}
 p i_{Ad} &= \frac{\omega_6}{x - \mu x} u_A - \frac{\omega_6 r_1}{x - \mu x} i_{Ad} - \frac{1}{x - \mu x} p \psi_a; \\
 p i_{Bd} &= \frac{\omega_6}{x - \mu x} u_B - \frac{\omega_6 r_1}{x - \mu x} i_{Bd} + \\
 &+ \frac{1}{2(x - \mu x)} p \psi_a - \frac{\sqrt{3}}{2(x - \mu x)} p \psi_\beta; \\
 p i_{Cd} &= \frac{\omega_6}{x - \mu x} u_C - \frac{\omega_6 r_1}{x - \mu x} i_{Cd} + \\
 &+ \frac{1}{2(x - \mu x)} p \psi_a + \frac{\sqrt{3}}{2(x - \mu x)} p \psi_\beta; \\
 p \psi_a &= -\frac{1}{T_r} \psi_a + \frac{\mu x}{T_r} i_{Ad} - \omega_6 \omega_{rd} \psi_\beta; \\
 p \psi_\beta &= -\frac{1}{T_r} \psi_\beta + \frac{\mu x}{T_r \sqrt{3}} (i_{Bd} - i_{Cd}) + \omega_6 \omega_{rd} \psi_a; \\
 p \omega_{rd} &= \frac{1}{T_m} (M_{э.д} - M_c); \\
 M_{э.д} &= \frac{1}{\sqrt{3}} \psi_a (i_{Bd} - i_{Cd}) - \psi_\beta i_{Ad}.
 \end{aligned} \quad (8)$$

Математическое описание статической нагрузки (реактора, линии):

$$\left. \begin{aligned}
 p i_{An} &= \frac{\omega_6}{x_n} u_A - \frac{\omega_6 r_n}{x_n} i_{An}; \\
 p i_{Bn} &= \frac{\omega_6}{x_n} u_B - \frac{\omega_6 r_n}{x_n} i_{Bn}; \\
 p i_{Cn} &= \frac{\omega_6}{x_n} u_C - \frac{\omega_6 r_n}{x_n} i_{Cn}.
 \end{aligned} \right\} \quad (9)$$

При такой форме представления математические описания всех элементов АвЭС оперируют мгновенными значениями фазных токов и напряжений. Поэтому связь между моделями в нормальных и аварийных симметричных и несимметричных режимах по напряжению осуществляется аналогично объекту-оригиналу, а по фазным токам — с помощью выражений (2).

**Сопоставление форм записи уравнений.** Сравнение приведенных математических описаний показывает, что количество линейных и нелинейных операций в системе (7) для синхронного генератора несколько больше, чем при традиционной форме записи уравнений. Математическое описание асин-

хронного двигателя (8) содержит меньше нелинейных операций в сравнении с уравнениями, записанными в координатах  $d, q$ , а уравнения статической нагрузки (9) вообще не содержат нелинейных операций при общепринятых допущениях.

Учитывая число линейных и нелинейных операций в выражениях (1), (4), (5), (6), сравнительную количественную оценку общей системы уравнений АвЭС различного состава, базирующейся на рассмотренных формах представления, можно получить введя понятия относительного коэффициента нелинейности уравнений

$$\kappa_1 = \frac{\Sigma H_{d,q}}{\Sigma H_{к.о}} \quad (10)$$

и относительного коэффициента сложности

$$\kappa_2 = \frac{\Sigma (H + L)_{d,q}}{\Sigma (H + L)_{к.о}}, \quad (11)$$

где  $H$  — нелинейные операции типа перемножения, возведения в степень, тригонометрические функции переменных и т. п.;  $L$  — линейные операции (дифференцирования и суммирования).

Индексы в этих выражениях указывают на принадлежность операций математическим описаниям основных элементов АвЭС, представленным соответственно в координатах  $d, q$  и в комбинированных осях.

Анализ значений  $\kappa_1$  и  $\kappa_2$  показывает, что по мере усложнения структуры АвЭС, исследуемой даже только в симметричных режимах, растет преимущество как по количеству нелинейных, так и по общему числу операций, той системы уравнений, которая базируется на математических описаниях (7), (8) и (9). Так, модель АвЭС, набранная на их основе и включающая в свой состав два параллельно работающих синхронных генератора, два асинхронных двигателя и две эквивалентные статические нагрузки, будет содержать на 22% меньше математических операций, чем модель, построенная по уравнениям, записанным в осях  $d, q$ . При этом она будет иметь более чем в 1,5 раза меньше нелинейных операций. В результате экономится 48 операционных усилителей, что по составу практически равно комплекту АВМ типа МН-18 или АВК-2.

Это объясняется тем, что традиционная форма, исключая периодические коэффициенты из математических описаний электрических машин, приводит к появлению нелинейных операций вида  $X^2, \sqrt{X}, i_{\omega} \omega_r, \psi_d \omega_r$ , а также к необходимости введения выражений (6), которые содержат периодические коэффициенты  $\sin \delta_{1,2}$  и  $\cos \delta_{1,2}$ . При представлении же математических описаний электрических машин в комбинированных осях количество периодических коэффициентов, входящих только в состав уравнений контуров статора генератора и операций перемножения на них переменных меньше, чем количество таких нелинейных операций.

Преимущество модели АвЭС, построенной на базе математических операций (7), (8), (9), по числу линейных и нелинейных операций увеличивается еще больше, когда ставится задача анализа режимов нарушения продольной или поперечной симметрии, так как в этом случае уравнения связи значительно проще.

**Реализация математических описаний, представленных в комбинированных осях.** Предлагаемая в данной статье форма представления математического описания процессов позволила создать на двух АВМ типа МН-17м с использованием принципа структурного моделирования специализированную модель многоэлементной АвЭС. При этом на каждом комплекте МН-17м было оставлено до 20 резервных усилителей, что дало возможность оперативно расширять объем модели дополнительными моделями асинхронных двигателей или других видов нагрузки, либо варьировать моделями различных типов первичных двигателей, регуляторов скорости и напряжений. На модели проведены исследования динамической устойчивости и качества электроэнергии проектируемых АвЭС ряда судов в режимах: синхронизации и параллельной работы генераторов и их обратимости; прямого запуска, пуска через реакторные пусковые устройства, переключения питания через контактные и бесконтактные переключатели сети и реверса асинхронного двигателя; симметричных и несимметричных коротких замыканий и т. п.



Достоверность результатов моделирования оценивалась с использованием методов математической статистики и теории вероятностей по величине относительной погрешности определения провала напряжения в 40 режимах наброса нагрузки и в 10 режимах запуска двигателей. Сравнению подвергались данные натурного эксперимента, проведенного на заводах-изготовителях, и моделирования. По результатам сравнения установлено, что значение статистического среднего относительной погрешности моделирования  $M^* [\delta_{\Delta u}]$  в этих режимах не превышает  $-5\%$ . Доверительные интервалы  $M^* \delta_{\Delta u}$  при доверительной вероятности  $\alpha=0,9$  имеют следующие границы:  $-7,5\% < M^* < 1,5\%$  для режимов наброса нагрузки;  $-11,5\% < M^* < 5,5\%$  — для режимов запуска двигателя при  $\alpha=0,95$ .

Обработка статистического массива данных расчета на ЦВМ в сопоставлении с натурным экспериментом дала следующие результаты:  $-1,5\% < M^* < 6\%$  для режимов наброса нагрузки и  $-7,5\% < M^* < 9\%$  — для режимов запуска двигателя. Это показывает, что при одинаковой точности информации по параметрам элементов АвЭС достоверность результатов моделирования на АВМ практически равнозначна расчету на ЦВМ.

В режимах самовозбуждения генератора, повторного включения двигателя после перерыва питания, трех- и двух-фазных замыканий оценка результатов моделирования осуществлялась путем сопоставления экстремальных значений различных переменных в переходных процессах с данными единичного натурного эксперимента. В этом случае значение погрешности моделирования по величине ударного тока короткого замыкания не превышает  $10\%$ , а по току возбуждения генератора —  $15\%$ . Наибольшее значение погрешности (до  $20\%$ ) наблюдается по временной координате перехода-

ного процесса, что можно объяснить низкой точностью информации по постоянным времени систем регулирования генераторных агрегатов и применением детерминированных значений параметров электрооборудования АвЭС.

Предлагаемая форма представления математического описания процессов может найти применение при проведении исследований проектируемых систем большой электроэнергетики.

**Выводы.** Представление математического описания процессов в комбинированных осях обеспечивает: без введения дополнительных допущений — существенное уменьшение линейных и нелинейных операций в общей системе уравнений АвЭС многоэлементной структуры; без перестройки модели — расширение диапазона исследований до режимов нарушения продольной и поперечной симметрии АвЭС; наглядность получения информации и непосредственное ее сравнение с фазными переменными, зарегистрированными в системе-оригинале; повышение производительности научно-исследовательских работ и эффективности использования аналоговых процессов.

#### СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Веников В. А. Переходные электромеханические процессы в электрических системах. — М.: Высшая школа, 1970.
2. Веретенников Л. П. Исследование процессов в судовых электроэнергетических системах. Теория и методы. — Л.: Судостроение, 1975.
3. Алябьев М. И. Основы общей теории судовых электрических машин. — Л.: Судостроение, 1965.
4. Страхов С. В. Переходные процессы в электрических цепях, содержащих машины переменного тока. — М.: Госэнергоиздат, 1960.

[17.02.81]



УДК 62-83.001.1

## О проектировании серии двигателей для позиционного электропривода

КОЖЕВНИКОВ К. И.

Новочеркасск

К числу позиционных приводов с двигателем постоянного тока независимого возбуждения, который питается от отдельного управляемого вентильного преобразователя и частота вращения которого регулируется изменением напряжения якоря при номинальном магнитном потоке, относятся, например, приводы координатных металлорежущих станков и промышленных манипуляторов. Двигатель — защищенный с самовентиляцией, номинальный режим — длительный. Двигатели серии по классификации, приведенной в [Л. 1], относятся к малым и средним машинам, номинальная частота вращения находится в пределах от 3000 до 750 об/мин.

В статье приведены результаты исследования зависимостей показателей режима двигателя от передаточного числа редуктора, метод совместного выбора двигателя и оптимального по производительности передаточного числа редуктора, приведены соотношения, которые являются предпосылкой к рациональному проектированию серии двигателей для позиционного привода рассматриваемого класса.

**Исходные положения.** Остановка привода одноступенчатая, без доводки на пониженной скорости (рис. 1). За время технологического цикла  $t_{\Sigma}$  (с), равного

$$t_{\Sigma} = t_p + t_0; \quad (1)$$

$$t_p = \sum_{r=1}^R t_{pr}; \quad (2)$$

$$t_0 = \sum_{r=1}^R t_{0r}; \quad (3)$$

привод отработывает программу перемещений рабочего органа, механизма (мм):

$$S_{p1}, S_{p2}, \dots, S_{pr}, \dots, S_{pR}, \quad (4)$$

где  $t_p$  — суммарное время работы, затраченное на выполнение программы (4), с;  $t_0$  — суммарное время паузы, с;  $R$  — число перемещений в программе (4);  $r$  — текущий номер перемещения.

Для всех перемещений (4) применены одинаковые значения:  $n_m$  — максимальной частоты вращения двигателя, об/мин;  $I_m$  — тока якоря, А, в периоды ускорения и замедления привода соответствующего максимально допустимому току якоря, будет одинаков и выбег  $S_3$  (мм) рабочего органа приводного механизма [Л. 2], рис. 1:

$$\left. \begin{aligned} n_{m1} &= n_{m2} = \dots = n_{mr} = \dots = n_{mR} = n_m; \\ I_{m1} &= I_{m2} = \dots = I_{mr} = \dots = I_{mR} = I_m; \\ S_{31} &= S_{32} = \dots = S_{3r} = \dots = S_{3R} = S_3. \end{aligned} \right\} \quad (5)$$

Реализация (5) определяется ограничением

$$S_{pm} \geq 2S_3, \quad (6)$$

которое следует из неравенства  $t_c \geq 0$  (рис. 1);  $S_{pm}$  — минимальное перемещение в (4).

Принятые условия (5) также существенно упрощают систему числового программного управления, схемы регуляторов тока якоря и частоты вращения двигателя. Момент сопротивления создается только силами трения в кинематических звеньях приводного механизма, поэтому он невелик и не учитывается [Л. 3].

Зависимости показателей режима работы двигателя от передаточного числа редуктора. Эти зависимости, получен-



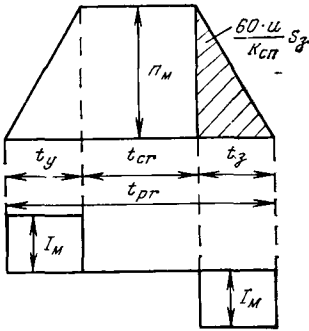


Рис. 1.

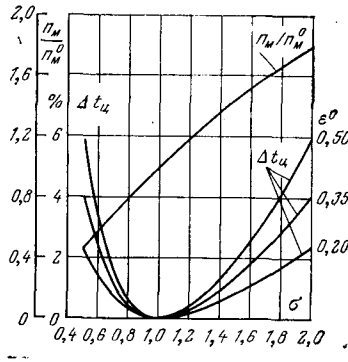


Рис. 2.

ные согласно рис. 1 по уравнениям динамики и кинематики привода, представляются формулами:

$$t_p = \frac{1,77 \left( 2RS_3 + \sum_{r=1}^R S_{pr} \right) \sqrt{J_u}}{\sqrt{i_M M_H S_3 k_{сп}}}; \quad (7)$$

$$n_m = 33,9 \sqrt{\frac{i_M M_H S_3}{k_{сп}}} \sqrt{\frac{u}{J}}; \quad (8)$$

$$\beta = 7,1 i_M R \sqrt{\frac{i_M S_3}{M_H k_{сп}}} \times \frac{\sqrt{J_u}}{100}, \quad (9)$$

$$\left[ \frac{A_{от}}{A_{н.т}} (t_p + t_0) + \left( 1 - \frac{A_{от}}{A_{н.т}} \right) \frac{60u}{n_n k_{сп}} \sum_{r=1}^R S_{pr} \right] 100,$$

где  $\beta$  — коэффициент нагрузки двигателя по нагреву, рассчитанный по методу средних потерь в обмотке якоря (П-6);  $k_{сп}$  — спрямляющее число — отношение перемещения рабочего органа механизма к углу поворота тихоходного вала редуктора, мм/об;  $A_{от}$ ,  $A_{н.т}$  — теплоотдача обмотки якоря при  $n=0$  и при  $n=n_n$ ;  $M_H$  — номинальный момент двигателя, Н·м;  $n_n$  — номинальная частота вращения двигателя, об/мин;  $i_M = I_M/I_H$  — кратность максимально допустимого тока якоря;  $u$  — передаточное число редуктора;  $J$  — суммарный момент инерции, приведенный к валу двигателя, кг·м<sup>2</sup>:

$$I = \delta J_H + J_M/u^2, \quad (10)$$

$J_H$  — момент инерции якоря, кг·м<sup>2</sup>;  $J_M$  — момент инерции механизма, приведенный к тихоходному валу редуктора, кг·м<sup>2</sup>;  $\delta$  — коэффициент, учитывающий момент инерции редуктора и соединительных муфт.

Оптимальное по производительности установившееся передаточное число  $u^0$  минимизирует продолжительность технологического цикла (1). Так как суммарное время паузы (3) не зависит от передаточного числа, отыскание  $u^0$  сводится к минимизации суммарного времени работы (2). Воспользовавшись (7) и (10), получим

$$u^0 = \sqrt{\frac{J_M}{\delta J_H}}; \quad (11)$$

$$t_p^0 = \frac{2,5 \left( 2RS_3 + \sum_{r=1}^R S_{pr} \right) \sqrt[4]{\delta J_M}}{\sqrt{i_M S_3 k_{сп}}} \sqrt[4]{\frac{J_H}{M_H^2}}. \quad (12)$$

Возможность реализации оптимального передаточного числа определяется ограничениями

$$n^0 \leq n_n; \quad \beta^0 \leq 100\%, \quad (13)$$

которые проверяются по (8) и (9) при  $u=u^0$ . Если хотя бы одно из ограничений не выполняется, тогда применяется такое передаточное число  $u \neq u^0$ , которое реализует (13) с минимальным увеличением продолжительности технологического цикла против его минимального значения

$$\Delta t_{ц} = \frac{t_{ц} - t_{ц}^0}{t_{ц}^0} 100. \quad (14)$$

В связи с этим ниже посредством (7)–(11) и (14) приводится исследование зависимостей  $\Delta t_{ц}$ ,  $n_m$ ,  $\beta$  от  $u$ .

На рис. 2 представлены графики, рассчитанные по уравнениям:

$$\Delta t_{ц} = \varepsilon_0 \left[ \sqrt{0,5 \left( \sigma + \frac{1}{\sigma} \right)} - 1 \right] 100; \quad (15)$$

$$\frac{n_m}{n_m^0} = \sqrt{\frac{2\sigma^3}{1 + \sigma^2}}, \quad (16)$$

где  $\varepsilon^0$  — относительная продолжительность включения при  $u=u^0$ , равная

$$\varepsilon^0 = \frac{t_p^0}{t_p^0 + t_0} 100\%;$$

$\sigma = \frac{u}{u^0}$  — коэффициент, определяющий отклонение принятого

передаточного числа от его оптимума;  $n_m^0$  — максимальная частота вращения при  $u=u^0$ , об/мин;

$$n_m^0 = 24 \sqrt{\frac{i_M S_3}{k_{сп}}} \sqrt[4]{\frac{J_M}{\delta^3}} \sqrt[4]{\frac{M_H^2}{J_H}}. \quad (17)$$

На рис. 3 представлен график для определения передаточных чисел редуктора, которые соответствуют экстремальным значениям коэффициента нагрузки по нагреву. Этот график рассчитан по уравнению, полученному из (9),

$$d = \frac{\sigma_K^2 - 1}{\sigma_K (\sigma_K^2 + 3)}, \quad (18)$$

здесь

$$d = \frac{\left( 1 - \frac{A_{от}}{A_{н.т}} \right) \frac{60u^0}{n_n k_{сп}} \sum_{r=1}^R S_{pr}}{\frac{A_{от}}{A_{н.т}} t_0}, \quad \sigma_K = \frac{u_K}{u^0}. \quad (19)$$

Отрезок графика  $AB$  ( $1 \leq \sigma_K < 2,54$ ) соответствует минимуму, а отрезок  $BB$  ( $\sigma_K > 2,54$ ) — максимуму коэффициента  $\beta$ ; в точке  $B$  ( $\sigma_K = 2,54$ ) экстремума нет. Заметим, что увеличение передаточного числа от  $u^0$  до  $(6-8)u^0$  мало влияет на нагрев двигателя, так как повышение тепла, выделенного в обмотке якоря, сопровождается повышением теплоотдачи.

В заключение этого раздела сформулируем способ совместного выбора двигателя и передаточного числа редуктора, которые реализуют заданную производительность установки. Из анализа (7) следует, что суммарное время работы  $t_p^0$  при оптимальном передаточном числе  $u^0$  будет не больше заданного значения  $t_p$ , если выполняется неравенство

$$b \geq b_0, \quad (20)$$

где  $b_0$  и  $b$  — динамические показатели приводного механизма и двигателя:

$$b_0 = \frac{6,25 \left( 2RS_3 + \sum_{r=1}^R S_{pr} \right)^2 \sqrt[4]{\delta J_M}}{S_3 k_{сп} t_p^2}; \quad (21)$$

$$b = \frac{M_H i_M}{\sqrt{J_H}}. \quad (22)$$

Итак, совместный выбор двигателя и редуктора сводится к следующему: вычисляется динамический показатель механизма (21) и по каталогу выбирается двигатель минимального габарита, который удовлетворяет (20), затем рассчитывается передаточное число редуктора (11). Коррекция этих решений по (13), когда  $n_m^0 > n_n$ , выполняется прежде всего посредством

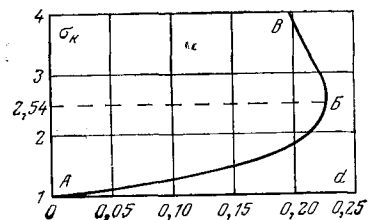


Рис. 3.

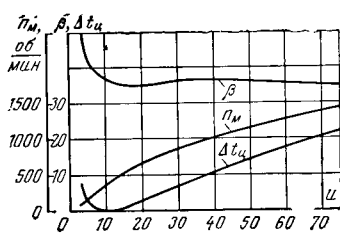


Рис. 4.

уменьшения передаточного числа (рис. 2). При этом, если продолжительность технологического цикла стала больше допустимого, выбирается новый двигатель с повышенным динамическим показателем, что сопровождается и понижением нагрузки двигателя по нагреву. Как следует из [Л. 4—6], динамический показатель (22) имеет универсальный характер.

**Пример расчета.** Исходные данные:  $R=25$ ;  $\sum_{r=1}^{25} S_{pr}=106,5$  мм;  $t_0=157$  с;  $t_p=47$  с;  $k_{cp}=4$  мм/об;  $J_m=1,5$  кг·м<sup>2</sup>;  $\delta=1,2$ ;  $S_3=0,1$  мм;  $t_m=2,3$ .

Динамические показатели приводного механизма (21)  $b_0=117$  и выбранного двигателя П22  $b=129$ . Номинальные данные двигателя:  $P_n=1$  кВт;  $n_n=1500$  об/мин;  $J_n=0,013$  кг·м<sup>2</sup>;  $A_{от}/A_{н.т}=0,25$ . Оптимальное передаточное число редуктора (11)  $u^0=9,81$ . Показатели оптимального режима по (1), (9), (12), (17):  $t_{p*}=45$  с;  $t_{п*}=202$  с;  $\beta^0=36,8\%$ ;  $n_m^0=366$  об/мин;  $\varepsilon^0=22,3\%$ .

Зависимости показателей режима двигателя от передаточного числа редуктора, рассчитанные по (1), (7)—(9), представлены графиками рис. 4. При  $0,65u^0 \leq u \leq 1,5u^0$  продолжительность технологического цикла увеличивается немного (около 1%), однако при  $u \geq 5,5u^0$  это увеличение будет больше 15%. Нагрузка двигателя по нагреву при  $1,5u^0 \leq u \leq 7u^0$  изменяется мало (меньше 1%), минимум и максимум нагрузки, возникающие при  $u_{к.м}=17,4$  и  $u_{к.м}=36,6$  выражены слабо.

**Предпосылки к рациональному проектированию серии двигателей.** Замена любого двигателя на больший, смещенный на одну ступень шкалы типоразмеров, должна сопровождаться заданным уменьшением суммарного времени работы  $\Delta t_{p*}$  и, как следствие этого, повышением производительности установки. Имеем

$$\Delta t_{p*} = (1 - t_{p*}^0) 100; \quad (23)$$

$$t_{p*}^0 = t_{pz}^0 / t_{p(z-1)}^0, \quad (24)$$

где  $z$  и  $(z-1)$  — номера шкалы типоразмеров (знак \* при любом символе обозначает отношение символов с индексами  $z$  и  $z-1$ ).

Равноценные условия работы сравниваемых двигателей обеспечиваются так: двигатели приводят в движение одинаковые механизмы с одинаковыми технологическими процессами и имеют равные кратности максимально допустимого тока якоря, передаточные числа редукторов оптимальны (11).

Воспользовавшись (12), (17), (23) и полагая для каждого двигателя  $n_m^0 = n_n$ , найдем соотношение между параметрами двигателей в рациональной серии:

$$J_{я*} = \left(1 - \frac{\Delta t_{p*}^0}{100}\right)^4 M_{н*}^2; \quad (25)$$

$$n_{н*} = \frac{1}{\left(1 - \frac{\Delta t_{p*}^0}{100}\right)^3 M_{н*}}; \quad (26)$$

$$P_{н*} = \frac{1}{\left(1 - \frac{\Delta t_{p*}^0}{100}\right)^3}, \quad (27)$$

где  $P_n$  — номинальная мощность двигателя, кВт;

$$P_n = \frac{M_n n_n}{9550}.$$

Для отрезка серии номинальная частота вращения двигателей принимается одинаковой и равной наибольшему значению, при этом коэффициент нарастания номинальной мощности вместо (27) определится равенством  $P_{н*} = M_{н*}$ .

По (25)—(27) рассчитана табл. 1, здесь приведено и соотношение между оптимальными передаточными числами редуктора (11):

Таблица 1

Момент $M_{н*}$	Параметры привода							
	$\Delta t_{p*}^0 = 10\%$				$\Delta t_{p*}^0 = 15\%$			
	$I_{я*}$	$n_{н*}$	$J_{я*}$	$u^0$	$I_{я*}$	$n_{н*}$	$J_{я*}$	$u^0$
1,00	0,656	1,37	1,37	1,23	0,522	1,63	1,63	1,39
1,20	0,945	1,14	1,37	1,03	0,752	1,36	1,63	1,15
1,40	1,29	0,98	1,37	0,884	1,02	1,16	1,63	0,989
1,60	1,68	0,859	1,37	0,773	1,34	1,02	1,63	0,865
1,80	2,12	0,763	1,37	0,687	1,69	0,905	1,63	0,770
2,00	2,62	0,686	1,37	0,619	2,09	0,815	1,63	0,692

$$u^0 = \frac{1}{\sqrt{J_{я*}}} = \frac{1}{\left(1 - \frac{\Delta t_{p*}^0}{100}\right)^2 M_{н*}}. \quad (28)$$

Формулы (25)—(27) и данные табл. 1 определяют в общем виде предпосылки к рациональному проектированию серии двигателей. Если, например, нужно реализовать  $\Delta t_{p*}^0 = 15\%$ , а увеличение типоразмера двигателя на одну ступень сопровождается повышением номинального момента на 60%, то момент инерции якоря должен увеличиваться только на 34%; при этом номинальная частота вращения двигателей остается на одном уровне, а коэффициент нарастания номинальной мощности будет 1,63 и 1,6, если принято  $n_{н*}=1$ .

Проектирование серии двигателей только по коэффициенту нарастания номинальной мощности без учета соотношения (25) недопустимо, что можно видеть из данных табл. 2.

**Соотношения между главными размерами двигателей в рациональной серии.** Для  $D_n < 100$  см справедливы следующие зависимости [Л. 1]:

$$M_{н*} = k_{*} D_{я*}^2 l_{я*}; \quad (29)$$

$$J_{я*} = D_{я*}^4 l_{я*}, \quad (30)$$

где  $D_{я*}$ ,  $l_{я*}$  — диаметр и длина якоря;  $k_{*}$  — коэффициент использования объема якоря — величина, обратно пропорциональная машинной постоянной Арнольда:

$$k_{*} = B_{в*} A_{н*} \alpha'; \quad (31)$$

$B_{в*}$  — индукция в воздушном зазоре;  $A_{н*}$  — линейная нагрузка якоря;  $\alpha'$  — расчетный коэффициент полюсного перекрытия.

Принятая выше одинаковая кратность максимально допустимого тока якоря сводится к заданному соотношению между напряженностями коммутации:

$$C_{к*} = D_{я*} l_{я*} A_{н*} n_{н*}. \quad (32)$$

Искомые зависимости представим в функции  $t_{p*}^0$ ,  $C_{к*}$ ,  $D_{я*}$ , а также  $A_{н*}$  и  $\alpha'$ , которые зависят от  $D_{я*}$  и  $D_{я(z-1)}$  [Л. 1]. Воспользовавшись (25)—(32), (17) и полагая как раньше  $n_m^0 = n_n$ , получим:

$$\left. \begin{aligned} l_{я*} &= \left( \frac{C_{к*} D_{я*} t_{p*}^0}{A_{н*}} \right)^2; \quad B_{в*} = \frac{1}{C_{к*} D_{я*} \alpha' (t_{p*}^0)^3}; \\ M_{н*} &= \frac{C_{к*} D_{я*}^3}{A_{н*} t_{p*}^0}; \quad n_{н*} = \frac{A_{н*}}{C_{к*} D_{я*}^3 (t_{p*}^0)^2}; \\ P_{н*} &= \frac{1}{(t_{p*}^0)^3}; \quad G_{я*} = D_{я*}^2 l_{я*}; \quad G \text{ — масса якоря.} \end{aligned} \right\} \quad (33)$$

Формулы (33) лишь иллюстрируют особенности проектирования рациональной серии двигателей для описанных в статье позиционных приводов. Окончательный выбор главных размеров и электромагнитных нагрузок достигается в результате электромагнитного, вентиляционного и теплового расчетов каждого двигателя серии с рассмотрением несколь-

Таблица 2

Тип двигателя	Параметры двигателя						
	$P_n$		$n_n$ , об/мин	$J_{я*}$ , кг·м <sup>2</sup>	$G$		$t_{p*}^0$ , %
	кВт	%			кг	%	
П12	0,45	100	1500	0,00375	23,5	100	100
П22	0,70	156	1500	0,0105	38,0	162	104

ких вариантов. Однако принятые окончательно решения необходимо контролировать по (25).

**Пример расчета.** Исходные данные:  $C_{н*}=1$ ;  $\alpha'_{*}=1$ ; рассчитываются двигатели с диаметрами якоря: 1)  $D_{я(z-1)}=83$  мм;  $D_{яz}=106$  мм;  $D_{я*}=1,28$ ;  $A_{н*}=1,37$ ; 2)  $D_{я(z-1)}=162$  мм;  $D_{яz}=195$  мм;  $D_{я*}=1,2$ ;  $A_{н*}=1,12$ , а также двигатели с одинаковыми диаметрами якоря  $D_{я*}=1$ ,  $A_{н*}=1$ . Результаты расчетов, выполненные по (33), приведены в табл. 3.

Таблица 3

$\Delta t^0_p, \%$	Параметры двигателей							
	$D_{я*}$	$l_{я*}$	$B_{в*}$	$M_{н*}$	$n_{н*}$	$P_{н*}$	$G_{я*}$	$J_{я*}$
10	1,28	0,706	1,07	1,70	0,806	1,37	1,16	1,90
	1,20	0,930	1,14	1,71	0,800	1,37	1,34	1,93
	1,00	0,810	1,37	1,11	1,23	1,37	0,81	0,81
15	1,28	0,630	1,27	1,80	0,905	1,63	1,03	1,69
	1,20	0,829	1,36	1,81	0,897	1,63	1,19	1,72
	1,00	0,722	1,63	1,18	1,39	1,63	0,722	0,722

Проанализируем данные табл. 3, полагая, что фиксированы параметры двигателя, занимающего в шкале типоразмеров позицию номер  $(z-1)$ .

При заданном значении  $\Delta t^0_p$  применение  $D_{я*}=1$  вместо  $D_{я*}=1,28$  приводит к увеличению индукции в воздушном зазоре на 28% и длины якоря на 15%, масса якоря уменьшается на 30%.

При заданном  $D_{я*}$  реализация  $\Delta t^0_p=15\%$  вместо  $\Delta t^0_p=10\%$  сопровождается увеличением индукции в воздушном зазоре на 19%, длина якоря и его масса снижается на 11%.

**Приложение.** Рациональная формула для определения коэффициента нагрузки по нагреву защищенного двигателя с самовентиляцией.

Для квазиустановившегося теплового режима обмотки якоря

$$\int_0^{t_{ц}} P_3 dt = \int_0^{t_{ц}} A_T \vartheta dt, \quad (\text{П-1})$$

где  $P_3$  — потеря мощности в обмотке якоря;  $\vartheta$  — перегрев обмотки якоря относительно охлаждающей среды;  $A_T$  — теплоотдача обмотки якоря, зависимость которой от частоты вращения двигателя аппроксимируется уравнением

$$A_T = A_{от} + (A_{н.т} - A_{от}) \frac{|n|}{n_n}; \quad (\text{П-2})$$

$|n|$  — абсолютное значение частоты вращения.

Небольшое отклонение перегрева  $\vartheta$  от среднего за цикл перегрева  $\vartheta_{ср}$  позволяет (П-1) представить уравнением

$$\int_0^{t_{ц}} P_3 dt = \vartheta_{ср} \int_0^{t_{ц}} A_T dt. \quad (\text{П-3})$$

Подставив в (П-3) значение  $A_T$  из (П-2) и учитывая, что

$$\int_0^{t_{ц}} |n| dt = \frac{60u}{k_{сн}} \sum_{r=1}^R S_{pr},$$

получим

$$\int_0^{t_{ц}} P_3 dt = \vartheta_{ср} \left[ A_{от} t_{ц} + (A_{н.т} - A_{от}) \frac{60u}{k_{сн} n_{н}} \sum_{r=1}^R S_{pr} \right],$$

откуда

$$\vartheta_{ср} = \frac{\int_0^{t_{ц}} P_3 dt}{A_{н.т} t_{ц} \left[ \frac{A_{от}}{A_{н.т}} + \left( 1 - \frac{A_{от}}{A_{н.т}} \right) \frac{60u}{k_{сн} n_{н} t_{ц}} \sum_{r=1}^R S_{pr} \right]}, \quad (\text{П-4})$$

где применяется арифметическое суммирование перемещений (4).

При номинальном режиме двигателя

$$\vartheta_n = \frac{P_{э.н}}{A_{н.т}}. \quad (\text{П-5})$$

Воспользовавшись (П-4) и (П-5), находим формулу для коэффициента нагрузки двигателя по нагреву в процентах:

$$\beta = \frac{\vartheta_{ср}}{\vartheta_n} 100 =$$

$$= \frac{\int_0^{t_{ц}} P_3 dt}{P_{э.н} t_{ц}} \frac{1}{\left[ \frac{A_{от}}{A_{н.т}} + \left( 1 - \frac{A_{от}}{A_{н.т}} \right) \frac{60u}{k_{сн} n_{н} t_{ц}} \sum_{r=1}^R S_{pr} \right]} 100. \quad (\text{П-6})$$

Вычисление по (П-6) не связано с расчетом параметров диаграммы  $n(t)$ ; второй сомножитель в правой части (П-6) определяет отношение нагрузки двигателя с самовентиляцией к нагрузке этого двигателя с принудительной вентиляцией и  $A_T = A_n$ .

#### СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Гурин Я. С., Курочкин М. Н. Проектирование машин постоянного тока. — М.; Л.: Госэнергоиздат, 1961.
2. Кожевников К. И. Экстремальное управление позиционным электроприводом с оптимизацией точности отработки перемещений. — Электричество, 1975, № 3, с. 33—38.
3. Зусман В. Г., Мейстель А. М., Херсонский Ю. И. Автоматизация позиционных электроприводов. — М.: Энергия, 1970.
4. Тищенко Н. А. Рациональный электропривод автоматического блуминга. — Вестник электропромышленности, 1940, № 9.
5. Розенберг В. А. Выбор двигателя и передаточного отношения редуктора для быстродействующих исполнительных механизмов, служащих для отработки небольших перемещений. — Изв. вузов. Электромеханика, 1967, № 12, с. 68—73.
6. Кожевников К. И. Особенности проектирования серии двигателей постоянного тока для напряженного динамического режима. — Изв. вузов. Электромеханика, 1970, № 11, с. 1193—1199.

[29.12.80]

# Проводящий диск в высокочастотном поле витка

СЕГАЛЬ А. М., канд. техн. наук

Ленинград

При разряде мощной конденсаторной батареи на катушку-индуктор в рядом расположенном проводящем диске возникают значительные вихревые токи. Эти токи, взаимодействуя с токами катушки, вызывают появление больших электродинамических сил, которые сообщают ускорение диску.

В публикациях [Л. 1 и 2] предполагается, что радиус диска настолько превышает радиус катушки, что с обратной стороны диска можно считать исчезающе малым.

В статье рассматривается расчет распределения магнитной индукции по рабочей и обратной поверхностям диска, помещенного в высокочастотное магнитное поле витка. Для простоты анализа катушка заменена витком бесконечно малого сечения. Под рабочей поверхностью подразумевается поверхность, обращенная к витку. В расчете учитываются конечные размеры диска, что и позволяет оценить их влияние на распределение поля.

Обратимся к рис. 1, на котором изображен диск 1, радиусом  $a$  в поле витка 2 радиуса  $R$ . Заменим диск сплюснутым сфероидом и рассмотрим сплюснутую сфероидальную систему координат  $\xi$  и  $\eta$  с началом в точке 0, т. е. в центре диска [Л. 3 и 4]. Задача расчета поля витка в присутствии сфероида при произвольной частоте рассмотрена в [Л. 5 и 6], где используются сфероидальные волновые функции. Однако численная реализация проведенного там расчета затруднена отсутствием опубликованных таблиц собственных значений сфероидальных волновых функций от комплексного параметра, необходимых для расчета коэффициентов разложения указанных функций по присоединенным функциям Лежандра.

В настоящей статье предполагается получить выражения для предельного случая высокой частоты, при которой поле в диск практически не проникает. Тогда напряженность поля  $\vec{H}$  вне диска может быть записана с помощью уравнений

$$\left. \begin{aligned} \text{для области вне витка } \operatorname{rot} \vec{H} &= 0; \\ \text{для области внутри витка } \operatorname{rot} \vec{H} &= \vec{J}; \\ \vec{H} &= \frac{1}{\mu_0} \operatorname{rot} \vec{A}. \end{aligned} \right\} \quad (1)$$

Решая систему (1) и учитывая, что векторный потенциал  $\vec{A}$  и плотность тока  $\vec{J}$  имеют только азимутальные составляющие  $A_\varphi$  и  $I_\varphi$ , получаем:

$$[\operatorname{rot} \operatorname{rot} \vec{A}]_\varphi = \mu_0 I \delta(\xi - \xi_1) \delta(\eta - \eta_1), \quad (2)$$

где  $I$  — ток в витке;  $\xi_1$  и  $\eta_1$  — координаты витка;  $\delta$  — дельта-функция Дирака.

Выражая азимутальную составляющую  $[\operatorname{rot} \operatorname{rot} \vec{A}]_\varphi$  в сплюснутых сфероидальных координатах, получаем:

$$\Delta A_\varphi - \frac{A_\varphi}{a^2(1+\xi^2)(1-\eta^2)} = \mu_0 I \delta(\xi - \xi_1) \delta(\eta - \eta_1), \quad (3)$$

где

$$\Delta A_\varphi = \frac{1}{a^2(\xi^2 + \eta^2)} \left\{ \frac{\partial}{\partial \xi} \left[ (1 + \xi^2) \frac{\partial A_\varphi}{\partial \xi} \right] + \frac{\partial}{\partial \eta} \left[ (1 - \eta^2) \frac{\partial A_\varphi}{\partial \eta} \right] + \frac{A_\varphi}{1 + \xi^2} - \frac{A_\varphi}{1 - \eta^2} \right\}. \quad (3a)$$

Воспользовавшись методом разделения переменных, получим решение уравнения (3) в следующем виде [Л. 3 и 4]:

$$A_\varphi = \sum_{n=1}^{\infty} A_n(\eta) A_n(\xi), \quad (4)$$

где

$$A_n(\eta) = P_n^1(\eta); \quad (5)$$

$$A_n(\xi) = M_n P_n^1(i\xi) + N_n Q_n^1(i\xi) + Q_n^1(i\xi) \int_{\xi_0}^{\xi} \frac{P_n^1(i\xi) F_n}{\omega} d\xi - P_n^1(i\xi) \int_{\xi_0}^{\xi} \frac{Q_n^1(i\xi) F_n}{\omega} d\xi; \quad (6)$$

$$\omega = \frac{(n+1)n(-i)}{1+\xi^2}; \quad (7)$$

$$F_n = \frac{(2n+1)\mu_0 J a^2(\xi_1^2 + \eta_1^2)}{2n(n+1)(1+\xi^2)}; \quad (8)$$

$P_n^1(\eta)$ ,  $P_n^1(i\xi)$ ,  $Q_n^1(i\xi)$  — присоединенные функции Лежандра;  $\Delta\eta$  — изменение координаты  $\eta$ , соответствующее размеру поперечного сечения витка;  $\xi_0$  — координата, соответствующая поверхности диска.

Подставляя (7) и (8) в (6) и интегрируя, после преобразований получаем:

$$\begin{aligned} \text{для } \xi > \xi_1 \\ A_n(\xi) &= M_n P_n^1(i\xi) + N_n Q_n^1(i\xi) + \\ &+ \frac{\mu_0 I}{2n^2(n+1)^2} P_n^1(\eta_1) [P_n^1(i\xi_1) Q_n^1(i\xi) - Q_n^1(i\xi_1) P_n^1(i\xi)]; \end{aligned} \quad (9)$$

для  $\xi < \xi_1$ 

$$A_n(\xi) = M_n P_n^1(i\xi) + N_n Q_n^1(i\xi). \quad (9a)$$

Из условия  $A_n(\xi) = 0$  при  $\xi \rightarrow \infty$  найдем:

$$M_n = \frac{\mu_0 I (2n+1)}{2n^2(n+1)^2} P_n^1(\eta_1) Q_n^1(i\xi_1), \quad (10)$$

а из условия  $A_n(\xi) = 0$  при  $\xi = \xi_0$  найдем:

$$N_n = -M_n \frac{P_n^1(i\xi_0)}{Q_n^1(i\xi_0)}. \quad (11)$$

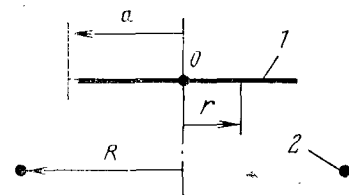


Рис. 1. Схема взаимного расположения диска и витка.

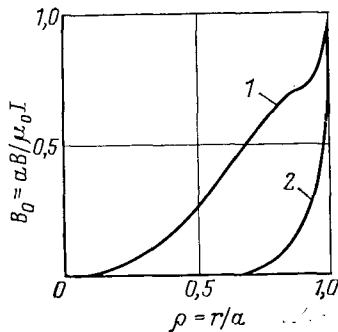


Рис. 2. Распределение магнитной индукции (в относительных единицах) по радиусу диска при  $\xi_1=0,6$  и  $\eta_1=0,667$ .

1 — для рабочей поверхности; 2 — для обратной поверхности.

Для определения магнитной индукции  $\vec{B}$  воспользуемся соотношениями:

$$\vec{B} = \text{rot } \vec{A}; \quad (12)$$

$$B_\eta = \text{rot}_\eta \vec{A} = \frac{1}{h_\varphi h_\xi} \left[ \frac{\partial}{\partial \varphi} (h_\xi A_\xi) - \frac{\partial}{\partial \xi} (h_\varphi A_\varphi) \right]. \quad (13)$$

Учитывая, что  $A_\xi = 0$ ,  $h_\varphi = a\sqrt{(1+\xi^2)(1-\eta^2)}$ ,  $h_\xi = a\sqrt{\frac{\xi^2+\eta^2}{1+\xi^2}}$ , подставим в (13) значение  $A_\varphi$  из (4) — (11), воспользовавшись выражением (9а), поскольку  $\xi=\xi_0 < \xi_1$ , и получим для  $\xi \ll 1$ :

$$B = B_\eta = \frac{1}{a\sqrt{\xi^2+\eta^2}} \sum_{n=1}^{\infty} P_n^1(\eta) M_n \theta_n, \quad (14)$$

где

$$\theta_n = \xi P_n^1(i\xi) + \frac{\partial P_n^1}{\partial \xi} - \frac{P_n^1(i\xi_0)}{Q_n^1(i\xi_0)} \left[ \xi Q_n^1(i\xi) + \frac{\partial Q_n^1}{\partial \xi} \right]. \quad (15)$$

Здесь  $B = B_\eta$ , так как на поверхности диска индукция имеет только одну составляющую.

Учитывая, что на поверхности диска  $\xi = \xi_0 \approx 0$ ;  $\eta \approx \sqrt{1-\rho^2}$ , после упрощений получим выражение

$$B = \frac{\mu_0 I}{a\sqrt{1-\rho^2}} \sum_{n=1}^{\infty} P_n^1(\sqrt{1-\rho^2}) M_n^0 \theta_n, \quad (16)$$

где  $\rho = \frac{r}{a}$ ;  $r$  — расстояние от оси вращения до точки на поверхности диска, в которой определяется индукция;

$$M_n^0 = \frac{(2n+1)}{2n^2(n+1)} P_n^1(\eta_1) Q_n^1(i\xi_1);$$

$$\theta_n = \frac{2}{\pi} Q_n^2(0), \text{ если } n \text{ нечетное};$$

$$\theta_n = P_n^2(0), \text{ если } n \text{ четное};$$

$P_n^2$  и  $Q_n^2$  — вторые присоединенные функции Лежандра.

Выражение (16) позволяет рассчитать индукцию на рабочей поверхности диска. Для определения индукции на обратной поверхности достаточно перед радикалом поставить знак минус. По (16) была рассчитана индукция на рабочей и обратной поверхностях диска. Результаты расчета приведены на рис. 2, где показаны зависимости величины  $B_0 = \frac{aB}{\mu_0 I}$  от  $\rho$  при  $\xi_1=0,6$  и  $\eta_1=0,667$ .

#### СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Брон О. Б., Епичурин В. П. Электромагнитное давление при магнитно-импульсной обработке металлов. — Электротехника, 1968, № 5.
2. Бандалетов В. Н., Чернов Е. Н. Импульсное электромагнитное поле плоской осесимметричной индукторной системы с равномерно изменяющимся во времени зазором. — Электричество, 1976, № 2.
3. Морс Ф., Фешбах Г. Методы теоретической физики. — М.: Изд-во иностр. лит-ры, т. I и II, 1958—1960.
4. Гобсон Е. В. Теория сферических и сфероидальных функций. — М.: Изд-во иностр. лит-ры, 1952.
5. Стеблев Ю. И., Шатерников В. Е., Минакова Е. Д. Эллипсоид вращения в однородном квазистационарном магнитном или электрическом поле. — Электромеханика, 1976, № 11.
6. Курозаев В. П., Стеблев Ю. И., Шатерников В. Е. Влияние геометрии изделий на результаты их контроля вихревыми преобразователями. — Дефектоскопия, 1976, № 1. [24.07.79]

## ХАДЫ САБИРОВИЧ ВАЛЕЕВ

(К 75-летию со дня рождения)

3 декабря 1981 г. исполнилось 75 лет со дня рождения крупного специалиста в области электротехнических материалов, заслуженного деятеля науки и техники РСФСР, лауреата Государственной премии СССР, доктора технических наук, профессора, члена КПСС с 1928 г. Х. С. Валеева — старшего научного сотрудника отдела керамических диэлектриков, полупроводников и электрофизических исследований Всесоюзного научно-исследовательского и проектно-технологического института электрокерамики.

После окончания в 1931 г. физико-технологического отделения Восточно-педагогического института в Казани Х. С. Валеев поступил в аспирантуру Энергетического института имени Г. М. Кржижановского и в 1936 г. защитил кандидатскую диссертацию, которая была посвящена индуцированным грозовым перенапряжениям и защите от них с помощью заземленных тросов; эта работа имела важное народнохозяйственное значение.

Дальнейшие исследования Х. С. Валеева были направлены на изучение параметров молнии при прямом ударе, а также процессов при растекании токов молнии в земле; им впервые были получены осциллограммы прямого удара молнии.

Во время Великой Отечественной войны (участником которой был Хады Сабирович) он занимался исследованиями и разработкой новых видов электрокерамических материалов для решения ряда актуальных народнохозяйственных задач в связи с созданием нового электротехнического и радиотехнического оборудования. Им были исследованы и разработаны керамические материалы различного назначения с заранее заданными свойствами при работе под постоянным напряжением и под переменным напряжением различной частоты.



На основе теоретических и экспериментальных исследований и установленных им фундаментальных закономерностей в области электрофизики диэлектрических и полупроводниковых материалов Х. С. Валеевым создана широкая гамма новых электроизоляционных, конденсаторных и полупроводниковых материалов, с применением которых были разработаны конструкция и технология изготовления серии высоковольтных и высокочастотных конденсаторов, высоковольтных силовых конденсаторов, конденсаторов для импульсной и люминесцентной светотехники, а также серии высоковольтных и низковольтных резисторов с нелинейной вольт-амперной характеристикой для защиты электрических установок от атмосферных и коммутационных перенапряжений.

Для изготовления резисторов с высокой нелинейностью Х. С. Валеевым впер-

вые был создан новый класс нелинейных материалов на основе окиси цинка с добавкой различных оксидов, способных образовывать соединения с кристаллической структурой типа шпинели. Аналогичные материалы появились за рубежом лишь спустя много лет после разработок и промышленного освоения низковольтных ограничителей перенапряжения Х. С. Валеева.

Научно-теоретические и экспериментальные исследования и получившие промышленное освоение с большим экономическим эффектом разработки Х. С. Валеева были высоко оценены партией и правительством. В 1952 г. ему была присуждена Государственная премия СССР; другие труды были отмечены правительственными наградами.

В 1969 г. Хады Сабирович после защиты обобщенного доклада на весьма широкую тему «Изыскания, исследования и разработки электротехнической керамики для электропромышленности» стал доктором технических наук, в 1972 г. ему было присвоено ученое звание профессора, в 1978 г. за заслуги в создании современных видов электроизоляционных, конденсаторных и полупроводниковых материалов, активную научно-общественную и педагогическую деятельность Президиум Верховного Совета РСФСР присвоил Х. С. Валееву почетное звание заслуженного деятеля науки и техники РСФСР.

Хады Сабирович — автор большого числа изобретений, оформленных авторскими свидетельствами; он имеет также более 110 опубликованных научных трудов, является одним из старейших авторов журнала «Электричество».

Помимо большой производственной работы, Х. С. Валеев занимался подготовкой научных и инженерных кадров в Московском энергетическом институте и успешно осуществляет руководство аспирантами во ВНИИэлектрокерамики.

Группа товарищей и учеников



**АЛЕКСАНДР ВАСИЛЬЕВИЧ ДОНСКОЙ***(К 70-летию со дня рождения и 50-летию производственной и научно-педагогической деятельности)*

Александр Васильевич Донской родился 21 ноября 1911 г. В 1936 г. он с отличием закончил ЛПИ им. М. И. Калинина. Будучи аспирантом по кафедре «Электротермические установки», он одновременно с выполнением учебного плана активно включился в организацию лаборатории электротермических установок (ЭТУ) и в 1939 г. защитил диссертацию на степень кандидата технических наук. С этого времени началась научно-педагогическая деятельность А. В. Донского в роли научного руководителя лаборатории ЭТУ.

Первым направлением работ А. В. Донского явились исследования и разработки высокочастотных электротермических установок с ламповыми генераторами для приготовления сплавов с особыми физическими свойствами. В начале Великой Отечественной войны в лаборатории ЭТУ было организовано производство гранат и бронебойных снарядов.

После войны А. В. Донской в роли руководителя отдела капитального строительства принял активное участие в восстановлении института и лаборатории электротермических установок. С непрерывным расширением профиля деятельности этой лаборатории она была преобразована в отраслевую лабораторию электротехнологических установок Минэлектротехпрома.

Непрерывно совмещая научно-педагогическую и организационную деятельность, А. В. Донской в 1952 г. защитил диссертацию на степень доктора технических наук; в 1954 г. ему присвоено звание профессора по кафедре электрооборудование промышленных предприятий. В 1974—1980 гг. А. В. Донской



заведовал кафедрой общей электротехники, которая по его предложению с 1979 г. стала называться кафедрой электротехники и электроэнергетики. В этот период кафедра организовала выпуск инженеров для преподавания электротехнических дисциплин в профессионально-технических заведениях.

Основным направлением работ А. В. Донского являются исследования переменных электрических параметров и энергетических характеристик электромагнитных систем для индукционного нагрева. Ему удалось решить задачи о распространении электромагнитной энергии в ферромагнитных цепях с непрерывно меняющимися физическими

свойствами. Другим направлением научной деятельности А. В. Донского является исследование и разработка электротехнологических установок с электронными, ионными и полупроводниковыми преобразователями частоты.

В этих двух научных направлениях, объединенных общей идеей создания электротехнологических установок элементами их автоматизации, отвечающих оптимальным условиям промышленной эксплуатации, А. В. Донским опубликовано более 350 работ и получено более 50 авторских свидетельств, посвященных актуальным проблемам развития электротехнологических процессов и установок.

Под руководством А. В. Донского выполнено и успешно защищено более 60 кандидатских диссертаций. Он является членом трех советов по присуждению ученых степеней и двух советов в проектно-исследовательских организациях.

На протяжении последних 40 лет А. В. Донской активно участвует в работе Центрального и Ленинградского отделений НТО электроэнергетики и электротехнической промышленности, выполняя обязанности председателя или заместителя председателя секции электротехнологических установок. С момента организации общества «Знание» он ведет активную пропаганду новых достижений в области электротехнологии и преобразовательной техники и является консультантом Ленинградского дома научно-технической пропаганды.

За многолетнюю плодотворную деятельность А. В. Донской награжден шестью медалями.

Группа товарищей

**NOACK F. SCHALTERBEANSPRUCHUNGEN IN HOCHSPANNUNGSNETZEN.— Berlin: VEB Verlag Technik, 1980.**

Книга предназначена для конструкторов, научных сотрудников, инженеров, занятых в области разработки и эксплуатации выключателей высокого напряжения, проектирования электрических сетей и их эксплуатации. В ней рассматриваются вопросы, связанные с условиями работы выключателей в электрических сетях высокого напряжения. Затронуты практически все основные режимы электрических сетей, определяющие требования к выключателям.

Большим достоинством книги следует считать то, что автор, соблюдая строгость изложения, старается избегать сложных методов расчета и опирается на простые схемы замещения и расчетные инженерные методы, что делает книгу доступной широкому кругу читателей, а не только узким специалистам.

Приведенный в книге большой фактический и статистический материал позволяет использовать его не только при проектировании электрических сетей (уровни изоляции), но что

самое главное, при разработке испытательных режимов и норм, а следовательно, испытательных схем для выключателей высокого напряжения.

К настоящему времени отсутствуют отечественные или переведенные на русский язык публикации со столь широким охватом вопросов, определяющих режимы работы электрических сетей и условия работы выключателей. В свете сказанного указанная книга является также ценным справочным материалом.

Насколько нам известно, книги с таким широким охватом всех вопросов, определяющих условия работы и требования к выключателям в электрических сетях, в СССР не издавались, поэтому перевод и издание книги в нашей стране были бы, по нашему мнению, весьма желательны.

**АФАНАСЬЕВ В. В., КАПЛАН В. В.,  
ЧЕРНОГУБОВСКИЙ З. П.**

# УКАЗАТЕЛЬ МАТЕРИАЛОВ, ПОМЕЩЕННЫХ В ЖУРНАЛЕ «ЭЛЕКТРИЧЕСТВО» В 1981 г.

Автор и название статьи	№ жур-нала	Стр.	Автор и название статьи	№ жур-нала	Стр.
<b>ТЕОРЕТИЧЕСКАЯ ЭЛЕКТРОТЕХНИКА</b>					
Лутидзе Ш. И. — Уравнения электромагнитного поля в сверхпроводниках	1	51	Калихман С. А. — Переходные электромагнитные процессы при взаимодействии импульсного магнитного поля с цилиндрическим проводником	9	60
Богачков М. Л., Кичаев В. В. — Фильтры аналоговых датчиков информации	1	70	Сегаль А. М. — Проводящий диск в высокочастотном поле витка	12	67
Розенберг Б. М. — Исследование переходных процессов в электрических цепях с циклическим коммутатором прямыми операционными методами	2	27	<b>ЭЛЕКТРОТЕХНИЧЕСКИЕ МАТЕРИАЛЫ</b>		
Березов В. А., Иванов С. А. — Моделирование электрических полей изоляционных промежутков электротехнических устройств методом электрической индукции	2	49	Койков С. Н., Мезенин О. Л. — Анализ характеристик конденсаторов при воздействии несинусоидального напряжения	2	32
Балтаханов А. М., Бондалетов В. Н. — Расчет электромагнитных и электромеханических переходных процессов в индукционно-динамических системах	2	64	Шафоров В. Я., Тареев Б. М., Петренко Л. Г. — Расчет потерь в конденсаторах с бумажным диэлектриком при трапециевидной форме кривой напряжения	2	38
Васильев В. В. — К исследованию нелинейных характеристик источников питания	2	67	Колкер Д. Г., Покровский С. Ф., Бидашко Г. Б. — Электрическая прочность фарфоровых тарельчатых изоляторов при импульсном напряжении с крутым фронтом	3	52
Назаров П. А., Аблаев А. Т. — О выборе магнитопроводов устройств с датчиками Холла	2	69	Бернштейн Л. М., Басин В. Е. — Методы оценки свойств эмалированных проводов для электрических машин	3	54
Клименко Б. В. — Применение метода Монте-Карло для определения проводимости	2	71	Мирзабекян Ж. М., Алиханян Р. А. — Расчет рабочей емкости симметричных кабельных цепей звездной скрутки	3	72
Жуйков В. Я., Коротеев И. Е., Сучик В. Е. — Алгоритм анализа электрических схем с переменной структурой	3	35	Зильберман М. И., Костюков Н. С. — Измерение объемного сопротивления диэлектриков при импульсном гамма-нейтронном облучении	5	41
Иосель Ю. Я., Свядош Е. А. — Использование метода отображений для расчетов стационарных электрических полей	4	67	Свалов Г. Г., Сытников В. Е., Радченко И. П., Большакова Р. М. — Исследование сверхпроводящих композиционных проводов с технологическими дефектами	5	51
Чванов В. А. — Упрощающее преобразование системы дифференциальных уравнений трехфазной электрической цепи с вентилями	4	69	Бобровская Л. Д. — Оценка допустимых напряженностей электрического поля в эпоксидной изоляции	7	43
Некрасов В. И., Корнев А. С. — Передаточные функции узлов коммутации с распределенными параметрами	4	72	Бернштейн Л. М. — О методиках оценки нагревостойкости электроизоляционных материалов и конструкций	7	45
Шаталов А. С. — Квадратичные оценки состояния линейных цепей и систем	5	1	Месенжик Я. З. — Электротепловой расчет кабеля с ферромагнитными элементами и изменяющимися по длине характеристиками	10	13
Шакиров М. А. — Преобразование электрической цепи в непрерывно эквивалентные подсистемы	5	8	Кучинский Г. С., Лысаковский Г. Г., Монастырский А. Е., Вычужин Н. А., Печерский О. П., Смирнов Л. В. — Электрическая прочность жидких диэлектриков при воздействии импульсов напряжения микросекундного диапазона	10	41
Стрелюк М. И., Павловец В. В. — Расчет электродинамических усилий в системе произвольно расположенных в пространстве винтообразных проводов	5	66	<b>ЭЛЕКТРОЭНЕРГЕТИКА И ТВН</b>		
Березовский А. Ф. — Расчет установившегося режима в цепях с нелинейными индуктивностями	5	71	Немцев Г. Г., Голунов А. М., Безруких П. П., Чернотойский А. А., Журавлев Э. Н. — Стандартизация и методология в энергетике	1	5
Багриновский А. Д. — Измерение проводимостей ветвей в сложной электрической схеме	6	70	Горский Ю. М., Ушаков В. А., Смирнов С. С., Новожилов М. А., Ракевич А. Л., Головшиков В. О., Малик О. П., Хоуп Г. С. — Цифровой регулятор возбуждения и скорости синхронных машин	1	8
Кадников С. Н., Клемин Е. А. — Расчет емкости осесимметричных электродных систем, содержащих тонкие оболочки	7	48	Тафт В. А., Бать Вонг Ха — Исследование статической устойчивости синхронных машин при модуляции синхронизирующей мощности	1	14
Герасимович А. Н. — Электромагнитные процессы в листовом магнитопроводе при его импульсном намагничивании	7	61	Панфилов Н. И., Сиротинский Е. Л. — Повышение качества точной синхронизации генераторов	1	17
Котенко Г. И., Кархин В. А. — Исследование магнитного поля между противлежащими пазами магнитной цепи	7	72	Костелянец В. С., Качурина Е. М. — О допустимости упрощенного расчета уставок защиты гидрогенераторов от асинхронных режимов	1	22
Михайлов В. М. — Расчет магнитного поля при резком скин-эффекте с помощью интегральных уравнений первого рода	8	37	Сивокобыленко В. Ф., Гребченко Н. В. — Быстродействующее устройство ввода резерва для ответственных потребителей с двигателем нагрузки	1	56
Немсадзе Ш. А., Торонджадзе А. Г. — Определение оптимальной частоты магнитно-импульсной установки	8	48	Щуцкий В. И., Ляховский А. В. — Исследование первичных критериев электробезопасности токов с фазовыми отсечками	1	62
Вишневский А. М. — К расчету трехмерных электрических полей	8	49	Абдуллаев И. Д., Петров Ю. П. — Синтез регуляторов возбуждения для синхронных машин с учетом случайного характера нагрузки	1	64
Грач И. М., Урситов О. У. — Синтез эйконала заданной структуры путем реализации определенного закона изменения характеристики среды	8	52			
Меерович Э. А., Додзина Т. Я. — Раздельные индуктивности рассеяния обмоток трансформаторов тока	8	54			
Иосель Ю. Я., Струнский М. Г. — Об оценке емкости уединенных проводников, имеющих форму тел вращения	8	63			



Автор и название статьи	№ жур-нала	Стр.
Богомолов В. С., Львов Ю. Н., Кохан П. Г. — Кратности токов короткого замыкания в цепях автотрансформаторов 220 и 500 кВ	1	65
Кофман Д. Б. — Оптимальный по к. п. д. режим работы зарядного устройства	1	72
Лукашов Э. С., Калужный А. Х., Лизалек Н. Н., Соколов Ю. В. — Моделирование и расчет длительных переходных процессов в сложных энергосистемах при больших небалансах мощности	2	7
Хайн М., Глазунов А. А. — Выбор экономически целесообразных расчетных значений токов коротких замыканий в системах электроснабжения промпредприятий	2	11
Зисман Л. С. — Алгоритмы и программы измерительных органов дистанционной защиты ВЛ 330—750 кВ	2	15
Новелла В. Н., Васильев А. Н. — Исследование работы программных дистанционных измерительных органов в условиях переходного процесса	2	22
Веников В. А., Асамбаев С. Н. — Опережающее определение изменений параметров режима при управлении переходным процессом	2	56
Будзко И. А., Левин М. С. — Особенности оптимизационных задач энергетики и методов их решения	3	1
Богданов В. А. — О выборе весовых коэффициентов при оценивании состояния электроэнергетической системы	3	7
Бортник И. М., Борин В. Н. — Электрическая прочность элегазовой изоляции аппаратов сверхвысокого напряжения	3	13
Романенко И. Н. — Особенности горения параллельных импульсных дуг в газе	3	18
Тульчинский Г. А. — Исследование эксплуатационно-технических ограничений потребляемой генераторами реактивной мощности	3	44
Малый А. С. — Орган направления мощности нулевой последовательности для параллельных линий электропередачи	3	46
Майкопар А. С. — Анализ времени гашения открытых электрических дуг	3	49
Мнухин А. Г., Коневский Б. И. — Выбор стратегии экспериментального исследования коммутационных перенапряжений в электрических сетях	3	63
Совалов С. А., Баринов В. А. — Принципы построения и особенности математических моделей электроэнергетических систем	4	1
Манусов В. З., Лыкин А. В. — Вероятностный анализ установившихся режимов электрических систем	4	7
Молиш З., Садецкий Б. — Ситуационный анализ управления режимом больших энергетических систем в условиях неопределенности	4	13
Крайз А. Г., Матрюков Л. А. — Регулирующие и компенсирующие устройства для оптимизации работы сетей сверхвысокого напряжения	4	18
Давыдов В. Е., Лысков Ю. И., Ярных Л. В. — Расчет статических характеристик внутренних перенапряжений в ВЛ	4	22
Ализаде А. А., Мусаев Р. К. — Поражение молнией высоких объектов	4	50
Колонский Т. В. — О критериях управления переходными электромеханическими процессами на линиях межсистемной «слабой» связи	5	14
Ларионов В. П., Колечицкий Е. С., Шульгин В. Н. — Расчет вероятности прорыва молнии сквозь тросовую защиту	5	19
Базелян Э. М. — Влияние рабочего напряжения на вероятность прорыва молнии к проводам воздушных линий	5	24
Якобс А. И., Ослон А. Б., Станкеева И. Н. — Метод расчета сложных заземлителей в многослойной земле	5	27
Тудоровский Я. Л. — О качестве электрической энергии в распределительных сетях городов	5	50
Богданов В. А. — Телеизмерение электрической энергии и средней мощности в энергосистемах	6	2
Веников В. А., Мариносян Р. Э. — Статическая устойчивость как частотный случай динамической устойчивости электрических систем	6	6

Автор и название статьи	№ жур-нала	Стр.
Насыров Т. Х., Фазылов Х. Ф. Расчет режимов электрических систем, содержащих фазосдвигающие элементы	6	9
Бертинов А. И., Мизюрин С. Р., Резников С. Б., Бочаров В. В., Алешечкин В. А. — Качество электроэнергии бортовых систем электроснабжения и способы его улучшения	6	32
Белоедова И. П., Иванов А. В., Колечицкий Е. С., Ларионов В. П. — Измерение заряда стримерных образований положительного импульсного разряда	6	46
Сибаров Ю. Г., Сколотнев Н. Н., Хремов С. А. — Устройство защитного отключения с зависимым временем срабатывания	6	49
Цатурян А. И. — О механизме гравитационного истечения сыпучих материалов в электрическом поле	6	50
Калачихин А. Ф., Заргарян И. В., Филиппов А. А. — Особенности расчета вводов для кабельного подключения трансформаторов	6	53
Цапенко Е. Ф., Пржебельский А. В. — Вентильная схема контроля изоляции	6	55
Никифоров М. Г. — Влияние состава смеси элегаза с азотом на время коммутации разрядника наносекундного диапазона	6	56
Аронов М. А., Тарасов Т. Н. — Разрядные напряжения некороонирующих воздушных промежутков различной конфигурации при высокой частоте	6	59
Александров Г. Н. — Воздушные линии электропередачи повышенной пропускной способности	7	1
Беляков Н. Н., Бургсдорф В. В., Рашкес В. С., Хоецян К. В. — Исследование ОАПВ в электропередачах 750 кВ с шунтирующими реакторами	7	6
Синьчугов Ф. И., Макаров С. Ф. — Формирование пространства состояний электроэнергетических систем при расчете их надежности	7	12
Кинаш Б. М., Лишак И. В., Перхач В. С. — Математические модели надежности грозозащиты объектов энергосистем	7	16
Финагин В. И. — Автоматизация формирования математических моделей автономных электроэнергетических систем	7	20
Мамонтова Т. Н., Королев Е. П., Куцовский С. М. — Применение автоматики опережающего деления сети при отключении коротких замыканий	7	24
Китаев Г. И. — Нагрузочные характеристики каскадных генераторов выпрямленного напряжения	7	32
Будзко И. А., Зуль Н. М. — Комплексная автоматизация сельских электрических сетей	8	1
Веников В. А., Карташев И. И., Федченко В. Г., Макарова Т. П., Едемский С. Н., Полевая В. П., Чехов В. И. — Современное состояние и перспективы развития статических компенсаторов реактивной мощности	8	6
Карякин Р. Н., Солнцев В. И. — Расчет сопротивления заземлителей, образованных железобетонными фундаментами	8	42
Дорохин А. П. — Организация информационных потоков в диспетчерской системе энергообъединения	9	1
Зеленохат Н. И. — Синтез системы управления электромеханическими процессами в сложной энергосистеме	9	8
Литкенс И. В., Пуго В. И., Станчев С. Д., Гусейнов А. М. — Исследование параметров асинхронного режима межсистемной связи	9	13
Астахов Ю. Н., Веников В. А., Постолатий В. М. — Конструкции линий электропередачи переменного тока повышенной пропускной способности	9	20
Ковалев И. Н., Сидельников В. И. — Структура компенсации реактивных нагрузок в проектируемой промышленности электросети	9	24
Колечицкий Е. С., Филиппов А. А., Шульгин В. Н. — Оптимизация конструкции ввода с газовой изоляции	9	54
Никифоров М. Г., Чернов Е. Н. — К оценке долговечности коммутирующего разрядника с элегазом	9	55
Заславская Т. Б., Железко В. С., Нейман В. В. — О допустимых значениях токов и напряжений		

Автор и название статьи	№ жур-нала	Стр.	Автор и название статьи	№ жур-нала	Стр.
обратной последовательности при случайном характере их изменения	9	58	Осадчий Ю. М. — Самовозбуждение асинхронного генератора с приводным двигателем ограниченной мощности	5	62
Железко В. С. — О направлениях исследований в области компенсации реактивной мощности	10	7	Гольдберг О. Д., Бобков А. В., Доценко В. Е. — Оценка надежности штампованно-сварных обмоток торцевых асинхронных двигателей	5	64
Данильчук А. А. — Расчет параметров криогенного двухобмоточного реактора	10	31	Коваль А. А., Нецевский А. Б. — Анализ спектра индукции при асимметрии магнитного поля в воздушном зазоре гидрогенератора	6	13
Верещагин И. П., Гоник А. Е. — Влияние электрического ветра на процесс электроосаждения	10	44	Лабунец И. А., Лохматов А. П. — Эффективность работы генераторов с продольно-поперечным возбуждением в установившемся режиме	6	18
Черников Г. Б. — Управляемый статический источник реактивной мощности	10	48	Лупкин В. М. — Аналитическое решение линейных дифференциальных уравнений вентильного двигателя	6	22
Богданов В. А. — Влияние надежности телеизмерений на эффективность управления режимами энергосистем	11	5	Копылов И. П., Куликов А. А. — К моделированию электромагнитных процессов в электрических машинах	6	36
Гераскин О. Т., Григорьев В. А. — Определение обобщенных параметров больших энергосистем методом диакоптики	11	10	Лавриненко В. В., Вишневский В. С., Бойченко О. Л., Надкernичный С. П., Шуляренко А. П. — Пьезоэлектрический двигатель	6	68
Косарев Б. И., Косолапов Г. Н. — Расчет электрических характеристик рельсового пути как естественного заземлителя в зонах с вечной мерзлотой	11	15	Малиновский А. Е., Талюко В. В. — Дифференциальные уравнения несимметричного асинхронного двигателя, не содержащие периодических коэффициентов	7	64
Алексеев С. В., Федорова Т. Л. — Идентификация характеристик энергосистемы как объектов управления по частоте и активной мощности	12	1	Чабан В. И. — Расчет переходных режимов глубоководных индуктивных двигателей	7	66
Богданов В. А. — Формирование модели установившегося режима энергосистемы	12	9	Коноплев К. Г. — Анализ работы синхронного двигателя с системой амплитудно-фазового компаундирования при включении нагрузки	7	67
Ковалев В. Д. — Алгоритмы управляющих воздействий противоаварийной автоматики электроэнергетических систем	12	13	Кутарев А. М., Сипайлов Г. А., Хорьков К. А. — Расчет электромагнитного поля и параметров экранированных лобовых частей однофазного ударного генератора	8	22
Гальперштейн Я. Л., Микуцкий Г. В. — Быстродействующая система передачи сигналов с блокировкой помех	12	19	Васильев Ю. К., Лазарев Г. В. — Анализ температурных полей многослойных обмоток возбуждения	8	27
Шнеерсон Э. М. — Анализ поведения измерительных органов релейной защиты и автоматики при качаниях и асинхронном ходе в электрических системах	12	24	Рассальский А. Н., Машкин В. А., Михайловский Ю. А. — Расчет максимальной температуры катушечных обмоток трансформаторов	8	45
Ляпин А. Г., Рачек А. Я. — Расчет электростатического поля на поверхности датчика обратной короны	12	47	Основич Л. Д., Основич В. Л. — Расчет магнитного поля в электрических машинах при смешанных граничных условиях	8	56
Шуцкий В. И., Сидоров А. И., Ситчихин Ю. В. — Сравнительная опасность токов различного вида	12	49	Бураков А. М., Геллер Р. Л., Подольский В. В., Синаюк С. Л., Цветков В. А. — Оценка электромагнитных сил, действующих на листы крайних пакетов статора мощного генератора	8	59
Максимов Б. К., Обух А. А., Тихонов А. В., Петухов В. Г. — Определение безопасной скорости заполнения резервуаров нефтепродуктами по допустимому избыточному заряду	12	51	Першин Ю. С., Першина Л. М. — Расчет оптимального режима работы синхронного двигателя	9	30
Кадомская К. П., Супрунов В. В. — Влияние режима заземления нейтралей трансформаторов на процессы восстановления напряжения на контактах выключателей	12	55	Богуславский И. З. — Поверхностный эффект в стержнях ротора мощного асинхронного двигателя с учетом распределения в них температуры	9	69
Лямец Ю. Я., Козлов В. Н., Антонов В. И. — О замедленном сравнении фаз	12	58	Мамедшахов М. Э. — Об использовании нелинейных краевых задач при исследовании тепловых процессов в электрических машинах	10	22
Капустин М. П. — О форме математического описания процессов в автономной электроэнергетической системе	12	61	Ледовский А. Н. — Особенности проектирования электрических машин с цилиндрическими постоянными магнитами $\text{SmCO}_5$	10	36
<b>ЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ МАШИНЫ И ТРАНСФОРМАТОРЫ</b>			Урусов И. Д., Галкин В. И., Юдин Ю. Б. — Применение структурной схемы для исследования динамики асинхронных двигателей с магниторезонансным подвесом ротора	10	49
Лопухина Е. М., Семенчуков Г. А., Минасян В. М. — Исследование добавочных моментов однофазных асинхронных двигателей методом индуктивных коэффициентов	1	32	Мамедов Ф. А., Талюко В. В. — Электродинамические усилия в обмотке статора асинхронного двигателя при переходных процессах, противовключения и повторного включения	10	52
Лабунец И. А., Шакарян Ю. Г., Лохматов А. П., Кривушкин Л. Ф., Чевычелов В. А. — Установившиеся режимы работы асинхронизированного турбогенератора	3	23	Тазов Г. В., Ковалев С. В. — Расчет электрических параметров бесконтактных вращающихся трансформаторов	10	59
Дмитриев В. М., Иванов-Смоленский А. В. — Расчет токов в демпферной обмотке синхронной явнополюсной машины с учетом двухсторонней зубчатости и насыщения	4	28	Глебов И. А., Данилевич Я. Б., Курилович Л. В., Хуторецкий Г. М. — Единая унифицированная серия турбогенераторов	11	1
Рогозин Г. Г., Няглина И. Г. — Способ идентификации асинхронной машины по экспериментальным данным ее динамического режима	4	47	Хайнацкий О. А. — Трансформаторные системы передачи угла с импульсным вращением пульсирующего поля в обмотках датчика и приемника	11	35
Ковальков Г. А., Никитенко Д. П. — Расчет бесконтактного измерителя сопротивления изоляции по его дифференциальным уравнениям	4	57	Геллер Р. Л., Нецевский А. Б., Синаюк С. Л., Элькинд Ю. М. — Оценка значимости начальных дефектов гидрогенераторов	11	40
Герценштейн Ф. Э., Шагивалеева Р. Г. — Анализ структуры магнитного поля в индукторе линейного асинхронного двигателя	4	61			
Бут Д. А. — Электрические машины с осевым возбуждением	5	45			
Трофимов А. И., Евмененко В. В. — Линейные пьезоэлектрические микродвигатели	5	54			

Автор и название статьи	№ жур-нала	Стр.
Рогозин Г. Г., Лапшина Н. С. — Контроль равно- мерности воздушного зазора асинхронной маши- ны по значению синхронного индуктивного со- противления	11 44	
Балагуров В. А., Лохнин В. В. — Применение посто- янных магнитов в бесконтактных генераторах постоянного тока для ограничения пульсаций выходного напряжения	11 46	
Китаев А. В., Шакарян Ю. Г. — О самовозбуждении машин постоянного тока	11 48	
Лупкин В. М. — Новое решение уравнений трех- фазного короткого замыкания синхронной ма- шины	11 50	
Огарков Е. М., Русов В. А. — Повышение точности расчета линейных асинхронных двигателей с ферромагнитным рабочим телом	11 53	
Семенко Л. П., Гайтов Б. Х. — Построение характе- ристик асинхронных двигателей с массивным ротором	11 55	
Чабан В. И. — Дифференциальные уравнения демп- ферных обмоток электрических машин	11 57	
Машнев А. Е. — Высшие гармонические э. д. с. в обмотке возбуждения многофазного бесщеточ- ного возбудителя в полнофазном режиме	11 59	
Пинцов А. М. — Схемы замещения двухстержне- вых трансформаторов с расщепленными обмот- ками	11 61	
Попов Д. А. — Скоростные характеристики сельсин- ных схем и синусо-косинусных поворотных трансформаторов	12 30	
Попов П. Г., Шумилов Ю. А. — Расчет вытеснения тока в короткозамкнутых роторах асинхронных двигателей методом конечных элементов	12 36	

## ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЬНАЯ ТЕХНИКА

Аллилуев А. А., Шинкаренко Г. В. — Переходные ре- жимы в преобразовательных системах «выпрямитель—реактор—инвертор»	1 38	
Васильев А. С., Гуревич С. Г., Нестеров С. А. — Особенности работы выпрямителей, питающих статические преобразователи средней частоты	2 40	
Мерабишвили П. Ф. — Схемы замещения автоном- ных инверторов тока	2 44	
Локарев В. И. — Исследование резонансно-парамет- рического измерительного преобразователя ча- стоты	2 51	
Шипило В. П., Ерисова В. В. — О непрерывной мо- дели однофазного автономного инвертора тока	2 59	
Антонов Б. М., Пищиков С. И., Случанко Е. И. — Метод математического моделирования сложных вентильных преобразовательных систем	2 61	
Тимошенко А. Л., Толстов Ю. Г. — Расчет распре- деления импульсных напряжений по элементам высоковольтного тиристорного вентиля	3 40	
Наталкин А. В. — Динамическая модель вентильного преобразователя с обобщенной одноканаль- ной системой управления	3 57	
Михайлов В. В., Проус В. Р. — Анализ работы пре- образователей тока с магнитодиэлектрическим магнитопроводом	3 60	
Данилевич О. И. — Режимы работы однофазного мо- стового выпрямителя	3 70	
Тарасов А. И. — Исследование электромагнитных процессов при включении тиристорных вентилей в мощных высоковольтных преобразователях	4 36	
Бизиков В. А., Обухов С. Г., Чаплыгин Е. Е. — Классификация цифровых систем управления вентильными преобразователями	4 41	
Хиленко В. В. — Применение обобщенного метода Хилла для расчета некоторых импульсных пре- образователей	4 54	

Автор и название статьи	№ жур-нала	Стр.
Зборовский И. А. — Влияние электромагнитной связи между обмотками трансформатора на гармони- ческий состав тока двенадцатифазного преобра- зователя	5 34	
Исхаков А. С. — Выпрямитель в полууправляемом режиме	6 41	
Обрусник В. П., Кобзев А. В., Шадрин Г. А. — Маг- нитно-полупроводниковые регулирующие органы с комбинированной коммутацией для устройств преобразовательной техники и автоматики	6 61	
Белоцерковский В. А., Левкович М. И. — Расчет до- полнительной погрешности линейных индукцион- ных преобразователей угла	6 64	
Ефремов И. С., Калинин А. Я. — Цифровое управление тиристорными импульсными преобра- зователями постоянного тока	7 38	
Левитский Б. Ю., Мазнев А. С., Корнев А. С. — Определение перенапряжений в многофазных коммутирующих узлах тиристорных преобразо- вателей	7 51	
Завьялов В. И. — Условия существования station- нарных процессов в автономных инверторах	7 56	
Староверов Г. М., Иванов Г. В. — Особенности теп- лового расчета вентилей в аварийных режимах	8 16	
Поздеев А. Д., Никитин В. М., Пименов В. М. — Динамическая модель для малых отклонений сис- тем с двусторонней широтно-импульсной моду- ляцией	9 66	
Михайлов А. К. — Графоаналитический метод расче- та переходных процессов в вентильном преобра- зователе	10 26	
Ковалев Ф. И., Мустафа Г. М., Завьялов В. И., Угрюнов Н. А. — Стационарные процессы в ста- билизированном однореакторном инверторе тока и выбор его параметров	10 55	
Жемеров Г. Г., Коляндра И. Л. — Влияние непосред- ственных преобразователей частоты на питаю- щую сеть	11 20	

## ЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ АППАРАТЫ

Агафонов Г. Е., Крижанский С. М., Тарасов В. К., Янова Т. В. — Гашение дуги переменного тока дутьем через газопроницаемые электроды	4 51	
Семенов А. И., Романов В. Е., Еремин В. И., Мя- готин Б. Г. — Измерение параметров процессов при замыкании и размыкании контактов комму- тационных аппаратов	5 56	
Пуйло Г. В., Росторгуева Т. Е., Шевченко В. П., Байдак Ю. В. — Расчет погрешности трансфор- матора тока с учетом неравномерности насы- щения магнитопровода	5 69	
Лебедев С. В., Можаров Г. И., Савватим- ский А. И. — Бездуговая коммутация постоян- ного тока	7 53	
Асиновский Э. И., Афанасьев А. А., Пахомов Е. П. — Исследование коммутационной аппаратуры с винтовой формой дуги	7 59	
Зекцер Д. М. — Особенности расчетов электромаг- нитных кодовых реле с магнитной памятью	11 63	
Изотов А. З., Ковалевский И. И. — Расчет электро- магнита вибровозбудителя с тиристорным управ- лением	11 66	

## ЭЛЕКТРОПРИВОД И АВТОМАТИЗАЦИЯ ПРОМЫШЛЕННЫХ УСТАНОВОК И ТЕХНОЛОГИЧЕСКИХ ПРОЦЕССОВ

Миткевич Е. Г., Церазова Е. А., Цаллагов А. П., Ямпольский Д. С. — Динамика трехкратной инте- грирующей системы подчиненного регулирования привода постоянного тока	1 26	
Хавин А. А. — Влияние передаточного устройства на быстродействие электропривода	1 68	
Чабан В. И., Цепенюк М. И. — Математическая мо- дель уравнивающего электрического вала	2 74	
Борцов Ю. А., Соколовский Г. Г., Иванов Г. М. — Учет упруго-вязких связей при построении сис- тем управления электроприводами	3 29	

Автор и название статьи	№ жур-нала	Стр.	Автор и название статьи	№ жур-нала	Стр.
Шatroв А. Ф., Андерс В. И., Новиков Г. В., Устинов А. В. — Автоматическое регулирование возбуждения двигателей в автономном тяговом приводе	4	63	Ковалев И. Н.; Денисенко Н. А., Гоффманн И., Каминский В. В.; Ярных Л. В., Плотницкий А. А.; Пекелис В. Г.; Тюханов Ю. М., Усехин В. Н.; Поспелов Г. Е., Федин В. Т., Прокопенко В. Г.; Казанцев В. Н.; Глазунов А. А., Гремяков А. А., Стров В. А.; Каялов Г. М., Те-ребаев В. В. — по статье Железко Ю. С. («Элек-тричество», 1981, № 10)	10	61
Локтева И. Л., Онищенко Г. Б., Шакарян Ю. Г. — Прямое управление электромагнитным моментом в системах электропривода переменного тока	5	59	<b>БИБЛИОГРАФИЯ</b>		
Ключев В. И., Жильцов Л. В., Калашников Ю. Т. — Состояние и перспективы развития теории элект-ропривода с упругими механическими связями	7	28	Глебов И. А., Тиходеев Н. И. — рецензия на книгу «Мировая энергетика: прогноз развития до 2020 года»	3	75
Исаев И. Н., Созонов В. Г. — Анализ демпфирующих свойств возможных вариантов электропривода заданной производительности	7	69	Веников В. А., Суханов О. А. — рецензия на книгу Нарт Н. Н. «Piecewise methods and applications to power systems»	3	76
Копылов И. П., [Сандлер А. С.], Шакарян Ю. Г., Лабунец И. А., Шапиро Л. Я., Азимов Р. А., Лохматов А. П., Мурзаков А. Г. — Электропри-вод переменного тока с бесконтактной машиной двойного питания	8	12	Онищенко Г. Б. — рецензия на книгу Чиликина М. Г., Ключева В. И., Сандлера А. С. «Теория автома-тизированного электропривода»	4	75
Высочанский В. С. — Статические преобразователи частоты для питания синхронных двигателей	8	32	Сипайлов Г. А. — рецензия на книгу Иванова-Смо-ленского А. В. «Электрические машины»	9	74
Кацевич В. Л., Никольский А. А., Чулин В. И. — Оптимальное по критерию минимума потерь управление электроприводами постоянного тока	8	65	Хубларов Н. Н. — рецензия на книгу Лейтеса Л. В. «Электромагнитные расчеты трансформаторов и реакторов»	9	75
Рассудов Л. Н., Мядзель В. Н. — О динамике САР скорости следающего электропривода с упругим звеном с распределительными параметрами	9	34	Радин В. И. — рецензия на книгу Лопухиной Е. М., Семенчукова Г. А. «Проектирование асинхрон-ных микродвигателей с применением ЦВМ»	11	69
Шулаков Н. В., Трефилов В. А. — Расчет переход-ных и установившихся процессов двухмашинного агрегата с каскадным пуском главного двигателя	9	37	Афанасьев В. В., Каплан В. В., Черногубов-ский З. П. — рецензия на книгу Noack F. «Schalterbeanspruchungen in Hochspannungs-netzen»	12	70
Петленко Б. И. — Линейный электропривод и тенден-ции его развития (обзор публикаций)	9	43	<b>ХРОНИКА</b>		
Радин В. И., Быков Ю. М., Василенко В. С. — Элек-тромагнитные случайные процессы в автономных системах электроснабжения	11	27	Богатенков И. М., Халилов Ф. Х., Чернова Г. В. — Глубокое ограничение перенапряжений в элек-тросетях высокого и сверхвысокого классов напряжений (заседание секции IV Научного Со-вета АН СССР)	1	75
Борцов Ю. А., Юнгер И. Б. — Адаптивный однопара-метрический регулятор для унифицированных комплектов устройств электропривода	11	31	Глебов И. А., Мамиконянц Л. Г., Старши-нов Ю. И. — Вопросы развития электроэнерге-тики и создания электрооборудования на XXVIII сессии СИГРЭ	1	76
Браславский Н. Я., Зюзев А. М., Кокшаров Л. П. — Линеаризация САР скорости асинхронного элек-тропривода с тиристорным фазовым управлением	12	42	Богатенков И. М., Михайлов Ю. А., Халилов Ф. Х. — Проблемы грозозащиты и заземлителей в райо-нах с высоким удельным сопротивлением грунта (заседание секции IV Научного Совета АН СССР)	4	77
Кожевников К. И. — О проектировании серии двига-телей для позиционного электропривода	12	63	Ганелин А. М., Конечный В. П., Осипов С. Б., Ца-гарейшвили С. А. — Всесоюзное совещание по электрификации сельского хозяйства	5	74
<b>ЭЛЕКТРИФИКАЦИЯ ТРАНСПОРТА</b>			Ковалев Б. И., Манчук Р. В. — Всесоюзное научно-техническое совещание «Применение в электро-энергетике мощных бета-ловых резисторов и ре-зисторных установок»	7	76
Хоменко А. И., Рябцов Г. Г. — Контроль параметров контура коммутации тиристорных прерывателей тяговых электродвигателей	1	59	Шинянский А. В., Лаугис Ю. Я. — Всесоюзная кон-ференция по автоматизированному линейному и магнетогидродинамическому электроприводу	7	78
Марквардт Г. Г., Чернов Ю. А. — Расчет токорас-пределения в автотрансформаторной системе пи-тания электрифицированных железных дорог	7	73	Володин В. В., Корхин Ю. Г., Рогинский В. Ю. — IX Всесоюзная научно-техническая конференция по применению токов высокой частоты в элек-тротермии	8	75
Пролыгин А. П., Брисман Я. А., Ковлер Д. Б., Миледин В. К. — Релейный способ управления трехфазным мостовым выпрямителем в цепи воз-буждения тягового синхронного генератора элек-тродвигателей и тепловозов	9	48	Березин В. Б. — Всесоюзное научно-техническое со-вещание «Состояние и перспективы развития электрической изоляции»	10	76
Ротанов Н. А., Литовченко В. В., Назаров О. С., Шаров В. А. — Математическое моделирование электромагнитных процессов в асинхронном тя-говом приводе локомотива	9	63	Ларионов В. П. — XVI Международная конферен-ция по молниезащите	11	74
<b>ЭЛЕКТРОТЕХНОЛОГИЯ, ЭЛЕКТРОТЕРМИЯ, ЭЛЕКТРОСВАРКА</b>			<b>ЮБИЛЕИ</b>		
Салтыков В. М., Салтыкова О. А. — Колебания на-пряжения в сетях параллельных дуговых сталя-плавильных печей	2	53	Николай Афанасьевич Тищенко (К 75-летию со дня рождения)	1	77
Вагин Г. Я. — Корреляционные и спектральные ха-рактеристики импульсных графиков нагрузок электрооборудования установок	3	67	Савелий Романович Глинттерник (К 60-летию со дня рождения)	1	77
<b>ДИСКУССИИ</b>			Григорий Рафаилович Герценберг (К 70-летию со дня рождения)	1	78
Якобс А. И.; Пожидаев А. А.; Глушко В. И., Гон-чарик Е. П.; Ответ автора; От редакции — по статье Катигроба Н. П. («Электричество», 1978, № 9)	8	69	Лев Израилевич Столов (К 75-летию со дня рож-дения)	3	77
Лосев Э. А. — по статье Синьчугова Ф. И. («Элек-тричество», 1980, № 4)	9	72	Григорий Фроимович Мучник (К 50-летию со дня рождения)	3	77
			Ученый и патриот (К 100-летию со дня рождения В. П. Вологодина)	5	76

Автор и название статьи	№ жур-нала	Стр.
-------------------------	------------	------

Создатель теории электромагнитного поля (К 150-летию со дня рождения Дж. Максвелла)	6	72
Осип Борисович Брон (К 85-летию со дня рождения)	6	74
Борис Михайлович Тареев (К 75-летию со дня рождения)	8	77
Михаил Моисеевич Ботвинник (К 70-летию со дня рождения)	9	77
Дмитрий Иванович Азарьев (К 75-летию со дня рождения)	9	78
Владимир Ильич Левитов (К 60-летию со дня рождения)	10	78
К 150-летию открытия М. Фарадеем явления и закона электромагнитной индукции	11	70
Дмитрий Георгиевич Жимерин (К 75-летию со дня рождения)	11	75
Дмитрий Васильевич Васильев (К 80-летию со дня рождения)	11	76
Хады Сабирович Валеев (К 75-летию со дня рождения)	12	69
Александр Васильевич Донской (К 70-летию со дня рождения и 50-летию производственной и научно-педагогической деятельности)	12	70

Автор и название статьи	№ жур-нала	Стр.
-------------------------	------------	------

## НЕКРОЛОГИ

Анатолий Иванович Москвитин	3	78
Николай Пантелеймонович Ермолин	3	78

## РАЗНЫЕ СТАТЬИ И ИНФОРМАЦИИ

Богданов И. П., Овсенко В. В. — Вклад Ф. Э. Дзержинского в реализацию ленинских идей электрификации	1	1
Карпунин М. Г. — Электротехническая промышленность для электрификации страны	2	1
Государственная премия СССР 1980 г. в области электроэнергетики	6	1
Основная тематика журнала «Электричество» на 1981—1985 гг.	6	75
Грудинский П. Г. — Первый съезд советских электротехников	10	1
Всесоюзному электротехническому институту имени В. И. Ленина — 60 лет	10	4

## АЛФАВИТНЫЙ УКАЗАТЕЛЬ АВТОРОВ СТАТЕЙ

### А

Абдуллаев Н. Д. 1,64  
Аблаев А. Т. 2,69  
Агафонов Г. Е. 4,51  
Азимов Р. А. 8,12  
Александров Г. Н., 7,1  
Алексеев С. В. 12, 1  
Алешечкин В. А. 6,32  
Ализаде А. А. 4,50  
Алиханян Р. А. 3,72  
Аллилуев А. А. 1,38  
Андерс В. И. 4,63  
Антонов Б. М. 2,61  
Антонов В. И. 12,58  
Аронов М. А. 6,59  
Асамбаев С. Н. 2,56  
Асиновский Э. И. 7,59  
Астахов Ю. Н. 9,20  
Афанасьев В. В. 7,59; 12,70

### Б

Багриновский А. Д. 6,70  
Базелян Э. М. 5,24  
Байдак Ю. В. 5,69  
Балагуров В. А. 11,46  
Балтаханов А. М. 2,64  
Баринков В. А. 4,1  
Басин В. Е. 3,54  
Бать Вонг Ха 1,14  
Безруких П. П. 1,5  
Белоедова И. П. 6,46  
Белоцерковский В. А. 6,64  
Беляков Н. Н. 7,6  
Березин В. Б. 10,76  
Березов В. А. 2,49  
Березовский А. Ф. 5,71  
Бернштейн Л. М. 3,54; 7,45  
Бертинов А. И. 6,32  
Бидашко Г. Б. 3,52  
Бизиков В. А. 4,41  
Бобков А. В. 5,64  
Бобровская Л. Д. 7,43  
Богатенков И. М. 1,75; 4,77  
Богачков М. Л. 1,70  
Богданов В. А. 3,7; 6,2; 11,5; 12,9  
Богданов Н. П. 1,1  
Богомоллов В. С. 1,65  
Богуславский И. З. 9,69  
Бойченко О. Л. 6,68  
Большакова Р. М. 5,51  
Бондалетов В. Н. 2,64  
Борин В. Н. 3,13  
Бортник И. М. 3,13

Борцов Ю. А. 3,29; 11,31  
Бочаров В. В. 6,32  
Браславский И. Я. 12,42  
Брискман Я. А. 9,48  
Будзко И. А. 3,1; 8,1  
Бураков А. М. 8,59  
Бургсдорф В. В. 7,6  
Бут Д. А. 5,45  
Быков Ю. М. 11,27

### В

Вагин Г. Я. 3,67  
Василенко В. С. 11,27  
Васильев А. Н. 2,22  
Васильев А. С. 2,40  
Васильев В. В. 2,67  
Васильев Ю. К. 8,27  
Веников В. А. 2,56; 3,76; 6,6; 8,6; 9,20  
Верещагин И. П. 10,44  
Вишневский А. М. 8,49  
Вишневский В. С. 6,68  
Вологдин В. В. 8,75  
Высочанский В. С. 8,32  
Вычужин Н. А. 10,41

### Г

Гайтов Б. Х. 11,55  
Галкин В. И. 10,49  
Гальперштейн Я. Л. 12,19  
Ганелин А. М. 5,74  
Геллер Р. Л. 8,59; 11,40  
Герасимович А. Н. 7,61  
Гераскин О. Т. 11,10  
Герценштейн Ф. Э. 4,61  
Глазунов А. А. 2,11; 10,74  
Глебов И. А. 2,76; 3,75; 11,1  
Глушко В. И. 8,72  
Головщиков В. О. 1,8  
Голунов А. М. 1,5  
Гольдберг О. Д. 5,64  
Гоник А. Е. 10,44  
Гончарик Е. П. 8,72  
Горский Ю. М. 1,8  
Гоффманн И. 9,64  
Грач И. М. 8,52  
Гребченко Н. В. 1,56  
Гремяков А. А. 10,74  
Григорьев В. А. 11,10  
Грудинский П. Г. 10,1  
Гуревич С. Г. 2,40  
Гусейнов А. М. 9,13

### Д

Давыдов В. Е. 4,22  
Данилевич О. И. 3,70  
Данилевич Я. Б. 11,1  
Данильчук А. А. 10,31  
Денисенко Н. А. 10,64  
Дмитриев В. М. 4,28  
Додзина Т. Я. 8,54  
Дорохин А. П. 9,1  
Доценко В. Е. 5,64

### Е

Евмененко В. В. 5,54  
Едемский С. Н. 8,6  
Еремин В. Н. 5,56  
Ерисова В. В. 2,59  
Ефремов И. С. 7,38

### Ж

Железко Ю. С. 9,58; 10,7  
Жемеров Г. Г. 11,20  
Жильцов Л. В. 7,28  
Жуйков В. Я. 3,35  
Журавлев Э. Н. 1,5

### З

Завьялов В. И. 7,56; 10,55  
Заргарян И. В. 6,53  
Заславская Т. Б. 9,58  
Зборовский И. А. 5,34  
Зецкер Д. М. 11,63  
Зеленохат Н. И. 9,8  
Зильберман М. И. 5,41  
Зисман Л. С. 2,15  
Зуль Н. М. 8,1  
Зюзев А. М. 12,42

### И

Иванов А. В. 6,46  
Иванов Г. В. 8,16  
Иванов Г. М. 3,29  
Иванов С. А. 2,49  
Иванов-Смоленский А. В. 4,28  
Изотов А. З. 11,66  
Иоссель Ю. Я. 4,67; 8,63  
Исаев И. Н. 7,69  
Исхаков А. С. 6,41

### К

Кадников С. Н. 7,48  
Кадомская К. П. 12,55  
Казанцев В. Н. 10,73

Калачихин А. Ф. 6,53  
 Калашников Ю. Т. 7,28  
 Калининченко А. Я. 7,38  
 Калихан С. А. 9,60  
 Калужный А. Х. 2,7  
 Каминский В. В. 10,64  
 Каплан В. В. 12,70  
 Капустин М. П. 12,61  
 Карпунин М. Г. 2,1  
 Карташев И. И. 8,6  
 Кархин В. А. 7,72  
 Карякин Р. Н. 8,42  
 Катигроб Н. П. 8,74  
 Кацевич В. Л. 8,65  
 Качурина Е. М. 1,22  
 Каялов Г. М. 10,75  
 Кинаш Б. М. 7,16  
 Китаев А. В. 11,48  
 Китаев Г. И. 7,32  
 Кичаев В. В. 1,70  
 Клемин Е. А. 7,48  
 Клименко Б. В. 2,71  
 Ключев В. И. 7,28  
 Кобзев А. В. 6,61  
 Ковалев Б. И. 7,76  
 Ковалев В. Д. 12,13  
 Ковалев И. Н. 9,24; 10,61  
 Ковалев С. В. 10,59  
 Ковалев Ф. И. 10,55  
 Ковалевский И. И. 11,66  
 Коваль А. А. 6,13  
 Ковальков Г. А. 4,57  
 Ковлер Д. Б. 9,48  
 Кожевников К. И. 12,63  
 Козлов В. Н. 12,58  
 Койков С. Н. 2,32  
 Кокшаров Л. П. 12,42  
 Колечницкий Е. С. 5,19; 6,46; 9,54  
 Колкер Д. Г. 3,52  
 Колонский Т. В. 5,14  
 Коляндра И. Л. 11,20  
 Коневский Б. И. 3,63  
 Конечный В. П. 5,74  
 Коноплев К. Г. 7,67  
 Копылов И. П. 6,36; 8,12  
 Корнев А. С. 4,72; 7,51  
 Королев Е. П. 7,24  
 Коротеев И. Е. 3,35  
 Корхин Ю. Г. 8,75  
 Косарев Б. И. 11,15  
 Косолапов Г. Н. 11,15  
 Костелянец В. С. 1,22  
 Костюков Н. С. 5,41  
 Котенко Г. И. 7,72  
 Кофман Д. Б. 1,72  
 Кохан В. Г. 1,65  
 Крайз А. Г. 4,18  
 Кривушкин Л. Ф. 3,23  
 Крижанский С. М. 4,51  
 Куликов А. А. 6,36  
 Курилович Л. В. 11,1  
 Кутарев А. М. 8,22  
 Куцовский С. М. 7,24  
 Кучинский Г. С. 10,41

## Л

Лабунец И. А. 3,23; 18; 8,12  
 Лавриненко В. В. 6,68  
 Лавров В. М. 11,70  
 Лазарев Г. В. 8,27  
 Лапина Н. С. 11,44  
 Ларионов В. П. 5,19; 6,46; 11,74  
 Лаугис Ю. Я. 7,78  
 Лебедев С. В. 7,53  
 Левин М. С. 3,1  
 Левитский Б. Ю. 7,51  
 Левкович М. И. 6,64  
 Ледовский А. Н. 10,36  
 Лизалек Н. Н. 2,7  
 Литкенс И. В. 9,13  
 Литовченко В. В. 9,63  
 Лишак И. В. 7,16

Локарев В. И. 2,51  
 Локтева И. Л. 5,59  
 Лолухина Е. М. 1,32  
 Лосев Э. А. 9,72  
 Лохматов А. П. 3,23; 6,18; 8,12  
 Лохнин В. В. 11,46  
 Лукашов Э. С. 2,7  
 Лупкин В. М. 6,22; 11,50  
 Лутидзе Ш. И. 1,51  
 Львов Ю. Н. 1,65  
 Лыкин А. В. 4,7  
Лысаковский Г. Г. 10,41  
 Лысков Ю. И. 4,22  
 Лямец Ю. Я. 12,58  
 Ляпин А. Г. 12,47  
 Ляховский А. В. 1,62

## М

Мазнев А. С. 7,51  
Майкопар А. С. 3,49  
 Макаров С. Ф. 7,12  
 Макарова Т. П. 8,6  
 Максимов Б. К. 12,51  
 Малик О. П. 1,8  
 Малиновский А. Е. 7,64  
 Малый А. С. 3,46  
 Мамедов Ф. А. 10,52  
 Мамедшахов М. Э. 10,22  
 Мамиконянц Л. Г. 2,76  
 Мамонтова Т. Н. 7,24  
 Манусов В. З. 4,7  
 Манчук Р. В. 7,76  
 Мариносян Р. Э. 6,6  
 Марквардт Г. Г. 7,73  
 Мастерюков Л. А. 4,18  
 Машкин В. А. 8,45  
 Машнев А. Е. 11,59  
 Меерович Э. А. 8,54  
 Мезенин О. Л. 2,32  
 Мерабишвили П. Ф. 2,44  
 Месенжник Я. З. 10,13  
 Мизюрин С. Р. 6,32  
 Микуцкий Г. В. 12,19  
 Миледин В. К. 9,48  
 Минасян В. М. 1,32  
 Мирзабекян Ж. М. 3,72  
 Миткевич Е. Г. 1,26  
 Михайлов А. К. 10,26  
 Михайлов В. В. 3,60  
 Михайлов В. М. 8,37  
 Михайлов Ю. М. 4,77  
 Михайловский Ю. А. 8,45  
 Мнухин А. Г. 3,63  
 Можаров Г. И. 7,53  
 Молиш З. 4,13  
 Монастырский А. Е. 10,41  
 Мурзаков А. Г. 8,12  
 Мусаев Р. К. 4,50  
 Мустафа Г. М. 10,55  
 Мяготин Б. Г. 5,56  
 Мядзель В. Н. 9,34

## Н

Надкерничный С. П. 6,68  
 Назаров О. С. 9,63  
 Назаров П. А. 2,69  
 Насыров Т. Х. 6,9  
 Наталкин А. В. 3,57  
 Нейман В. В. 9,58  
 Некрасов В. И. 4,72  
 Немсадзе Ш. А. 8,48  
 Немцев Г. Г. 1,5  
 Нестеров С. А. 2,40  
 Недеевский А. Б. 6,13; 11,40  
 Никитенко Д. П. 4,57  
 Никитин В. М. 9,66  
 Никифоров М. Г. 6,56; 9,55

Никольский А. А. 8,65  
 Новелла В. Н. 2,22  
 Новиков Г. В. 4,63  
 Новожилов М. А. 1,8

## О

Обрусник В. П. 6,61  
 Обух А. А. 12,51  
 Обухов С. Г. 4,41  
 Овсенко В. В. 1,1  
 Огарков Е. М. 11,53  
 Онищенко Г. Б. 4,75; 5,59  
 Осадчий Ю. М. 5,62  
 Осипов С. Б. 5,74  
 Ослон А. Б. 5,27  
 Основич В. Л. 8,56  
 Основич Л. Д. 8,56

## П

Павловец В. В. 5,66  
 Панфилов Н. И. 1,17  
 Пахомов Е. П. 7,59  
 Пекелис В. Г. 10,68  
 Перхач В. С. 7,16  
 Першина Л. М. 9,30  
 Першин Ю. С. 9,30  
 Петленко Б. И. 9,43  
 Петренко Л. Г. 2,38  
 Петров Ю. П. 1,64  
 Петухов В. Г. 12,51  
 Печерский О. П. 10,41  
 Пименов В. М. 9,66  
Пинцов А. М. 11,61  
 Пинчиков С. И. 2,61  
 Плотицкий А. А. 10,67  
 Подольский В. В. 8,59  
 Пожидаев А. А. 8,71  
 Поздеев А. Д. 9,66  
 Покровский С. Ф. 3,52  
 Полевая В. П. 8,6  
 Попов Д. А. 12,30  
 Попов П. Г. 12,36  
 Пospelов Г. Е. 10,72  
 Постолатий В. М. 9,20  
 Пржебелский А. В. 6,55  
 Прокопенко В. Г. 10,72  
 Пролыгин А. П. 9,48  
 Проус В. Р. 3,60  
 Пуго В. И. 9,13  
 Пуйло Г. В. 5,69  
 Пятлина Н. Г. 4,47

## Р

Радин В. И. 11,27  
 Радченко И. П. 5,51  
 Ракевич А. Л. 1,8  
 Рассальский А. Н. 8,45  
 Рассудов Л. Н. 9,34  
 Расторгуева Т. Е. 5,69  
 Рачек А. Я. 12,47  
 Рашкес В. С. 7,6  
 Резников С. Б. 6,32  
 Рогинский В. Ю. 5,76; 6,72; 8,75  
 Rogozin Г. Г. 4,47; 11,44  
 Розенберг Б. М. 2,27  
 Романенко И. Н. 3,18  
 Романов В. Е. 5,56  
 Ротанов Н. А. 9,63  
 Русов В. А. 11,53  
 Рябцев Г. Г. 1,59

## С

Савватимоский А. И. 7,53  
 Садечки Б. 4,13  
 Салтыков В. М. 2,53  
 Салтыкова О. А. 2,53  
Сандлер А. С. 8,12  
 Свалов Г. Г. 5,51

Святош Е. А. 4,67  
 Сегаль А. М. 12,67  
 Семенов Л. П. 11,55  
 Семенов А. Н. 5,56  
 Семенчуков Г. А. 1,32  
 Сибаров Ю. Г. 6,49  
 Сивокобыленко В. Ф. 1,56  
 Сидельников В. И. 9,24  
 Сидоров А. И. 12,49  
 Синаюк С. Л. 8,59; 11,40  
 Синьчутов Ф. И. 7,12  
 Сипайлов Г. А. 8,22; 9,74  
 Сиротинский Е. Л. 1,17  
 Ситчихин Ю. В. 12,49  
 Сколотнев Н. Н. 6,49  
 Случанко Е. И. 2,61  
 Смирнов Л. В. 10,41  
 Смирнов С. С. 1,8  
 Совалов С. А. 4,1  
 Созонов В. Г. 7,69  
 Соколов Ю. В. 2,7  
 Соколовский Г. Г. 3,29  
 Солнцев В. И. 8,42  
 Станкеева И. Н. 5,27  
 Станчев С. Д. 9,13  
 Староверов Г. М. 8,16  
 Старшинов Ю. Н. 2,76  
 Стрелюк М. И. 5,66  
 Строев В. А. 10,74  
 Струнский М. Г. 8,63  
 Супрунов В. В. 12,55  
 Суханов О. А. 3,76  
 Сучик В. Е. 3,35  
 Сытников В. Е. 5,51

#### Т

Тазов Г. В. 10,59  
 Талюко В. В. 7,64; 10,52  
 Тарасов А. Н. 4,36  
 Тарасов В. К. 4,51  
 Тарасова Т. Н. 6,59  
 Тареев Б. М. 2,38  
 Тафт В. А. 1,14  
 Терсбаев В. В. 10,75  
 Тимошенко А. Л. 3,40  
 Тиходеев Н. Н. 3,75

Тихонов А. В. 12,51  
 Толстов Ю. Г. 3,40  
 Торонджадзе А. Г. 8,48  
 Трефилов В. А. 9,37  
 Трофимов А. И. 5,54  
 Тудоровский Я. Л. 5,50  
 Тульчинский Г. А. 3,44  
 Тюханов Ю. М. 10,70

#### У

Угренинов Н. А. 10,55  
 Урсентов О. У. 8,52  
 Урусов И. Д. 10,49  
 Усехин В. Н. 10,70  
 Устинов А. В. 4,63  
 Ушаков В. А. 1,8

#### Ф

Фазылов Х. Ф. 6,9  
 Федин В. Т. 10,72  
 Федорова Т. Л. 12,1  
 Федченко В. И. 7,20  
 Филиппов А. А. 6,53; 9,54  
 Финатин В. И. 7,20

#### Х

Хавин А. А. 1,68  
 Хайн М. 2,11  
 Хайнацкий О. А. 11,35  
 Халилов Ф. Х. 1,75; 4,77  
 Хиленко В. В. 4,54  
 Хоещиан К. В. 7,6  
 Хоменко А. И. 1,59  
 Хорьков К. А. 8,22  
 Хоуп Г. С. 1,8  
 Хренов С. А. 6,49  
 Хубларов Н. Н. 9,75  
 Хуторецкий Г. М. 11,1

#### Ц

Цагарейшвили С. А. 5,74  
 Цаллагов А. П. 1,26  
 Цапенко Е. Ф. 6,55  
 Цатурян А. И. 6,50  
 Цветков В. А. 8,59  
 Цепенюк М. И. 2,74  
 Церазова Е. А. 1,26

#### Ч

Чабан В. И. 2,74; 7,66; 11,57

Чаплыгин Е. Е. 4,41  
 Чванов В. А. 4,69  
 Чевычелов В. А. 3,23  
 Черников Г. Б. 10,48  
 Чернов Е. Н. 9,55  
 Чернов Ю. А. 7,73  
 Чернова Г. В. 1,75  
 Черногубовский З. П. 12,70  
 Черноярский А. А. 1,5  
 Чехов В. И. 8,6  
 Чулин В. И. 8,65

#### Ш

Шагивалеева Р. Г. 4,61  
 Шадрин Г. А. 6,61  
 Шакарян Ю. Г. 3,23; 5,59; 8,12; 11,48  
 Шакиров М. А. 5,8  
 Шатино Л. Я. 8,12  
 Шаров В. А. 9,63  
 Шаталов А. С. 5,1  
 Шатров А. Ф. 4,63  
 Шафоростов В. Я. 2,38  
 Шевченко В. П. 5,69  
 Шинкаренко Г. В. 1,38  
 Шинянский А. В. 7,78  
 Шипилло В. П. 2,59  
 Шнеерсон Э. М. 12,24  
 Шулаков Н. В. 9,37  
 Шульгин В. Н. 5,19; 9,54  
 Шуляренко А. П. 6,68  
 Шумилов Ю. А. 12,36

#### Щ

Щуцкий В. И. 1,62; 12,49

#### Э

Элькинд Ю. М. 11,40

#### Ю

Юдин Ю. Б. 10,49  
 Юнгер И. Б. 11,31

#### Я

Якобс А. И. 5,27; 8,69  
 Ямпольский Д. С. 1,26  
 Янова Т. В. 4,51  
 Ярных Л. В. 4,22  
 Ярных Л. В. 10,67

### РЕДАКЦИОННАЯ КОЛЛЕГИЯ

Бертинов А. И., Будзко И. А., Веников В. А., Глебов И. А., Евсеев Б. Н. (зам. главного редактора), Ефремов И. С., Иванов-Смоленский А. В., Ильинский Н. Ф., Комельков В. С., Костенко М. В., Лабунцов В. А., Ларионов В. П., Лидоренко Н. С., Лизунов С. Д., Мамиконянц Л. Г. (главный редактор), Меерович Э. А., Мучник Г. Ф., Негушил А. В., Рабинович С. И., Сабинин Ю. А., Слежановский О. В., Совалов С. А., Тареев Б. М., Тиходеев Н. Н., Толстов Ю. Г., Федосеев А. М., Шакарян Ю. Г., Шаталов А. С., Шилин Н. В.

Научные редакторы: А. Б. Желдыбин, Б. Д. Макарашин

Адреса редакции: 103012, Москва, К-12, Б. Черкасский пер., 2/10. Телефон 294-24-80.  
 101000, Москва, Главный почтамт, абонентный ящик № 648  
 Адрес для телеграмм: МОСКВА 12, ЭЛЕКТРИЧЕСТВО

Технический редактор Н. Н. Хотулева

Сдано в набор 15.10.81  
 Тираж 7497 экз.

Подписано в печать 30.11.81  
 Заказ 1299

T-27784

Формат 60×90<sup>1</sup>/<sub>8</sub>

Печать высокая

Усл. печ. л. 10,0

Уч.-изд. л. 13,01

Энергониздат, 113114, Москва, М-114, Шлюзовая наб., 10  
 Московская типография № 10 Союзполиграфпрома при Государственном комитете СССР  
 по делам издательств, полиграфии и книжной торговли. 113114, Москва, М-114, Шлюзовая наб., 10

## СОДЕРЖАНИЕ

Алексеев С. В., Федорова Т. Л. — Идентификация характеристик энергосистем как объектов управления по частоте и активной мощности . . . . .	1	Щуцкий В. И., Сидоров А. И., Ситчихин Ю. В. — Сравнительная опасность токов различного вида . . . . .	49
Богданов В. А. — Формирование модели установившегося режима энергосистемы . . . . .	9	Максимов Б. К., Обух А. А., Тихонов А. В., Петухов В. Г. — Определение безопасной скорости заполнения резервуаров нефтепродуктами по допустимому избыточному заряду . . . . .	51
Ковалев В. Д. — Алгоритмы управляющих воздействий противоаварийной автоматики электроэнергетических систем . . . . .	13	<b>СООБЩЕНИЯ</b>	
Гальперштейн Я. Л., Микуцкий Г. В. — Быстродействующая система передачи сигналов с блокировкой помех	19	Кадомская К. П., Супрунов В. В. — Влияние режима заземления нейтралей трансформаторов на процессы восстановления напряжения на контактах выключателей	55
Шнейерсон Э. М. — Анализ поведения измерительных органов релейной защиты и автоматики при качаниях и асинхронном ходе в электрических системах . . . . .	24	Лямец Ю. Я., Козлов В. И., Антонов В. И. — О замедленном сравнении фаз . . . . .	58
Попов Д. А. — Скоростные характеристики сельсинных схем и синусно-косинусных поворотных трансформаторов . . . . .	30	Капустин М. П. — О форме математического описания процессов в автономной электроэнергетической системе	61
Попов П. Г., Шумилов Ю. А. — Расчет вытеснения тока в короткозамкнутых роторах асинхронных двигателей методом конечных элементов . . . . .	36	Кожевников К. И. — О проектировании серии двигателей для позиционного электропривода . . . . .	63
Браславский И. Я., Зюзев А. М., Кокшаров Л. П. — Линеаризация САР скорости асинхронного электропривода с тиристорным фазовым управлением . . . . .	42	Сегаль А. М. — Проводящий диск в высокочастотном поле витка . . . . .	67
<b>ИЗ ОПЫТА РАБОТЫ</b>		<b>ХРОНИКА</b> . . . . .	69
Ляпин А. Г., Рачек А. Я. — Расчет электростатического поля на поверхности датчика обратной короны . . . . .	47	Указатель материалов, помещенных в журнале «Электричество» в 1981 г. . . . .	71

## CONTENTS

Identification of the Characteristics of Power Systems as Objects for Frequency and Real Power Control — S. V. Alexeyev, T. L. Fedorova . . . . .	1	Comparative Hazards of Different Types of Currents — V. I. Schutski, A. I. Sidorov, U. V. Sitchikhin . . . . .	49
Creating Models for Power Systems in the Steady State — V. A. Bogdanov . . . . .	9	Determining the Safe Rate for Filling Oil Reservoirs From the Standpoint of Permissible Surplus Charge — B. K. Maximov, A. A. Obuch, A. V. Teekhonov, V. G. Petukhov . . . . .	51
Algorithms for Control Actions in Fault Automation of Power Systems — V. D. Kovalyev . . . . .	13	<b>REPORTS</b>	
A High-Speed System for Transmission of Signals With Blocking of Interference — J. L. Halperstein, G. V. Mikutski . . . . .	19	How Transformer Neutral Grounding Conditions Influence Recovery Voltage Processes on Circuit Breaker Contacts — K. P. Kadomskaya, V. V. Suprunov . . . . .	55
Analysis of Measuring Elements in Relay Protection and Automation for Power Swings and Out-of-Step Conditions in Power Systems — E. M. Shneyerson . . . . .	24	On Slow Phase Comparison — U. J. Liaments, V. N. Kozlov, V. I. Antonov . . . . .	58
Speed Characteristics for Selsyn Schemes and Sine-Cosine Rotating Transformers — D. A. Popov . . . . .	30	On the Form for the Mathematical Description of Processes in an Independent Power System — M. P. Kapustin . . . . .	61
Computing Current Displacement in Squirrel-Cage Rotors of Induction Motors by a Finite Element Method — P. G. Popov, U. A. Shumilov . . . . .	36	On Designing a Series of Motors for a Positional Electric Drive — K. I. Kodjevnikov . . . . .	63
Linearizing an Automatic Speed Control System for an Asynchronous Electric Drive Having Thyristor Phase Control — I. J. Braslavski, A. M. Ziuzyev, L. P. Koksharov . . . . .	42	A Conducting Disc in the High-Frequency Field of a Coil — A. M. Segal . . . . .	67
<b>FROM OPERATING EXPERIENCE</b>		<b>CHRONICLE</b> . . . . .	69
Computing the Electrostatic Field at the Surface a Negative Corona Sensor — A. G. Liapin, A. J. Rachek . . . . .	47	Contents of the Journal «Electrichestvo» in 1981 . . . . .	71



## РЕФЕРАТЫ ПУБЛИКУЕМЫХ СТАТЕЙ

УДК 621.311.1.078:621.3.015/018

Идентификация характеристик энергосистем как объектов управления по частоте и активной мощности. Алексеев С. В., Федорова Т. Л. — «Электричество», 1981, № 12.  
Описан метод идентификации динамических характеристик взаимосвязанных энергосистем в координатах «активная мощность — частота» по спектральным плотностям колебаний частоты и потока мощности с учетом гибкой связи между энергосистемами. Приведены уравнения для определения спектральных плотностей стационарных составляющих нагрузок энергосистем. Дан пример идентификации двух взаимосвязанных энергосистем. Библ. 11.

УДК 621.311.001.57

Формирование модели установившегося режима энергосистемы. Богданов В. А. — «Электричество», 1981, № 12.  
Рассматривается возможность создания модели электрической сети на базе существующей системы сбора, передачи и обработки информации с использованием существующих программ прогнозирования нагрузок, оптимизации суточного режима и оценивания состояния электроэнергетической системы. Приведены результаты экспериментальных расчетов и структурная схема комплекса программ формирования модели установившегося режима. Библ. 4.

УДК 621.311.016.35—52:518.5

Алгоритмы управляющих воздействий противоаварийной автоматики электроэнергетических систем. Ковалев В. Д. — «Электричество», 1981, № 12.

Рассмотрен метод определения оптимальных алгоритмов для векторных управляющих воздействий противоаварийной автоматики, обеспечивающей сохранение динамической устойчивости сложных электроэнергетических систем. При этом использован принцип разложения вектора на отдельные компоненты с аппроксимацией каждого элемента управляющего воздействия относительно контролируемых режимных параметров. Библ. 7.

УДК 621.391.31.029.5:621.319.925

Быстродействующая система передачи сигналов с блокировкой помех. Гальперштейн Я. Л., Микуцкий Г. В. — «Электричество», 1981, № 12.

Дан анализ работы приемника сигналов с блокировкой помех в системе передачи сигналов — команд для релейной защиты и противоаварийной автоматики по каналам высокочастотной связи ВЛ с большим уровнем помех. Библ. 5.

УДК 621.316.925.2

Анализ поведения измерительных органов релейной защиты и автоматики при качаниях и асинхронном ходе в электрических системах. Шнейерсон Э. М. — «Электричество», 1981, № 12.

Рассмотрено поведение измерительных органов релейной защиты (РПО) на основе сравнения в общем случае нескольких электрических систем, в симметричных режимах и при наличии повреждений различного вида. Произведено уточнение существующих методов анализа за счет учета частотных и динамических свойств электрической системы и измерительных органов релейной защиты. Библ. 7.

УДК [621.313.334:654.94+621.314.214.2].001.24

Скоростные характеристики сельсинных схем и синусно-косинусных поворотных трансформаторов. Попов Д. А. — «Электричество», 1981, № 12.

На основе метода двух реакций и векторного представления величин, синусоидально распределенных вдоль расточки якоря, рассмотрены установившиеся режимы работы и расчетные соотношения для синхронной связи типа сельсин (индикаторной сельсинной схемы), из которых получаются также формулы для расчета характеристик индукционного измерителя угла рассогласования (трансформаторной сельсинной схемы) и синусно-косинусных поворотных трансформаторов (СКПТ).

Основное внимание уделено исследованию влияния частоты вращения роторов микромаши на выходные характеристики сельсинных схем и СКПТ. Исследовано также влияние конструкции сельсинов (явнополюсность, наличие короткозамкнутых поперечных обмоток) на характеристики сельсинных схем. Библ. 7.

УДК 621.313.333.001.24

Расчет вытеснения тока в короткозамкнутых роторах асинхронных двигателей методом конечных элементов. Попов П. Г., Шумилов Ю. А. — «Электричество», 1981, № 12.

Обсуждаются пути уточненного расчета пускового режима асинхронных двигателей (АД) с литой клеткой в пазах сложной формы. При несомненных пазах подробная информация может быть получена путем расчета плоскопараллельного поля в поперечном сечении АД, причем уравнения двумерного поля должны отражать параметры лобовых частей и другие пространственные свойства обмоток. При ограниченных вычислительных средствах полезно рассмотрение и одного паза для уточнения коэффициентов вытеснения. Разработан алгоритм их расчета с учетом насыщения стали методом конечных элементов. Демонстрируется совпадение численного расчета для прямоугольного паза с аналитическим решением. Приводится пример расчета грушевидного закрытого паза. Библ. 13.

УДК [62-83:621.313.333]-531.6

Линеаризация САР скорости асинхронного электропривода с тиристорным фазовым управлением. Браславский И. Я., Зюзов А. М., Кокшаров Л. П. — «Электричество», 1981, № 12.  
Рассмотрены вопросы технической линеаризации асинхронного электропривода с тиристорным регулятором напряжения. Предложена рациональная структура САР скорости двигателя, обеспечивающая стандартные показатели качества переходных процессов, и методы расчета параметров регулятора скорости. Библ. 4.

УДК 621.319.7.001.24

Расчет электростатического поля на поверхности датчика обратной короны. Ляпин А. Г., Рачек А. Я. — «Электричество», 1981, № 12.

Предложена модификация метода эквивалентных зарядов для расчета электрических полей электротехнических устройств. На примере расчета электростатического поля на поверхности соприкасающихся проводников дифференциального датчика обратной короны показано, что замена неизвестного распределения зарядов на поверхности проводников эквивалентными электрическими диполями внутри каждого проводника вместо эквивалентных линейных зарядов приводит к значительному повышению точности расчета поля при относительно небольшом количестве эквивалентных диполей. Библ. 9.

УДК 621.3.014:613.647

Сравнительная опасность токов различного вида. Шущий В. И., Сидоров А. И., Ситчихин Ю. В. — «Электричество», 1981, № 12.

Рассмотрена методика исследования электротехнических параметров организма человека, изложены требования к аппаратуре для подобных экспериментов. Описаны полученные результаты и дана оценка сравнительной опасности выпрямленных, с углом регулирования и смешанных токов. Библ. 5.

УДК 621.319.665.66:541.126

Определение безопасности скорости заполнения резервуаров нефтепродуктами по допустимому избыточному заряду. Максимов Б. К., Обух А. А., Тихонов А. В., Петухов В. Г. — «Электричество», 1981, № 12.

Описывается методика оценки опасности искрообразования в резервуарах по току зарядов статического электричества, несомому потоком нефтепродуктов, заполняющих резервуар. В основу методики положены функциональная связь потенциала поверхности жидкости, заполняющей резервуар, с ее зарядом и зависимость суммарного заряда статического электричества в резервуаре от скорости движения жидкости по трубопроводу и ее электропроводности. На основе расчетов и результатов полномасштабных экспериментов приводятся количественные данные по допустимым скоростям заполнения железнодорожных цистерн светлыми нефтепродуктами. Библ. 5.

УДК 621.3.052.32:621.3.064.3

Влияние режима заземления нейтрали трансформаторов на процессы восстановления напряжения на контактах выключателей. Кадомская К. П., Супрунов В. В. — «Электричество», 1981, № 12.

Показано, что наличие токоограничивающих сопротивлений в нейтральных трансформаторов не приводит к утяжелению процесса восстановления напряжения при отключении однофазных к. з. и в большинстве практических случаев несущественно сказывается на характеристиках процесса восстановления напряжения на контактах выключателей при несимметричном отключении симметричных к. з. Наиболее неблагоприятными являются схемы, в которых ближайший к рассматриваемому узел является автотрансформаторным, связывающим сеть данного класса напряжения с сетью более высокого класса, причем связь осуществляется с помощью нескольких относительно коротких линий длиной 10–30 км. В таких схемах для обеспечения приемлемых значений максимумов ВН следует предусмотреть меры для ограничения токов к. з. при относительно редких случаях симметричного замыкания. Библ. 8.

УДК 621.316.925

О замедленном сравнении фаз. Лямец Ю. Я., Козлов В. Н., Антонов В. И. — «Электричество», 1981, № 12.

Рассмотрены общие закономерности работы фазосравнивающих элементов, действующих по способу сравнения времени совпадения знаков мгновенных значений двух величин со временем несовпадения. Анализ выполнен с помощью аппарата функций дискретного аргумента и линейных разностных уравнений, решения которых дают установившиеся и свободную составляющие переходных дискретных величин. Основные характеристики фазосравнивающего элемента — угловая зона работы и время срабатывания — выражены через его параметры. Отдельно рассмотрены те случаи, когда входящее в схему интегрирующее звено обладает большими постоянными времени заряда и разряда, а также когда оно является идеальным. Приведены примеры проектирования фазосравнивающих элементов. Библ. 5.

УДК 621.311.001.67

О форме математического описания процессов в автономной электроэнергетической системе. Капустин М. П. — «Электричество», 1981, № 12.

Проводится сопоставление традиционной формы записи уравнений основных элементов автономной электроэнергетической системы в координатах  $d, q$  с математическими описаниями электрических машин в комбинированных, а остальных элементов — в фазных осях. Показано, что представление математического описания АЭС многоэлементной структуры в комбинированных осях существенно повышает эффективность использования аналоговых вычислительных средств при исследовании нормальных и аварийных симметричных и несимметричных режимов. Библ. 4.

УДК 62-83.001.1

О проектировании серии двигателей для позиционного электропривода. Кожевников К. И. — «Электричество», 1981, № 12.

Рассматривается позиционный привод с двигателем постоянного тока независимого возбуждения, который питается от управляемого вентильного преобразователя, частота вращения регулируется изменением напряжения якоря при номинальном магнитном потоке.

Рассмотрен комплекс взаимосвязанных вопросов: исследованы зависимости показателей режима двигателя от передаточного числа редуктора, разработан метод совместного выбора двигателя и оптимального по производительности установившегося передаточного числа редуктора, приведены соотношения, которые являются предпосылкой к рациональному проектированию серии двигателей для позиционного привода рассматриваемого класса. Приведены примеры расчета. Библ. 6.