

ЭЛЕКТРИЧЕСТВО

1977



ИЗДАТЕЛЬСТВО · ЭНЕРГИЯ ·

10

Современное состояние и возможности практического применения второго метода Ляпунова для расчета динамической устойчивости электроэнергетических систем

Доктор техн. наук СТРАХОВ С. В., канд. техн. наук БАЙМАН М. Я.
Москва

Исследование динамики электроэнергетических систем в настоящее время может быть проведено следующими методами.

Решение с помощью ЦВМ или АВМ уравнений переходных электромеханических процессов электроэнергетической системы при их составлении по методу действующих и средних значений или по методу мгновенных значений (численное интегрирование дифференциальных уравнений). При этом методе расчета анализ устойчивости производится по приближенным или по более полным уравнениям переходных процессов. Однако, так как потеря устойчивости может произойти не только на первом цикле качаний, требуются значительные затраты машинного времени.

Анализ устойчивости на электродинамической модели.

Анализ устойчивости на столах переменного тока.

Исследование с помощью второго метода Ляпунова при обязательном применении ЦВМ.

В статье дан анализ возможностей второго метода Ляпунова для исследования динамики электроэнергетических систем. Из работ, посвященных развитию этого метода для данного класса задач, по целям, которые ставят перед собой авторы статьи, наиболее близким является [Л. 1]. Настоящую статью можно в определенном смысле рассматривать как развитие идей в [Л. 1].

Большинство задач устойчивости в электроэнергетических системах может быть сведено к анализу математических моделей, уравнения возмущенного

движения которых имеют вид:

$$\frac{dx_i}{dt} = f_i(x_1, \dots, x_n); f_i(0, \dots, 0) = 0; i = 1, 2, \dots, n, \quad (1)$$

где x_i — отклонения текущих значений координат от их значений в установившемся послеаварийном режиме.

Предполагается, что правые части (1) и их первые частные производные определены и непрерывны в некоторой окрестности начала координат, которое называется положением равновесия или невозмущенным движением системы (1).

Рассмотрим некоторые определения и понятия устойчивости.

Понятие «статическая устойчивость» или «устойчивость в малом» используется в тех случаях, когда интересуются только фактом устойчивости установившегося движения (положения равновесия) и не интересуются размерами области устойчивости. Для суждения об «устойчивости в малом» достаточно исследовать линеаризованные уравнения системы. Наличие функции Ляпунова и ее полной производной во времени, обладающих известными свойствами, гарантирует статическую устойчивость. Пространство фазовых переменных систем, в котором выполняются известные свойства функции Ляпунова V и ее производной по времени, принято называть областью существования функции Ляпунова.

Понятие «устойчивости в большом» используется в тех случаях, когда система устойчива при

одних конечных начальных возмущениях и не устойчива при других. Понятие динамической устойчивости относится именно к этому виду устойчивости. В исследованиях такого типа интересуются не только фактом устойчивости положения равновесия, но и размерами области устойчивости. Получить такие оценки трудно, так как необходимо не только найти область существования функции Ляпунова, но и выделить в ней область устойчивости системы.

Областью устойчивости или областью допустимых отклонений фазовых переменных системы является область, ограниченная замкнутой поверхностью равного уровня функции Ляпунова $V(x_1, \dots, x_n) = C = \text{const}$ и целиком расположенная в области существования функции Ляпунова. Координаты устойчивого положения равновесия принадлежат области устойчивости системы.

Целью динамической устойчивости с использованием второго метода Ляпунова является определение: перейдет ли система из режима, предшествующего моменту отключения аварии или коммутации, в установившийся послеаварийный режим?

При исследовании динамической устойчивости этим методом можно выделить пять этапов расчета: расчет установившегося доаварийного режима; расчет послеаварийного установившегося режима; расчет аварийного режима в системе; выбор подходящей функции Ляпунова; оценка области устойчивости послеаварийного установившегося режима.

При числе фазовых переменных $n > 2$ строить области устойчивости графически нецелесообразно. Обычно область устойчивости оценивается с помощью двух неравенств. Основным из них является критериальное неравенство [Л. 2]:

$$V(\bar{x}_в) \leq V_{гр}, \quad (2)$$

где $V_{гр}$ — постоянная величина, определение которой является одной из самых важных и трудоемких операций при использовании второго метода Ляпунова; $V(\bar{x}_в)$ — значение функции Ляпунова при возмущенных значениях фазовых переменных $\bar{x}_в$; $\bar{x}_в$ — разности между координатами нормального доаварийного и послеаварийного установившегося режимов (если структура системы изменяется в результате коммутации) или разности между координатами конца аварийного режима и послеаварийного установившегося режима (если изменению структуры предшествовал аварийный режим, который был отключен; после этого система переходит в послеаварийный режим, устойчивость перехода в который и проверяется).

Расчет установившегося доаварийного режима, часто называемого нормальным доаварийным. Этот расчет является первым приближением при определении послеаварийного установившегося режима. Он необходим для определения и подстановки $\bar{x}_в$ в (2).

Для расчета этого режима можно использовать один из итерационных методов (наискорейший спуск, градиентный спуск, метод Ньютона).

В результате расчета определяются значения всех фазовых координат в этом режиме.

Для расчета послеаварийного установившегося режима (устойчивого положения равновесия систе-

мы) используют те же методы, что и в предыдущем пункте.

При решении системы нелинейных уравнений в качестве первого приближения используют значения координат системы в предаварийном установившемся режиме. При этом предполагается, что в послеаварийном режиме есть одно устойчивое положение равновесия. Если в послеаварийном режиме нет устойчивого положения равновесия, то проведение остальных этапов исследования не имеет смысла. В этом случае необходимо провести в системе дополнительные мероприятия, например, отключить часть нагрузки. В результате расчетов второго этапа определяют значения всех фазовых переменных в послеаварийном установившемся режиме.

Расчет аварийного режима (симметричных и несимметричных коротких замыканий и т. д.) производится численными методами. Если структура системы меняется в дискретные моменты времени, как это имеет место при АПВ, то второй метод Ляпунова применим лишь на последнем этапе расчета. Расчеты переходных процессов на всех предыдущих этапах должны быть произведены также численными методами, и устранить это ограничение для многомашиной системы не удастся. Расчет на этом этапе может быть произведен по более подробным математическим моделям, чем на остальных этапах. В результате определяют значения всех фазовых координат в момент отключения аварии, т. е. координаты начального возмущения, относительно которого и будет проверяться устойчивость послеаварийного положения равновесия.

Выбор подходящей функции Ляпунова. Под подходящей функцией Ляпунова понимают такую функцию $V(\bar{x})$, с помощью которой можно было бы получить условия устойчивости, близкие к необходимым и достаточным. Подбор такой функции является одной из наиболее сложных и неоднозначно решаемых задач.

В последние 10—15 лет у нас в стране и за рубежом были сделаны попытки разработать алгоритмы и построить функции Ляпунова для различных моделей электроэнергетических систем. Исследования велись в двух направлениях. Первое направление связано с использованием разработанных в математике и теории автоматического регулирования методов для построения функций Ляпунова и алгоритмов оценки областей устойчивости в пространстве фазовых переменных систем [Л. 3 и 4]. Второе направление связано с разработкой алгоритмов, использующих физические соображения, в частности, энергетический подход [Л. 5]. Более эффективным оказалось второе направление.

Рассмотрим факторы, которые в настоящее время могут быть учтены при конструировании функций Ляпунова.

По уравнениям моментов при неучете активных сопротивлений в цепях статора и сети (консервативная идеализация): функция Ляпунова для многомашиной электрической системы была предложена в [Л. 6 и 7] в форме первого интеграла — интеграла энергии, и использована для конструирования $V(\bar{x})$ для более полных моделей. Последующие многочисленные расчеты показали нецелесообразность пол-

ного пренебрежения активными сопротивлениями в статорных цепях.

Частичный учет активных сопротивлений в статорных цепях: первоначально функция Ляпунова для этой модели была предложена в [Л. 8] в форме первого интеграла уравнений. Последующие расчеты показали, что для приближения условий устойчивости к необходимым и достаточным целесообразно использовать или связку двух первых интегралов, или же функцию Ляпунова, записанную для взаимных углов и скольжений [Л. 9]. В [Л. 10] показано, что в этих двух случаях получаются аналогичные условия устойчивости, причем, они лучше, чем при использовании одного первого интеграла.

Учет активных сопротивлений в цепях обмоток возбуждения синхронных машин. Функция Ляпунова для этой модели была предложена в [Л. 6].

Учет механического демпфирования в уравнениях движения: в этом случае в каждое i -е уравнение движения добавляется слагаемое $D_i s_i$. Для частного случая, когда отношение коэффициентов демпфирования D_i к постоянным инерции H_i одинакового для всех синхронных машин в системе и при наличии шин неизменного напряжения, функция Ляпунова предложена в [Л. 11]. В общем случае без этих условий функции Ляпунова предложены в [Л. 12].

Учет регуляторов скорости [Л. 12].

Возможен одновременный учет перечисленных факторов.

Следует иметь в виду, что в настоящее время при конструировании функций Ляпунова не удается учесть ряд факторов: регуляторы возбуждения, все активные сопротивления в цепях статора и ротора, успокоительные обмотки, асинхронные двигатели. Причем, практически все исследования ведутся в рамках метода действующих и средних значений.

Много внимания уделяется разработке алгоритмов, пригодных для исследований уравнений, учитывающих влияние демпферных моментов и активных сопротивлений в статорных цепях, т. е.:

$$\left. \begin{aligned} \frac{d\delta_i}{dt} &= s_i; \\ H_i \frac{ds_i}{dt} &= P_{mi} - E^2 Y_{ii} \sin \alpha_{ii} - \\ &- \sum_{\substack{j=1 \\ i \neq j}}^r E_i E_j Y_{ij} \sin (\delta_{ij} - \alpha_{ij}) - D_i s_i, \end{aligned} \right\} \quad (3)$$

где α_{ii} , α_{ij} — углы, дополняющие до $\pi/2$ аргументы собственных и взаимных сопротивлений; D_i — коэффициенты демпфирования.

При $D_i=0$ учет α_{ii} и частичный учет α_{ij} не представляет затруднений [Л. 5 и 8].

Действительно, рассмотрим выражение:

$$\sum_{\substack{j=1 \\ i \neq j}}^n E_i E_j Y_{ij} \sin (\delta_{ij} - \alpha_{ij}).$$

Раскрывая синусы разностей двух углов, можно получить выражения с множителями $\cos \alpha_{ij}$ и $\sin \alpha_{ij}$. Все элементы с множителями $\cos \alpha_{ij}$ по

своей структуре ничем не отличаются от соответствующих элементов, записанных при пренебрежении активными сопротивлениями в статорных цепях.

Поэтому такая система уравнений, учитывающая слагаемые с множителями $\cos \alpha_{ij}$, но не учитывающая слагаемые с множителями $\sin \alpha_{ij}$, имеет первый интеграл энергии и может быть исследована вторым методом Ляпунова.

Просто отбрасывать слагаемые с множителями $\sin \alpha_{ij}$ нецелесообразно. Как предлагается в [Л. 13] и как показывают расчеты конкретных примеров, слагаемые с множителями $\sin \alpha_{ij}$ надо определять в точке устойчивого положения равновесия (3): полученные постоянные величины добавлять к P_{mi} , т. е. совмещать устойчивое положение равновесия модели (3) и модели, приблизительно учитывающей активные сопротивления в статорных цепях.

Функция Ляпунова для указанной модели имеет вид:

$$V = \sum_{i=1}^n \frac{H_i s_i^2}{2} - \frac{\left[\sum_{i=1}^n H_i s_i \right]^2}{2 \sum_{i=1}^n H_i} - \\ - \sum_{j=2}^n \sum_{i=1}^{j-1} \int_{\delta_{ij0}}^{\delta_{in} - \delta_{jn}} P_{ij}^* (\sin \delta_{ij0} - \sin \delta_{ij}) d\delta_{ij}, \quad (4)$$

где $P_{ij}^* = E_i E_j Y_{ij} \cos \alpha_{ij}$; δ_{ij0} — координата устойчивого положения равновесия.

Функция Ляпунова для модели с шинами неизменного напряжения, учитывающей механическое демпфирование (абсолютное):

$$V_2 = \sum_{i=1}^n \left\{ \frac{[H_i s_i + k H_i (\delta_i - \delta_{i0})]^2}{2 H_i} + \right. \\ \left. + \frac{k (D_i - k H_i) (\delta_i - \delta_{i0})^2}{2} \right\} - \\ - \sum_{j=2}^n \sum_{i=1}^{j-1} \int_{\delta_{ij0}}^{\delta_{in} - \delta_{jn}} P_{ij}^* (\sin \delta_{ij0} - \sin \delta_{ij}) d\delta_{ij}. \quad (5)$$

Построены [Л. 12] функции Ляпунова для модели, учитывающей абсолютное демпфирование без шин неизменного напряжения, а также для модели, учитывающей взаимное демпфирование.

При учете влияния регуляторов скорости турбины к уравнениям (3) добавляются уравнения:

$$T_{pi} \frac{dP_i}{dt} = P_{moi} - P_{mi} - \frac{s_i}{\sigma_i},$$

где P_{moi} — уставки регуляторов скорости по мощности; P_{mi} — фазовые переменные, характеризующие мощность системы; σ_i — коэффициенты статизма.

Для этой модели функция Ляпунова имеет вид [Л. 12]:

$$V_3 = V_2 + \sum_{i=1}^n \left[\frac{A_i}{2} \Delta \delta^2 + B_i \Delta \delta_i \Delta P_{mi} + \frac{C_i}{2} \Delta P_{mi}^2 \right], \quad (6)$$

где V_2 — функция Ляпунова (5); $\Delta \delta_i = \delta_i - \delta_{i0}$;

$$A_i = \frac{k}{\sigma_i}; \quad B_i = k T_{pi}; \quad C_i = (k T_{pi}^2 + T_{pi}) \sigma_i;$$

$$k \leq \min \frac{D_i}{H_i}.$$

Оценка области устойчивости послеаварийного установившегося режима. Чтобы с помощью второго метода Ляпунова оценить область допустимых отклонений, необходимо выделить замкнутую поверхность равного уровня функции Ляпунова с наибольшим значением V . Для уравнения энергетических систем с заданной идеализацией такой граничной поверхностью является сепаратрисная поверхность, проходящая через седловую точку функции Ляпунова. Выделение замкнутой поверхности равного уровня с наибольшим значением функции V является достаточно сложной задачей. Это значение называют граничным или критическим $V_{гр}$. Сложность решения данной проблемы определяется тем, что функция Ляпунова, найденная для уравнений переходных процессов энергетических систем, имеет несколько особых точек, в том числе и несколько седловых.

Для поиска области устойчивости необходимо знать координаты только одной седловой точки [Л. 14] функции Ляпунова (называемой в дальнейшем искомой седловой точкой). Поверхность, проходящая через эту точку, и отделяет замкнутые $V(\bar{x}) \leq V_{гр}$ поверхности равного уровня функции V от разомкнутых $V(\bar{x}) > V_{гр}$.

Известно, что координаты положений равновесия системы (устойчивых и неустойчивых) определяются приравнением нулю правых частей урав-

нений (1). Особые точки функции Ляпунова определяются приравнением нулю частных производных функции по фазовым переменным. Для функции Ляпунова (4) частные производные V совпадают с правыми частями уравнений (1) (с точностью до знака):

$$\frac{\partial V}{\partial x_i} = f_i(x_1, \dots, x_n), \quad i = 1, 2, \dots, n.$$

Так как частные производные функции Ляпунова по фазовым переменным представляют собой трансцендентные функции углов, то число особых точек, определяемых из системы уравнений

$$\frac{\partial V}{\partial x_i} = 0, \quad i = 1, 2, \dots, n,$$

бесконечно. В связи с тем, что фазовыми координатами являются взаимные углы между продольными осями роторов синхронных генераторов, изменяющиеся в пределах

$$|\delta_{ij} - \delta_{ij0}| \leq \pi,$$

множество особых точек, среди которых находится искомая, конечно; δ_{ij0} — координаты устойчивого положения равновесия.

Искомую седловую точку выбирают таким образом [Л. 14], чтобы значение функции Ляпунова $V_{гр}$ в ней было меньше значений функции Ляпунова в остальных особых точках (максимумах и седлах). В этом случае замкнутые поверхности равного уровня функции Ляпунова с возрастающими значениями $V = \text{const}$ вложены одна в другую и размываются у искомой седловой точки. Таким образом все особые точки, кроме точки типа «центр», совмещенной обычно с началом координат, оказываются вне области, ограниченной поверхностью, проходящей через искомую седловую точку (рис. 1).

На рис. 1 для уравнений трехмашинной энергосистемы и параметров, взятых из [Л. 5], построены: 1 — проекция на плоскость $(\Delta \delta_{13}, \Delta \delta_{23})$ сепаратрисной поверхности $V(\bar{x}) = V_{гр}$; 2 — проекция на плоскость $(\Delta \delta_{13}, \Delta \delta_{23})$ замкнутой поверхности равного уровня функции Ляпунова $V(\bar{x}) < V_{гр}$; 3 — проекция на плоскость $(\Delta \delta_{13}, \Delta \delta_{23})$ разомкнутой поверхности равного уровня функции Ляпунова $V(\bar{x}) > V_{гр}$; 4 — кривая $\Psi(\bar{x}) = 0$.

Как уже отмечалось, для выделения области, ограниченной наибольшей замкнутой поверхностью равного уровня (сепаратрисной поверхностью), составляют критериальное неравенство (2), где $V_{гр}$ — значение функции Ляпунова в искомой седловой точке (критериальная постоянная).

Сепаратрисная поверхность состоит из двух частей: замкнутой и разомкнутой. Необходимо отделять разомкнутую часть этой поверхности от замкнутой, ибо последняя ограничивает в пространстве фазовых переменных область устойчивости системы. Поэтому для оценки области устойчивости послеаварийного режима надо иметь два условия, или, как уже отмечалось, два неравенства: критериальное $V(\bar{x}) \leq V_{гр}$ и неравенство для отделения разомкнутой части сепаратрисной поверхности от замкнутой.

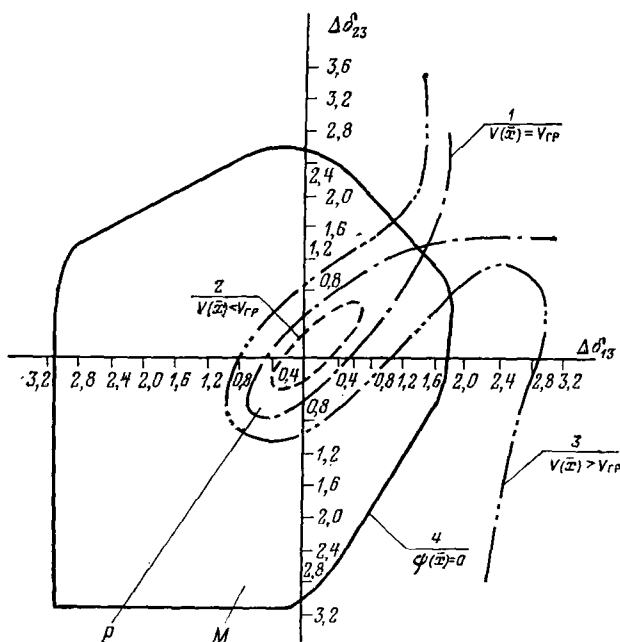


Рис. 1.

Существует несколько способов определения координат искомой седловой точки, а следовательно, и $V_{гр}$. Дадим их краткий анализ.

Первый способ [Л. 15] связан с определением всех корней системы трансцендентных уравнений, получаемых приравниванием нулю правых частей уравнений переходного процесса (1). При этом составляют вспомогательную функцию $U(\bar{x})$, при которой решения системы трансцендентных уравнений представляют собой точки строго минимума функции $U(\bar{x})$. Тогда задача сводится к нахождению минимума функции и решается одним из методов поиска локального экстремума: градиентного, наискорейшего или покоординатного спуска. Предпочтение отдается методу наискорейшего спуска, который в отличие от метода градиентного спуска требует меньшего объема вычислений.

Значение способа [Л. 15] заключается в том, что локальные методы поиска экстремума функций многих переменных используются для определения $V_{гр}$, как один из элементов алгоритма.

В [Л. 16] предприняты попытки решения указанной проблемы. Предложенный способ основан на использовании производной по направлению функции Ляпунова. Делается попытка построить последовательность точек, «сходящуюся» к искомой седловой точке. Каждая из точек этой последовательности определяется минимизацией некоторой функции на поверхности равного уровня функции Ляпунова.

Процедура поиска в [Л. 16] направлена на замену метода глобального поиска экстремума (например, метода статистических испытаний) многократным использованием локальных методов поиска экстремума. Несмотря на всю заманчивость использования локальных методов поиска для определения координат искомой седловой точки такие приемы требуют тщательной проверки. Какими бы мелкими, но конечными шагами мы не пользовались при переходе к возрастающей поверхности равного уровня, нет уверенности, что на этих поверхностях (в окрестности поиска) минимизируемая функция будет иметь один экстремум (функция будет унимодальной). Поэтому, если хотя бы на одном шаге при использовании локальных методов будет найден ложный экстремум, вся процедура поиска может не привести к искомой седловой точке. Работая в этом направлении, следует теоретически обосновать этот способ или, по крайней мере, рассчитать и проверить значительное количество примеров, как это сделано в [Л. 8].

Для отделения замкнутой части сепаратрисной поверхности в [Л. 16] анализируется характер изменения функции Ляпунова на отрезке, соединяющем точку устойчивого положения равновесия с исследуемой точкой (начальным возмущением, соответствующим, например, концу аварийного режима). Если функция Ляпунова на указанном отрезке непрерывно возрастает, то делается вывод о том, что начальное возмущение принадлежит области, ограниченной замкнутой частью сепаратрисной поверхности, т. е. области устойчивости.

Наряду с указанным подходом разработаны алгоритмы для приближенного определения критериальной постоянной неравенства (2) и координат

искомой седловой точки. К этим работам следует в первую очередь отнести [Л. 8] и другие работы тех же авторов. Приближенный способ [Л. 8] основан на предположении о том, что критериальную постоянную следует искать в некоторых фиксированных точках фазового пространства, расположенных на координатных осях и биссектрисах координатных углов.

Теоретическое обоснование такого предположения затруднительно, однако расчеты показывают, что в общем случае удается «попасть» в окрестность искомой седловой точки. Поэтому можно получить приближенное значение $V_{гр}$ и воспользоваться критериальным неравенством (2).

Для отделения замкнутой части сепаратрисной поверхности используется критерий:

$$|\delta_{ij}(t)| \geq \max |\delta_{ijгр}|, \quad i, j = 1, 2, \dots, n,$$

где $\delta_{ijгр}$ — координаты искомой седловой точки.

Следовательно, если любой относительный угол δ_{ij} в процессе возмущенного движения достигает по абсолютной величине наибольшей из координат искомой седловой точки, то данный динамический переход будет неустойчивым.

Этот способ удобно использовать для большинства встречаемых задач. Затруднения могут возникнуть только в случае, когда обе ветви сепаратрисы образуют прямой угол.

Другой подход к решению задачи о поиске координат искомой седловой точки предложен в [Л. 17]. Показано, что для определения координат этой точки может быть применен способ, основанный на анализе обобщенных условий Гурвица. Используется найденное специфическое свойство искомой седловой точки, заключающееся в том, что сепаратрисная поверхность, ограничивающая область допустимых отклонений, и поверхность $\Psi(\bar{x})=0$, полученная из анализа обобщенных условий Гурвица, имеют одну общую точку, которая и является искомой седловой точкой функции Ляпунова. Если обозначить область допустимых отклонений P , а область, ограниченную гурвицевой поверхностью M , то выполняется условие $P \subset M$ (см. рис. 1).

Таким образом, для рассмотренного класса задач обобщенные условия Гурвица являются необходимыми условиями устойчивости, причем глобальный минимум функции V на поверхности $\Psi(\bar{x})=0$ равен $V_{гр}$. Для поиска глобального минимума функции Ляпунова на поверхности $\Psi(\bar{x})=0$ применяется метод Монте-Карло и ЛП-поиск.

Задача определения координат искомой седловой точки, следовательно, поставлена и решена как задача нелинейного программирования.

Исследование [Л. 18] показало, что вместо поверхности $\Psi(\bar{x})=0$ можно применить производную по направлению функции Ляпунова, использованную в [Л. 16].

Выражение для производной по направлению функции V имеет вид:

$$\Phi(\delta_1, \dots, \delta_n) = - \sum_{i=2}^n \sum_{k=1}^{i-1} f_{ki} \Delta \delta_{ki}, \quad (7)$$

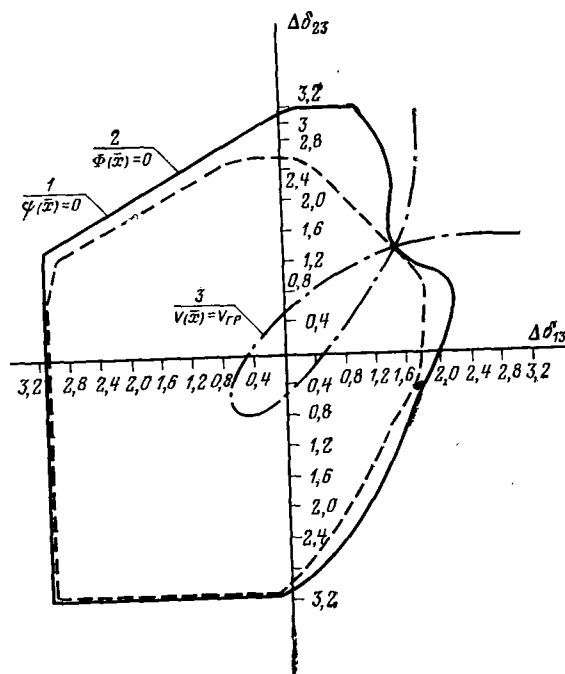


Рис. 2.

где

$$f_{ki} = P_{ki0} - P_{ki} \sin(\delta_{ki0} + \Delta\delta_{ki}).$$

При увеличении числа машин в системе поиск глобального экстремума функции V на поверхности $\Psi(\bar{x})=0$ или $\Phi(\bar{x})=0$ требует значительных затрат машинного времени. Поэтому разработан иной подход для определения $V_{гр}$ [Л. 19]. Суть его заключается в том, что для модели, частично учитывающей активные сопротивления в статорных цепях и получаемой из (3) при равенстве нулю слагаемых

$$P_i = P_{mi} - E_i^2 Y_{ii} \sin \alpha_{ii} = 0,$$

можно аналитически указать координаты положений равновесия (группу базисных решений). Используя дифференцирование по параметру P_i исходных уравнений режимов и зная координаты группы базисных решений, можно найти координаты положений равновесия при $P_i \neq 0$. При численной реализации алгоритма в качестве составного элемента используется управляемый метод Ньютона.

Для отделения замкнутой части сепаратрисной поверхности используются выведенные из анализа обобщенных условий Гурвица необходимые условия устойчивости. Начальная точка принадлежит области устойчивости только в том случае, если выполняются условия:

$$\left. \begin{aligned} V(\bar{x}_0) &\leq V_{гр}; \\ \Phi(\bar{x}_0) &\geq 0. \end{aligned} \right\} \quad (8)$$

Следовательно, для суждения о том, принадлежит ли начальное возмущение области, ограниченной замкнутой или разомкнутой частями сепаратрисы, необходимо один раз вычислить значение $\Psi(\bar{x})$ при $\bar{x}=\bar{x}_0$ для проверки знака $\Psi(\bar{x}_0)$.

Вместо поверхности $\Psi(\bar{x})=0$ можно использовать выражение (7). Тогда вместо условий (8) необходимо использовать неравенства:

$$\begin{aligned} V(\bar{x}_0) &\leq V_{гр}; \\ \Phi(\bar{x}_0) &\geq 0. \end{aligned}$$

Соотношение между поверхностями $\Psi(\bar{x})=0$ и $\Phi(\bar{x})=0$ для примера даны на рис. 2, где построены: 1 — кривая $\Psi(\bar{x})=0$; 2 — кривая $\Phi(\bar{x})=0$; 3 — проекция на плоскость $(\Delta\delta_{13}, \Delta\delta_{23})$ сепаратрисной поверхности $V(\bar{x})=V_{гр}$.

С помощью второго метода Ляпунова можно не только ответить на вопрос об устойчивости послеаварийного положения равновесия, но и решать другие вопросы качественного и количественного исследования переходных процессов в системе: выбор управляющих воздействий регуляторов для расширения областей устойчивости и улучшения качества переходного процесса; определение слабых звеньев системы; сравнительные оценки тяжести аварии и определение запаса динамической устойчивости; оценка отдельных параметров качества переходного процесса — времени регулирования, величины перерегулирования и др.

Если иметь в виду только расчет динамической устойчивости, то второй метод Ляпунова может быть рекомендован для консервативных моделей электрических систем, составленных по уравнениям моментов при пренебрежении всеми активными сопротивлениями в цепях статора и ротора;

при частичном учете активных сопротивлений в статорных цепях (полный учет α_{ii} , частичный учет α_{ij});

при учете активных сопротивлений в обмотках возбуждения синхронных машин и приближенном учете влияния демпфирования и регуляторов скорости.

В качестве направлений дальнейшего развития второго метода Ляпунова и его широкого внедрения в практику расчетов проектных организаций и групп режимов энергообъединений следует назвать: полный учет активных сопротивлений в статорных цепях;

учет активных сопротивлений в статорных и роторных цепях;

учет влияния демпферных моментов; разработка эффективных алгоритмов (по построенным функциям Ляпунова) для оценки динамической устойчивости;

учет автоматических регуляторов скорости. Разработка эффективных алгоритмов (по построенным функциям Ляпунова) для оценки динамической устойчивости;

учет автоматических регуляторов возбуждения; совместный учет всех или нескольких перечисленных факторов.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Веников В. А., Бампи Ю. С. Возможности, методология и перспективы исследования устойчивости электрических систем прямым методом Ляпунова. — «Электричество», 1972, № 12.
2. Красовский Н. И. Некоторые задачи теории устойчивости движения. Физматгиз, 1959.

3. **Формальский А. М.** Построение области устойчивости систем, не являющихся устойчивыми «в целом». — «Вестник МГУ. Математика — механика», 1967, № 1.

4. **Дмитриев Ю. А.** Асимптотическая устойчивость «в большом» некоторых динамических систем. Труды семинара-симпозиума «Второй метод Ляпунова и его применение в энергетике». М., «Наука», 1966.

5. **Горев А. А.** Избранные труды по вопросам устойчивости электрических систем. М., Госэнергоиздат, 1960.

6. **Янко-Триницкий А. А.** Новый метод анализа работы синхронных двигателей при резкопеременных нагрузках. М., Госэнергоиздат, 1958.

7. **Тагиров М. А.** О функции Ляпунова для уравнений электрической системы в консервативной идеализации. — Изв. АН СССР. «Энергетика и транспорт», 1966, № 1.

8. **Тагиров М. А., Путилова А. Т., Заславская Т. Б.** Об аналитических критериях синхронной динамической устойчивости многомашинных систем. — «Изв. СО АН СССР», 1967, вып. 2, № 8.

9. **Aylett P. D.** Proc. Inst. Electr. Eng., 1958, C. N. 308. («РЖЭ», 1959, № 13, 26017).

10. **Вайман М. Я., Бернштейн А. И., Сеславин А. И.** Функции Ляпунова для нерегулируемых электрических систем. — «Труды МИИТ», 1975, вып. 498.

11. **Подшивалов В. И.** Построение функции Ляпунова для векторного уравнения Льенара. Труды второго семинара-симпозиума по применению метода функций Ляпунова в энергетике. М., «Наука», 1970.

12. **Вайман М. Я.** Построение функции Ляпунова для

уравнений автоматически регулируемых электрических систем. — «Труды МИИТ», 1975, вып. 498.

13. **Морошкин Ю. В.** К исследованию устойчивости позиционных энергосистем. Труды второго семинара-симпозиума по применению функций Ляпунова в энергетике. М., «Наука», 1970.

14. **Leighton W.** Morse theory and Liapunov functions. Rendiconti del circolo matematico di Palermo, 1964, serie 11, v. 13.

15. **Арзамасцев Д. А., Рудницкий М. П.** Некоторые вопросы практического использования второго метода Ляпунова для исследования динамической устойчивости многомашинных систем. Труды семинара-симпозиума «Второй метод Ляпунова и его применение в энергетике». М., «Наука», ч. II, 1966.

16. **Амбарников Г. А., Рудницкий М. П.** Определение состояния равновесия сложной электрической системы. Труды второго семинара-симпозиума по применению метода функций Ляпунова в энергетике. М., «Наука», 1970.

17. **Вайман М. Я.** Области допустимых отклонений при исследовании синхронной динамической устойчивости энергосистем вторым методом Ляпунова. — «Электричество», 1971, № 1.

18. **Вайман М. Я.** Общие основы различных критериев динамической устойчивости многомашинных электрических систем. — «Труды МИИТ», 1973, вып. 412.

19. **Вайман М. Я., Сеславин А. И.** Влияние параметров системы на координаты положений равновесия нелинейных электрических систем. — «Труды МИИТ», 1975, вып. 477.

[3.3.1976]

Вопросы синтеза автономных электроэнергетических систем по условию качества переходных процессов

Доктор техн. наук ВЕРЕТЕННИКОВ Л. П., канд. техн. наук ЯСАКОВ Г. С.

Ленинград

Рост мощности автономных электроэнергетических систем (АвЭС), создание быстродействующих автоматических регуляторов возбуждения и скорости, внедрение полупроводниковых преобразователей, необходимость технико-экономических обоснований при принятии решений — все это предъявляет новые требования к проектированию АвЭС.

Наличие противоречивых критериев при создании АвЭС требует компромиссного решения вопроса, т. е. нахождения условного экстремума проектируемой системы.

При значительном увеличении мощности автономных систем, одним из серьезных затруднений при проектировании низковольтных АвЭС являются большие значения токов короткого замыкания. Например, в судовых электроэнергетических системах трудно реализовать электростанцию на напряжение 400 В с суммарной мощностью более 3 МВт без специальных мер по ограничению токов короткого замыкания. Автоматические выключатели низковольтных систем, как правило, допускают максимальный ударный ток короткого замыкания не более 120 кА [Л. 1]. Создание автомата на большие токи пока встречает серьезные затруднения.

В [Л. 1] рассмотрены пути повышения мощности судовых электроэнергетических систем, которые достигли наибольшей мощности среди АвЭС. Одним

из приемлемых путей является оптимизация параметров АвЭС при наложенных ограничениях на систему. Ограничения могут быть первого рода (боковыми), которые диктуются технологическими и другими соображениями при проектировании, и второго рода (функциональными). Особого внимания заслуживает решение задач, связанных с функциональными ограничениями (токи короткого замыкания, провалы напряжения, время восстановления напряжения и т. д.). Одним из приемов решения этих задач является наложение на систему ограничений, исходя из наиболее тяжелых эксплуатационных режимов АвЭС (принцип гарантированного результата). Например, ток короткого замыкания в системе должен рассчитываться при возможном количестве параллельно работающих

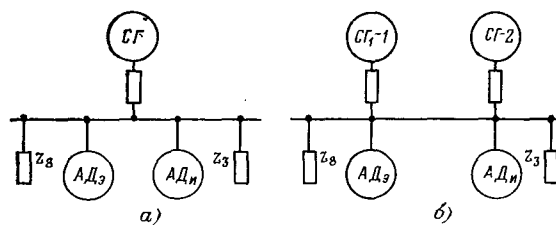


Рис. 1. Исследуемые схемы АвЭС.

генераторов станции с учетом «подпитки» от возможной асинхронной нагрузки; провал напряжения должен определяться при включении максимально-го по пусковой мощности потребителя и т. д.

Для АвЭС является актуальным синтез по требованиям и качеству переходного процесса, массогабаритным показателям, структуре системы, стоимости и, наконец, в более общем плане—по одному из глобальных технико-экономических критериев.

В статье рассматривается лишь вопрос синтеза АвЭС заданной структуры по требованию качества переходного процесса. Речь идет о частичном синтезе АвЭС, схемы которой приведены на рис. 1, а и б (системы с одним автономным генератором и двумя параллельно работающими генераторами). При этом в силу трудности воздействия при синтезе на параметры потребителей, нагрузка принимается как детерминированное звено. Однако эквивалентирование нагрузки опирается на большой и достоверный статистический материал идентичных существующих систем.

Заметим, что даже при таком упрощении задача синтеза остается достаточно сложной. Прием прямого перебора вариантов с варьированием значений параметров системы и ее характеристик ведет к колоссальной затрате времени и труда и поэтому оказывается неприемлемым. Для решения задачи необходимо привлекать современный арсенал средств математического моделирования и нелинейного программирования.

Общая схема синтеза АвЭС по условию качества переходного процесса. Накопленный опыт в об-

ласти синтеза АвЭС по условию качества переходного процесса позволил составить общую схему синтеза (рис. 2).

Основой синтеза являются теории переходных процессов, алгоритмизации, планирования эксперимента и исследования операций.

Исходными данными являются: задание структуры АвЭС—в данном случае схемы рис. 1, а и б; задание режимов для синтеза—здесь заданы режимы глухого короткого замыкания системы, наброса и сброса номинальной низкосинусной нагрузки и запуск асинхронного двигателя.

Конкретной задачей является определение задаваемых параметров проектируемых синхронных генераторов для данных структур (рис. 1, а и б) при требуемых показателях качества переходного процесса и наложении ограничений по значению тока короткого замыкания. Эти параметры являются исходной информацией при проектировании электрической машины.

Теория переходных процессов и теории алгоритмизации позволяют использовать математическую модель АвЭС, к настоящему времени хорошо разработанную и апробированную. Такая модель является существенно нелинейной и описывается большим количеством дифференциальных и алгебраических уравнений [Л. 2]. При учете насыщения элементов, изменения скольжения генераторов и двигателей, нелинейности в АРВ показатели качества переходного процесса, как правило, не удается выразить аналитически, что необходимо при синтезе. Требуется перестройка модели системы

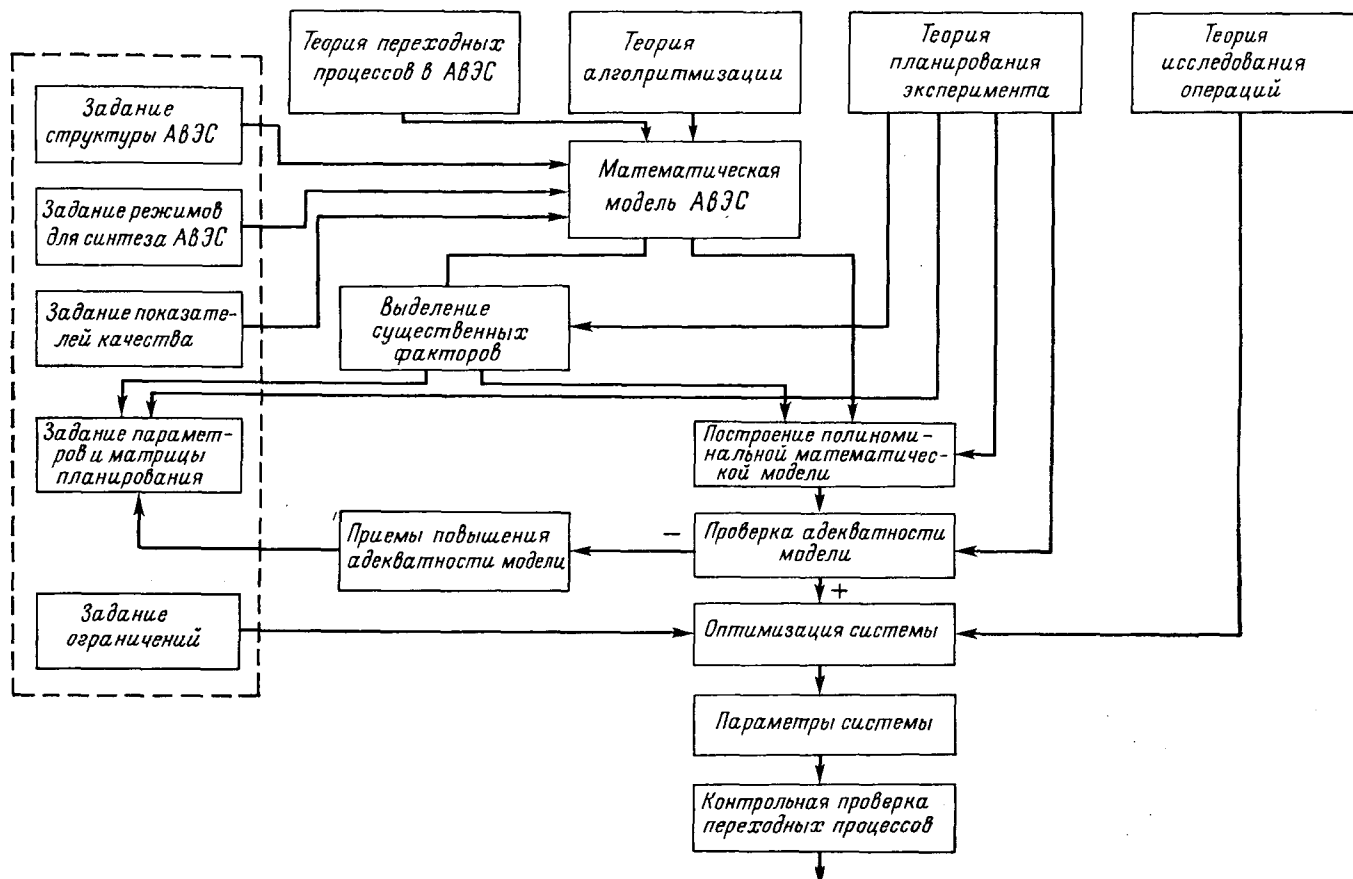


Рис. 2. Общая схема взаимосвязи методов при синтезе АвЭС.

к виду, удобному для синтеза. Это осуществляется с помощью методов теории планирования эксперимента [Л. 3, 4 и 10], позволяющих получить полиномиальную математическую модель, удобную для оптимизации системы. Для оптимизации системы авторы применяют метод направленного случайного поиска.

Одним из преимуществ предлагаемой схемы является возможность использования проведенных исследований для синтеза системы на более высоком иерархическом уровне, например, всей энергетической установки или объекта в целом (судна, самолета и т. д.).

Предлагаемая схема касается в основном режимов автономной системы. На следующем этапе на основании полученных параметров системы могут быть определены геометрические размеры и массо-габаритные показатели элементов синтезируемой системы. Общая схема синтеза АвЭС по условию качества переходных процессов при ее использовании может усложняться или упрощаться. Так, задание структуры АвЭС может определяться на основании какого-либо другого алгоритма, а применение насыщенных планов на этапе отсеивания иногда сразу может дать линейную модель.

Применение методов теории планирования эксперимента к синтезу АвЭС. В последнее время математический аппарат теории планирования эксперимента применяется не только к натурным объектам или физическим моделям, но и в теоретических исследованиях [Л. 5]. Методы этой теории необходимы для представления показателей качества переходных процессов, в том числе и целевой функции в виде полиномов, в которых аргументами являются исследуемые параметры системы. Таким образом, применение теории планирования эксперимента к синтезу АвЭС позволяет относительно просто для сложной системы получить в виде полиномов аналитические зависимости целевой функции и других показателей качества переходных процессов от параметров системы. Затем можно решать задачу нелинейного программирования — найти условный экстремум системы при заданных показателях качества переходных процессов.

Для вычисления коэффициентов полинома необходимо поставить активный эксперимент (расчет) [Л. 3]. Применение активного эксперимента (расчета) предусматривает искусственное варьирование параметров системы по матрице планирования и практически возможно только на моделях. Наиболее удобно это делать на цифровой модели, так как в этом случае можно сразу же при помощи ЦВМ рассчитать не только функцию отклика и другие показатели качества, но и коэффициенты полиномов. В результате применения матрицы планирования для расчета переходных процессов получаем полиномы, например, второго порядка, выбранных показателей качества переходных процессов от существенных параметров системы

$$I(X) = b_0 + \sum_{i=1}^k b_{xi} x_i + \sum_{i=1}^k b_{ii} x_i^2 + \sum_{i < j} b_{ij} x_i x_j; \quad (1)$$

$$x_i = \frac{\tilde{x}_i - \bar{x}_i}{\Delta x_i}, \quad (2)$$

где \tilde{x}_i — исследуемые параметры системы; \bar{x}_i — их основные уровни; Δx_i — интервал варьирования; x_i — те же параметры, но центрированные и масштабированные; k — число параметров; b_0 , b_i , b_{ii} , b_{ij} — коэффициенты.

Одной из целей теории планирования эксперимента является решение задачи о выделении подпространства векторов входных воздействий X , которые существенным образом влияют на показатели качества системы. Это так называемая задача об отсеивании несущественных факторов. В [Л. 3] рассмотрены методы планирования отсеивающих опытов (экспериментов).

Выбор метода в значительной степени зависит от того объема априорной информации об объекте, которую имеет исследователь. Отсеивающий опыт (эксперимент) позволяет произвести ранжировку входных воздействий для различных показателей качества переходного процесса, что позволяет выбрать наиболее существенные параметры. Часть из этих параметров также может быть отсеяна ввиду невозможности или нецелесообразности их изменения в реальной системе. Например, параметры демпферных контуров бочки ротора турбогенератора не могут изменяться в широких пределах.

После выбора существенных параметров для синтеза системы можно осуществить основное планирование первого или более высокого порядка для выявления существенных факторов. Остальные параметры могут быть на первом этапе закреплены на уровнях, соответствующих существующим системам. Таким образом, для выявления существенных факторов необходимо провести отсеивающий опыт (эксперимент), на основании которого можно задать параметры и матрицу планирования. К параметрам планирования можно отнести количество переменных, их основные уровни, интервал варьирования и величину звездного плеча для ортогонального и рототабельного планирования [Л. 3].

На основании выработанной матрицы планирования, используя методы теории планирования эксперимента, можно получить полиномиальную математическую модель АвЭС для заданных режимов в системе. Эта модель подвергается анализу на адекватность.

При применении методов теории планирования эксперимента к цифровым моделям возникает сложность в проверке адекватности полиномиальной математической модели и оценке значимости коэффициентов уравнения (1), связанная с отсутствием дисперсии воспроизводимости. В настоящее время создано несколько приемов, позволяющих выйти из этого затруднительного положения. Наиболее простым приемом, на наш взгляд, является введение искусственной дисперсии опытов как доли нулевого коэффициента b_0 [Л. 7 и 11]:

$$\sigma^2\{I\} = \varepsilon b_0. \quad (3)$$

Если модель не адекватна, то используя приемы повышения адекватности и задав новые параметры и матрицу планирования, необходимо добиться адекватности модели. Адекватность полиномиальной модели зависит от многих факторов, таких как сложность и размерность математического описания АвЭС, выбранного плана исследования, интер-

вала варьирования и т. п. Исследования показывают, что при использовании цифровой модели АвЭС в общем случае с применением сильного регулирования возбуждения синхронных генераторов линейная модель неадекватна. В то же время многие показатели технических систем, хотя и являются нелинейными функциями исследуемых параметров, имеют малые величины производных. Эти системы достаточно точно описываются полиномами второй степени. Расчеты показали, что показатели качества переходных процессов в АвЭС, в том числе и интегральные показатели, достаточно точно описываются полными полиномами второй степени при интервале варьирования $\pm 30\%$ от основного уровня.

Оптимизация системы. Не останавливаясь более подробно на проблеме адекватности модели [Л. 3 и 6], рассмотрим процесс оптимизации при условии, что полиномы (1) адекватно описывают процессы в системе при заданных законах регулирования АРВ. При строго математическом подходе поиск экстремума целевой функции, когда она выражена полиномом, не представляет трудностей, однако, реальная задача решается при наличии ограничений первого и второго рода. Именно задание ограничений на выбор возможных значений оптимизируемых параметров придает задаче синтеза конкретный практический смысл.

При решении задачи синтеза АвЭС с применением теории планирования эксперимента функциональные ограничения или требуемые свойства системы также должны быть выражены полиномами. Этим заданным ограничениям соответствуют гиперповерхности, определяющие границы области допустимых значений вектора X , а боковым ограничениям — гиперплоскости.

В качестве функциональных ограничений в рассматриваемой задаче приняты:

ударный ток короткого замыкания с учетом подпитки от асинхронной нагрузки; установившийся ток короткого замыкания; максимальный провал напряжения при набросе возможной максимальной нагрузки; время восстановления напряжения; максимальное скольжение эквивалентного или исследуемого двигателя.

Вопрос о выборе целевой функции при исследовании качества переходных процессов является дискуссионным. Авторы при синтезе использовали в качестве целевой функции один из следующих функционалов, распространенных в теории автоматического регулирования:

$$\left. \begin{aligned} I_1 &= \int_0^t (u_0 - u)^2 dt; \\ I_2 &= \int_0^t |u_0 - u| dt; \\ I_3 &= \int_0^t (u_0 - u)^2 t dt; \\ I_4 &= \int_0^t |u_0 - u| t dt; \\ I_5 &= \int_0^t [(u_0 - u)^2 + \tau \dot{u}^2] dt, \end{aligned} \right\} \quad (4)$$

где u_0 — эталонное напряжение, в данном исследовании равное 1; u , \dot{u} — текущее значение напряжения и его производная; t — время; τ — постоянная экспоненты.

Выбор того или иного выражения в качестве целевой функции зависит от постановки задачи. Дело в том, что при наложении на АвЭС достаточно большого количества ограничений в многомерном пространстве вырезается допустимая область, попадание в которую уже обеспечивает приемлемое качество переходных процессов. Предполагается, что такая область существует, т. е. что решение совместно. Если же решения не существует, то нужно либо отвергнуть такую систему, либо сделать уступки по каким-либо из ограничений [Л. 9].

Дополнительное улучшение качества системы возможно за счет уменьшения (увеличения) одной из целевых функций вида (4) или какой-либо другой. При исследовании АвЭС с использованием методов многофакторного анализа хорошие результаты дает один из самых простых критериев I_1 . Задавшись целевой функцией:

$$I = f(x_1, x_2, \dots, x_k)$$

и ограничениями первого и второго рода:

$$\left. \begin{aligned} x_{i0} &\leq x_i \leq x_{im}; \quad i = 1, 2, \dots, k; \\ g_j &= f(x_1, x_2, \dots, x_k) \leq g_{jm}; \quad j = 1, 2, \dots, p \end{aligned} \right\} \quad (5)$$

можно решать задачу синтеза.

В настоящее время разработан ряд методов решения подобных нелинейных задач с нелинейными ограничениями. В данной работе задача решалась методом направленного случайного поиска. Метод прост, надежен, универсален. Методы случайного поиска получили широкое распространение и показывают достаточную эффективность в поисковых задачах. Система считается оптимальной, если она имеет минимальную целевую функцию при заданных ограничениях. Исследования показывают, что композиция методов планирования эксперимента и метода случайного поиска в интересах синтеза системы повышает эффективность исследования. Дело в том, что при использовании метода случайного поиска для повышения сходимости алгоритма случайный шаг определяется зависимостью:

$$\Delta X(n) = Mm(n) \Xi(n), \quad (6)$$

где $\Xi(n)$ — реализация нормального случайного вектора, компоненты которого — нормальные случайные величины с нулевым математическим ожиданием и единичной дисперсией; M — диагональная матрица $k \times k$. Это матрица индивидуальных масштабов. Заданием элементов матрицы M можно влиять на скорость и точность процесса оптимизации; $m(n)$ — масштаб, задаваемый для всех k -параметров вектора на n -м шаге. Эта величина зависит от числа оптимизируемых параметров, числа неудачных шагов на предыдущем этапе и т. д. и определяется по специальной формуле, уменьшающей величину шага поиска по мере продвижения к оптимуму [Л. 9].

При таком задании случайного шага происходит одновременный выбор направления шага и его величины. В ряде работ показано, что при таком задании M и $m(n)$ алгоритм удовлетворяет условиям

сходимости Дворецкого и обеспечивает сходимость к оптимальной точке с вероятностью единица.

Применение методов теории планирования эксперимента позволяет определить чувствительность целевой функции к каждому из параметров, т. е. определить элементы матрицы M . Таким образом, индивидуальные коэффициенты матрицы M можно в этом случае взять пропорциональными частным производным целевой функции по соответствующим переменным. Так число опорных (удачных) точек для одной и той же исходной точки уменьшилось с 80—140, при задании всех индивидуальных масштабов равными 0,1, до 14—40 при задании масштабов в соответствии с частичными производными.

Именно на этапе оптимизации АвЭС проявляются существенные преимущества выбранного пути. Можно менять ограничения, исследовать любые из выбранных функционалов в качестве целевой функции, менять мощность системы и т. п., т. е. использовать возможность модели в очень широких пределах, без обращения к сложной системе дифференциальных и алгебраических уравнений, описывающих процессы в АвЭС.

После оптимизации система должна подвергаться контрольной проверке по технологичности, переходным процессам и т. п.

Блок-схема алгоритма. На основании данной схемы создан ряд алгоритмов по ее реализации. Блок-схема общего алгоритма синтеза по условию качества переходных процессов в системе показана на рис. 3. Пока еще формализовать все решения задач не удалось, и ряд окончательных решений на том или ином этапе принимается исследователем. Основой алгоритма является блок расчета переходных процессов в АвЭС с помощью системы дифференциальных и алгебраических уравнений и определения заданных показателей качества переходных процессов (блок 5). Формирование параметров для расчета переходных процессов (блок 4) осуществляется согласно матрице планирования отсеивающего опыта (эксперимента) (блок 3) или матрице основного планирования (блок 10).

В блоке 4 обозначены:

$x[i, j]$ — значение j -го параметра в i -м расчете;

$A[j]$ — матрица основных уровней параметров;

$\Delta x[j]$ — интервал варьирования;

$F[i, j]$ — матрица планирования.

Левая часть схемы (рис. 3) относится к постановке отсеивающего опыта, правая — к основному планированию. После ранжировки значимости параметров необходимо определить существенные параметры и сформировать матрицу планирования первого или более высокого порядка (блоки 8 и 9). Эту часть алгоритма пока формализовать полностью не удалось: решение принимается исследователем. Ведь кроме значимости параметров необходимо оценить возможности изменения этих параметров в процессе создания реальной системы, технологичность, а также выбрать интервал варьирования и величину звездного плеча в зависимости от количества переменных и выбранного плана. После представления показателей качества переходных

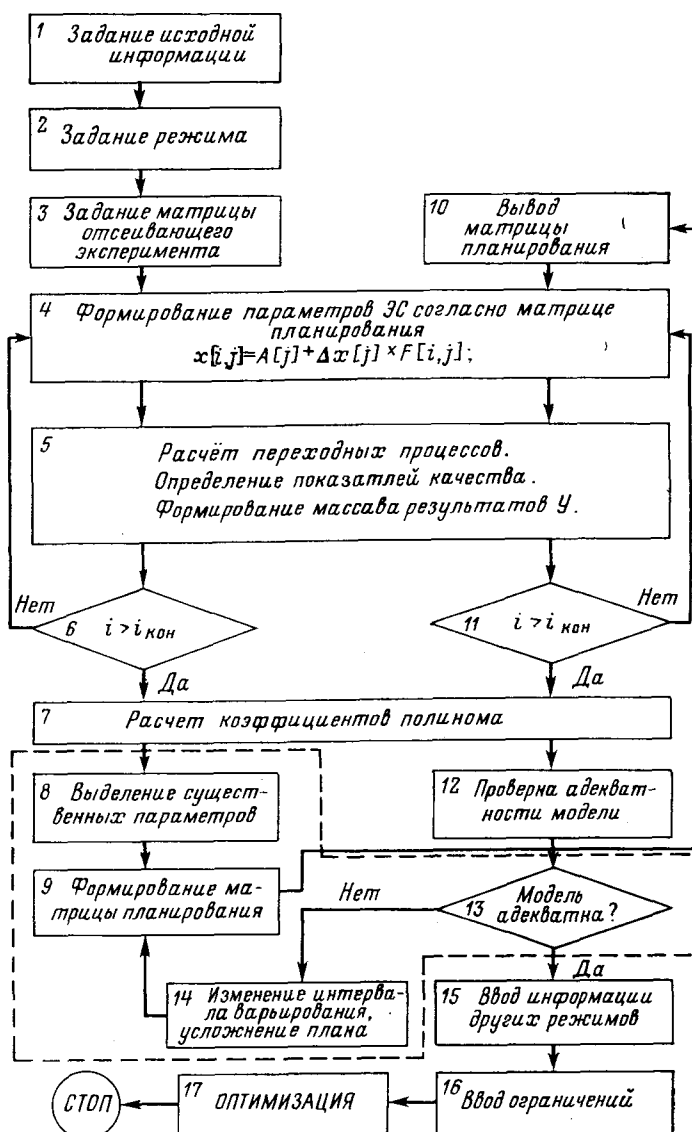


Рис. 3. Блок-схема алгоритма.

процессов в виде полиномов (блок 7), необходима проверка адекватности модели (блок 12).

Вся необходимая информация для проверки полиномиальной модели подготавливается ЦВМ, сравнение же критерия с табличными данными осуществляется исследователем. Это вторая операция исследователя в общей схеме синтеза, так как необходимо нахождение критерия Фишера по таблицам.

После представления показателей качества для заданных режимов полиномами, адекватно описывающими систему, и ввода ограничений (блоки 15 и 16) осуществляется оптимизация системы (блок 17).

В случае неадекватности модели, разработанными приемами [Л. 6] можно добиться адекватности. На рис. 3 блоки 8, 9, 13, 14, где необходимо пока принятие решения исследователем, обведены пунктиром. ЦВМ здесь представляет необходимую информацию.

Таким образом, порядок расчета, связанный с синтезом АвЭС по условию качества переходных процессов с применением теории планирования эксперимента, в общем случае сводится к следующему:

задание исходных данных (параметры элементов АвЭС, структуры и т. д.), задание режимов и матрицы «отсеивающего эксперимента» (блоки 1, 2, 3);

формирование параметров системы согласно матрице отсеивающего планирования (блок 4);

расчет переходных процессов с заданными параметрами. Определение показателей качества при каждом расчете; формирование массива результатов; число расчетов равно числу строк матрицы основного планирования (блоки 8, 11);

проверка адекватности модели (сравнение результатов математического моделирования и результатов расчета по уравнениям регрессий); для оценки адекватности модели вводится искусственная дисперсия (блоки 12, 13);

если модель неадекватна, то исследователем выработывается решение на повышение точности полиномиальной модели (блок 14);

если же модель адекватна, то осуществляется ввод информации других режимов и задание величин ограничений (блоки 15, 16);

оптимизация системы (блок 17).

По данному алгоритму созданы и отработаны АЛГОЛ-программы, позволившие значительно повысить эффективность решений задачи синтеза. Каждая из программ расчета переходных процессов с применением теории планирования эксперимента, а также программа по отсеивающему эксперименту занимает память меньше 1 куба (4096 ячеек) запоминающего устройства машины БЭСМ-4. Время решения задачи по одному комплексу режимов или по отсеиванию несущественных параметров не превышает 1,5 ч. Поиск оптимального решения по выбранному авторами методу составляет 10—15 мин.

Пример. В качестве примера может быть показан синтез АвЭС с одним неявнополюсным генератором (рис. 1, а), $P = 4$ МВт, $U = 400$ В. Максимальное возмущение — наброс номинальной нагрузки с $\cos \varphi = 0,4$. Первичный двигатель — паровая турбина с регулятором скорости непрямого действия; регулятор напряжения — комбинированный, состоящий из системы амплитудно-фазового компаундирования с корректором напряжения и импульсной приставки (рис. 4). При больших провалах напряжения импульсное устройство обеспечивает на кольцах ротора форсировочное напряжение возбуждения. При вхождении напряжения системы в заданную зону импульсное устройство отключается и дальнейшее регулирование осуществ-

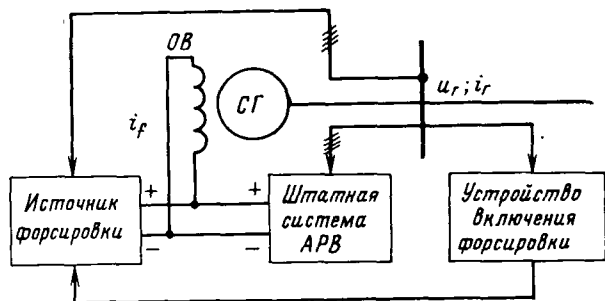


Рис. 4. Комбинированная система автоматического регулирования напряжения АвЭС.

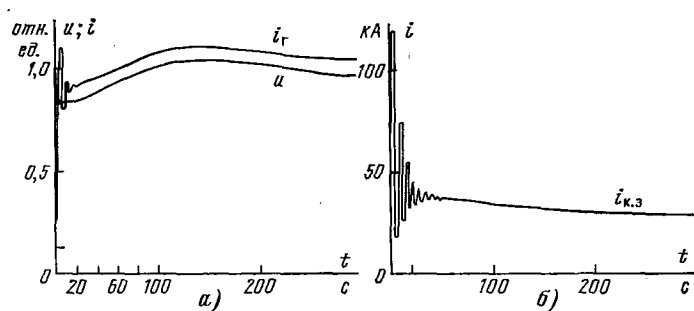


Рис. 5. Результаты расчета переходных процессов на ЦВМ синтезируемой АвЭС.

а — наброс номинальной нагрузки; б — короткое замыкание в АвЭС.

ляется системой амплитудно-фазового компаундирования с корректором напряжения.

Функциональные ограничения:

максимальный провал при предварительной минимальной асинхронной нагрузке $\Delta u_{\max} \leq 25\%$;

ударный ток короткого замыкания с учетом подпитки от асинхронной нагрузки ≤ 120 кА;

установившийся ток короткого замыкания $2,5 \leq i_{k.з.} \leq 5$; время первого вхождения напряжений в 2%-ную зону $\leq 0,3$ с;

максимальное скольжение исследуемого асинхронного электропривода $\leq 5\%$.

Для выделения существенных факторов осуществлено насыщенное планирование по 15 параметрам.

В качестве показателей качества переходных процессов при набросе 100% нагрузки исследовались: интегральные показатели (4), а также максимальные отклонения напряжения, вычисляемые по формуле $\Delta u = u_0 - u$, где u_0 — эталонное значение напряжения; максимальное скольжение асинхронного электропривода в переходном процессе системы; время первого вхождения напряжения в зону t_b ; общее время переходного процесса t , после которого величина напряжения не выйдет из 2%-ной зоны.

В таблице приведена ранжировка параметров для указанных показателей качества, где $I'_s = \int_0^t u^2 dt$, u_{fm} — потолочное

значение напряжения возбуждения по отношению к напряжению холостого хода; u_{ot} — напряжение статора, при котором осуществляется отключение импульсной форсировки и переход на амплитудно-фазовое компаундирование.

Остальные обозначения соответствуют [Л. 2]. Интервал варьирования для 14 параметров составлял $\pm 30\%$ соответствующих значений основных уровней. Интервал варьирования величины u_{ot} составлял 3% номинального напряжения.

Из-за малого интервала варьирования значение величины u_{ot} при ранжировке оказалось несколько пониженным. Обра-

№ п/п.	Показатели качества переходного процесса									
	I_1	I_2	I_3	I_4	I'_s	Δu_-	Δu_+	$S_{\max ad}$	t	t_B
1	x_s	x_s	x_s	x_s	x_s	x_s	x_s	u_{fm}	T_K	u_{fm}
2	r_f	r_f	r_f	r_f	x_{rqs}	x_{fs}	T_{lad}	x_s	x_s	x_{ad}
3	u_{fm}	u_{fm}	x_{ad}	x_{ad}	u_{fm}	u_{fm}	x_{fs}	x_{ad}	u_{fm}	r_f
4	x_{ad}	x_{ad}	u_{fm}	u_{fm}	x_{rds}	x_{ad}	K_K	x_{aq}	x_{fs}	x_s
5	x_{fs}	x_{fs}	x_{aq}	x_{aq}	x_{fs}	r_f	x_{ad}	r_f	r_{rd}	r_{rq}
6	r_{rq}	x_{aq}	x_{fs}	x_{fs}	x_{ad}	r_{rd}	T_K	x_{fs}	x_{ad}	x_{rqs}
7	T_{lad}	r_{rq}	r_{rq}	r_{rq}	r_{rq}	T_K	r_f	r_{rq}	x_{ad}	x_{rqs}
8	x_{aq}	T_K	r_r	T_K	r	r_{rq}	r	x_{rds}	x_{rqs}	x_{fs}
9	r_{rd}	T_{lad}	x_{rds}	u_{ot}	r_f	T_{lad}	x_{aq}	T_K	r	K_K
10	u_{ot}	x_{rds}	u_{ot}	x_{rds}	u_{ot}	r	u_{fm}	x_{rqs}	T_{rad}	x_{aq}
11	u_{rds}	u_{ot}	r	K_K	T_K	x_{ads}	r_{rd}	K_K	K_K	T_{lad}
12	r	x_{rqs}	T_{lad}	r_{rd}	T_{lad}	x_{aq}	x_{rds}	r_{rd}	r_f	r
13	x_{rqs}	K_K	x_{rqs}	T_{lad}	K_K	x_{rqs}	x_{rqs}	u_{ot}	u_{ot}	r_{rd}
14	K_K	r	T_K	r	r_{rd}	K_K	u_{ot}	r_{rq}	r_{rq}	x_{rds}
15	T_K	r_{rd}	K_K	K_K	x_{aq}	u_{ot}	r_{rq}	T_{lad}	x_{rds}	T_K

ботка таблицы позволила [Л. 3] выделить следующие существенные параметры: $x_s, x_{fs}, x_{ad} = x_{aq}, u_{fm}, u_{ot}$.

Необходимо отметить, что в реальной конструкции величины r и r_f должны быть по возможности минимальны, а параметры демпферных контуров, как уже отмечалось, для неявнополусных машин не могут изменяться в широких пределах. Это также было учтено при выявлении существенных факторов. Исследования показали, что линейная модель, построенная на основании насыщенного плана, неадекватна. Адекватность проверялась на основании сравнения результатов моделирования системы по уравнениям Горева — Парка и по уравнениям регрессии в нулевой точке. Тогда выбранные показатели качества, ограничения, величины ударного и установившегося токов короткого замыкания были выражены полными полиномами второго порядка в зависимости от существенных факторов при помощи ортогонального центрального композиционного планирования с использованием дробной реплики 2^{5-1} [Л. 3]. Проверка на адекватность по критерию Фишера [Л. 3] дала положительные результаты ($F < F_{табл}$).

При оптимизации по критерию I_1 получены следующие параметры синтезируемой системы:

$$x_{ad} = x_{aq} = 1,5; x_s = 0,186; x_{fs} = 0,1; x''_d = 0,2095; \\ x'_d = 0,283; u_{fm} = 4,75; u_{ot} = 0,97.$$

При этом величина индуктивного сопротивления рассеяния ротора x_{fs} вышла на нижнее ограничение I рода, заданное на основании технологических соображений.

Генератор с такими параметрами обеспечивает все требования, предъявляемые к переходным процессам в задании. На рис. 5 показан наброс номинальной нагрузки и ток глухого к. з. систем с учетом подпитки от асинхронной нагрузки.

Выводы. 1. Применение теории планирования эксперимента является эффективным средством при синтезе АвЭС по условию качества переходных процессов.

2. Предложенный алгоритм синтеза системы, базирующийся на использовании теории планирования эксперимента и метода случайного поиска, является относительно простым, надежным при использовании и достаточно универсальным.

3. В общем случае исследования переходных процессов в АвЭС по полным уравнениям Горева — Парка показатели качества переходных процессов

адекватно описываются полиномами второго порядка при интервале варьирования до $\pm 30\%$.

4. Полученные полиномы показателей качества могут быть использованы на последующих этапах оптимизации, т. е. на более высоком иерархическом уровне.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Пути создания электроэнергетических систем большой мощности. — «Судостроение», 1974, № 10, с. 31—34. Авт.: Г. И. Китаенко, Ю. П. Косыкин, П. Г. Мешеряков, М. Б. Минкин.
2. Веретенников Л. П. Исследование процессов в судовых электроэнергетических системах. Теория и методы. Л., «Судостроение», 1975, 375 с.
3. Налимов В. В., Чернова Н. А. Статистические методы планирования экстремальных экспериментов. М., «Наука», 1965, 348 с.
4. Ильинский Н. Ф. Модели электромеханических устройств и систем в задачах синтеза. — «Электричество», № 3, 1973, с. 36—39.
5. Дмитриев М. М. Применение планирования эксперимента к исследованию теоретических моделей. — «Труды МЭИ. Электромеханика», 1971, ч. 1, вып. 86, с. 19—23.
6. Ильинский Н. Ф. Проблема неадекватности и преобразование независимых переменных в математических моделях электромеханических систем. — «Труды МЭИ. Электромеханика», 1971, ч. 1, вып. 86, с. 11—18.
7. Кулиев А. М. Некоторые особенности постановки и обработки модельных опытов на основе факторного планирования эксперимента применительно к задачам электроэнергетики. — В кн.: Доклады на Всесоюзной межвузовской конференции по физическому и математическому моделированию и кибернетике электрических систем. Баку, 1972, с. 61—64.
8. Батищев Д. И. Поиск оптимального проектирования. М., «Советское радио», 1975, 216 с.
9. Растринин Л. А. Системы экстремального управления. М., «Наука», 1974.
10. Веретенников Л. П., Ясаков Г. С. Применение методов теории планирования эксперимента к синтезу судовых электроэнергетических систем по требованиям качества переходных процессов. — «Сборник НТО им. акад. А. Н. Крылова», 1976, вып. 232.
11. Smith I. R. e. a. Effect of Parameter variations on inductionmotor transients. — «Proceedings of the Institution of Electric Engineers», 1975, December, vol. 120, № 12, p. 1489. [17.5.1977]

УДК 621.311.016.35.001.24

Функции Ляпунова для математических моделей электрических систем при учете нагрузок статическими характеристиками и учете переходных процессов в контурах ротора

МОРОШКИН Ю. В.

Москва

Стационарные режимы электрической системы при отсутствии шин неизменного напряжения. В соответствии с допущениями, указанными в [Л. 1—3], переходные процессы в электрической системе, содержащей n узлов, в том числе m генераторных, могут быть описаны системой уравнений:

$$\left. \begin{aligned} T_i \ddot{\delta}_i &= F_i, \quad M_{n+i} = 0, \quad N_{n+i} = 0 \quad (i = 1, \dots, m); \\ M_i &= 0, \quad N_i = 0 \quad (i = m+1, \dots, n), \end{aligned} \right\} (1)$$

где

$$\left. \begin{aligned} F_i &= P_{\tau i} - E_i^2 Y_{i, i+n} \sin \alpha_{i, i+n} - \\ &- E_i u_{i+n} Y_{i, i+n} \sin (\delta_i - \varphi_{i+n} - \alpha_{i, i+n}); \\ M_{n+i} &= P_{n+i} - Y_{n+i, n+i} u_{n+i}^2 \sin \alpha_{n+i, n+i} - \\ &- E_i u_{n+i} Y_{n+i, i} \sin (\varphi_{n+i} - \delta_i - \alpha_{n+i, i}) - \\ &- u_{n+i} \sum_{\substack{k=m+1 \\ k \neq n+i}} Y_{n+i, k} u_k \sin (\varphi_{n+i} - \varphi_k - \alpha_{n+i, k}); \end{aligned} \right\}$$

$$\begin{aligned}
N_{n+i} &= \frac{Q_{n+i}(u_{n+i})}{u_{n+i}} - Y_{n+i, n+i} u_{n+i} \times \\
&\times \cos \alpha_{n+i, n+i} + E_i Y_{n+i, i} \cos(\varphi_{n+i} - \\
&- \delta_i - \alpha_{n+i, i}) + \sum_{\substack{k=m+1 \\ k \neq n+i}}^{n+m} Y_{n+i, k} u_k \times \\
&\times \cos(\varphi_{n+i} - \varphi_k - \alpha_{n+i, k}); \\
M_i &= P_i - Y_{ii} u_i^2 \sin \alpha_{ii} - u_i \sum_{\substack{k=m+1 \\ k \neq i}}^{n+m} Y_{ik} u_k \times \\
&\times \sin(\varphi_i - \varphi_k - \alpha_{ik}); \\
N_i &= \frac{Q_i(u_i)}{u_i} - Y_{ii} u_i \cos \alpha_{ii} + \sum_{\substack{k=m+1 \\ k \neq i}}^{n+m} Y_{ik} u_k \times \\
&\times \cos(\varphi_i - \varphi_k - \alpha_{ik}).
\end{aligned} \quad (2)$$

Номера $1, \dots, m$ в (2) соответствуют дополнительным узлам э. д. с. \dot{E}_i за сопротивлением генератора $1/Y_{i, i+n}$; $m+1, \dots, n$ — номера негенераторных узлов; $n+1, \dots, n+m$ — номера генераторных узлов. Нагрузкам в генераторных узлах соответствуют мощности P_{n+i}, Q_{n+i} . Смысл других обозначений, использованных в (2), поясняется следующими выражениями:

$$\dot{E}_i = E_i e^{j\delta_i}; \dot{u} = u e^{j\varphi}; \dot{Y} = Y e^{-j(\frac{\pi}{2} - \alpha)}; \dot{S} = \dot{I} u,$$

где \dot{S} — полная узловая мощность; I — комплексное значение тока.

При расчетах электромеханических переходных процессов в аварийных и послеаварийных режимах модули э. д. с. \dot{E}_i предполагаются заданными, а неизвестными являются:

$$\delta_i; u_{n+i}; \varphi_{n+i} \quad (i=1, \dots, m); u_k; \varphi_k \quad (k=m+1, \dots, n). \quad (3)$$

Количество неизвестных равно $2n+m$ и совпадает с числом уравнений в (1). В доаварийном режиме постоянными считаются модули напряжений генераторных узлов $u_{n+i} (i=1, \dots, m)$, а неизвестными вместо них являются модули э. д. с. \dot{E}_i .

Установившимся режимам электрической системы соответствуют решения системы (1), у которых остаются постоянными относительные углы:

$$\delta_{ik} = \delta_i - \delta_k, \delta_i - \varphi_k, \varphi_k - \varphi_p. \quad (4)$$

Режимы, характеризуемые постоянством разностей (4), назовем стационарными. По аналогии с [Л. 4 и 5] послеаварийным стационарным режимам отвечают решения системы (1) следующего вида:

$$\delta_i = \frac{a}{2} t^2 + \omega t + \delta_{i0} \quad (i=1, \dots, m); \quad (5)$$

$$u_k = u_{k0}; \varphi_k = \frac{a}{2} t^2 + \omega t + \varphi_{k0} \quad (k=m+1, \dots, m+n),$$

где постоянная ω может принимать произвольное значение, а постоянные $a, \delta_{i0}, \varphi_{k0}, u_{k0}$ удовлетворя-

ют системе алгебраических уравнений:

$$\left. \begin{aligned} T_i a &= F_i^{(0)}; M_{n+i}^{(0)} = 0; N_{n+i}^{(0)} = 0 \quad (i=1, \dots, m); \\ M_i^{(0)} &= 0; N_i^{(0)} = 0 \quad (i=m+1, \dots, n). \end{aligned} \right\} \quad (6)$$

Индекс ноль в (6) соответствует подстановке в (1) и (2) решения (5). Поскольку переменные δ_i, φ_k входят в (2) лишь через разности (4), число неизвестных в (6) совпадает с числом уравнений.

Устойчивость по Ляпунову стационарных режимов. Применительно к исследованию электрических систем устойчивость решений системы (1) по аналогии с [Л. 5] определяется либо по отношению к переменным

$$\left. \begin{aligned} x_i &= u_{n+i}; x_{n+i} = \delta_i - \varphi_{m+i} \quad (i=1, \dots, n); \\ x_{2n+k-1} &= \delta_{ik} \quad (k=2, \dots, m); \end{aligned} \right\} \quad (7)$$

$$x_{2n+m+k-1} = \omega_k \quad (k=1, \dots, m), \quad (8)$$

где $\omega_i = \delta_i (i=1, \dots, m)$, либо по отношению к переменным (7) и

$$x_{2n+m+k-2} = \omega_{1k} \quad (k=2, \dots, m), \quad (9)$$

где $\omega_{1i} = \omega_1 - \omega_i$.

Нетрудно видеть, что переменные (7), (8) удовлетворяют системе уравнений:

$$\left. \begin{aligned} \dot{\delta}_{1i} &= \omega_1 - \omega_i, \quad (i=2, \dots, m); \\ T_i \dot{\omega}_i &= F_i; M_{n+i} = 0; N_{n+i} = 0, \quad (i=1, \dots, m); \\ M_i &= 0; N_i = 0, \quad (i=m+1, \dots, n), \end{aligned} \right\} \quad (10)$$

которая получается из (1) посредством очевидных преобразований.

В (10) опущено уравнение $\delta_1 = \omega_1$, поскольку оно может рассматриваться отдельно.

Стационарному режиму (5) отвечает решение системы (10), у которого относительные углы (4) остаются постоянными, а переменные ω_i изменяются по закону $\omega_i = at + \omega$. Целесообразно в (10) вместо ω_i ввести новые переменные $\omega'_i = \omega_i - at - \omega$. Тогда, опуская штрихи, приходим к системе уравнений:

$$\left. \begin{aligned} \dot{\delta}_{1i} &= \omega_1 - \omega_i, \quad (i=2, \dots, m); \\ T_i \dot{\omega}_i &= F_i - T_i a; M_{n+i} = 0; N_{n+i} = 0, \\ &\quad (i=1, \dots, m); \\ M_i &= 0; N_i = 0, \quad (i=m+1, \dots, n). \end{aligned} \right\} \quad (11)$$

у которой стационарному режиму (5) отвечает стационарная точка, причем ее координаты ω_i одинаковы: $\omega_i = 0$.

Что касается переменных (7), (9), то они удовлетворяют системе дифференциальных уравнений:

$$\left. \begin{aligned} \dot{\delta}_{1i} &= \frac{F_i}{T_i} - \frac{1}{T_i} F_i; M_{n+i} = 0; N_{n+i} = 0, \\ &\quad (i=1, \dots, m); \\ M_i &= 0; N_i = 0, \quad (i=m+1, \dots, n). \end{aligned} \right\} \quad (12)$$

Стационарному режиму (5) отвечает стационарная точка системы (12), причем координаты ω_i оказываются равными нулю: $\omega_i = 0$.

Таким образом, задача об устойчивости режима (5) оказывается сведенной к исследованию устойчивости стационарных точек систем уравнений (11) и (12).

Интегралы системы уравнений переходных процессов электрической системы в консервативном случае. Если в (2) все $\alpha_{ik}=0$, то система уравнений (1) в соответствии с [Л. 2] обладает интегралом энергии:

$$\frac{1}{2} \sum_{i=1}^m T_i \dot{\delta}_i^2 - V_1 - V_2 = C, \quad (13)$$

где C — постоянная интегрирования, а $V_1 + V_2$ — потенциальная функция, причем

$$\left. \begin{aligned} V_1 &= \sum_{i=1}^m P_{Ti} \delta_i + \sum_{i=1}^m P_{n+i} \varphi_{n+i} + \sum_{i=m+1}^n P_i \varphi_i; \\ V_2 &= \sum_{i=1}^m \int_{u_{n+i,0}}^{u_{n+i}} \left[\frac{Q_{n+i}(u_{n+i})}{u_{n+i}} - \right. \\ &\quad \left. - Y_{n+i, n+i} u_{n+i} \right] du_{n+i} + \\ &\quad + \sum_{i=m+1}^n \int_{u_{i0}}^{u_i} \left[\frac{Q_i(u_i)}{u_i} - Y_{ii} u_i \right] du_i + \\ &\quad + \sum_{i=1}^m E_i u_{n+i} Y_{n+i, i} \cos(\varphi_{n+i} - \delta_i) + \\ &\quad + \sum_{i=1}^m u_{n+i} \sum_{k=n+1}^{n+i-1} Y_{n+i, k} u_k \cos(\varphi_{n+i} - \varphi_k) + \\ &\quad + \sum_{i=m+1}^n u_i \sum_{k=m+1}^{i-1} Y_{ik} u_k \cos(\varphi_i - \varphi_k) + \\ &\quad + \sum_{i=m+1}^n u_i \sum_{k=n+1}^{n+m} Y_{ik} u_k \cos(\varphi_i - \varphi_k). \end{aligned} \right\} \quad (14)$$

Таким образом, условия $\alpha_{ik}=0$ являются условиями консервативности [Л. 6] рассматриваемой математической модели электрической системы.

В консервативном случае легко подсчитать величину углового ускорения a в стационарном режиме. Для этого надо просуммировать все уравнения (6), которые выражают баланс активной мощности. В результате получается выражение

$$a = \frac{\sum_{i=1}^m P_{Ti} + \sum_{i=1}^m P_{n+i} + \sum_{i=m+1}^n P_i}{\sum_{i=1}^m T_i}. \quad (15)$$

Когда выполняется условие

$$\sum_{i=1}^m P_{Ti} + \sum_{i=1}^m P_{n+i} + \sum_{i=m+1}^n P_i = 0, \quad (16)$$

угловое ускорение оказывается равным нулю.

Интеграл (13) можно использовать для исследования устойчивости стационарных режимов (5). В [Л. 2] показано, что при выполнении условия (16) интеграл (13) преобразуется к виду, при котором левая часть оказывается зависящей лишь от относительных углов (4). Тогда становится известным интеграл системы уравнений (11), где следует положить $a=0$.

В общем случае, когда условие (16) не выполняется, отыскание интегралов систем уравнений (11) и (12) может производиться по аналогии с тем, как это делается для позиционных электрических систем при представлении нагрузок постоянными полными сопротивлениями [Л. 5]. Суммированием части уравнений (1), выражающих балансы активных мощностей в узлах, убеждаемся в наличии у системы (1) в консервативном случае интегралов:

$$\left. \begin{aligned} \sum_{i=1}^m T_i \dot{\delta}_i &= ta \sum_{i=1}^m T_i + C_1; \\ \sum_{i=1}^m T_i \delta_i &= \frac{t^2}{2} a \sum_{i=1}^m T_i + C_1 t + C_2, \end{aligned} \right\} \quad (17)$$

где C_1, C_2 — постоянные интегрирования; a — угловое ускорение, величина которого дается формулой (15). Интегралы систем (11) и (12) находятся посредством комбинирования интегралов (13) и (17) способами, указанными в [Л. 5].

Для получения интеграла системы уравнений в возмущениях (11) при нарушении условия (16) можно также поступить следующим образом. Сделаем в (1) замену переменных:

$$\delta'_i = \delta_i - \frac{a}{2} t^2 - \omega t; \quad \varphi'_k = \varphi_k - \frac{a}{2} t^2 - \omega t,$$

где штрихом обозначены новые переменные. В результате получается система уравнений:

$$\left. \begin{aligned} T_i \ddot{\delta}_i &= F_i - T_i a; \quad M_{n+i} = 0; \quad N_{n+i} = 0, \\ &\quad (n=1, \dots, m) \\ M_i &= 0; \quad N_i = 0, \quad (i=m+1, \dots, n). \end{aligned} \right\} \quad (18)$$

В консервативном случае система (18) обладает интегралом

$$\frac{1}{2} \sum_{i=1}^m T_i \dot{\delta}_i^2 - V_1 + a \sum_{i=1}^m T_i \delta_i - V_2 = C, \quad (19)$$

где использованы обозначения (14).

Согласно (14) аргументы δ_i, φ_k в составляющую потенциальной функции V_2 входят только через посредство разностей (4). Нетрудно убедиться, что функция

$$V_3 = V_1 - a \sum_{i=1}^m T_i \delta_i \quad (20)$$

также зависит лишь от относительных углов. Для этого достаточно, используя прием [Л. 4], вычесть из правой части (20) выражение

$$\delta_1 \left(a \sum_{i=1}^m T_i - \sum_{i=1}^m P_{Ti} - \sum_{i=1}^m P_{n+i} - \sum_{i=m+1}^n P_i \right),$$

которое в силу (15) тождественно равно нулю. В результате оказывается, что интеграл (19), представленный в виде

$$\frac{1}{2} \sum_{i=1}^m T_i \delta_i^2 - V_2 - V_3 = C, \quad (21)$$

является одновременно интегралом системы (11) и может использоваться для исследования устойчивости стационарного режима (5) при $a \neq 0$.

Если в стационарной точке системы (11), отвечающей режиму (5), имеет место условный максимум функции $V_2 + V_3$, то стационарный режим (5) устойчив. В качестве ограничений при исследовании на условный экстремум функции $V_2 + V_3$, зависящей лишь от относительных углов, выступают алгебраические уравнения системы (11):

$$\left. \begin{aligned} M_{n+i} &= 0; N_{n+i} = 0, \quad (i = 1, \dots, m); \\ M_i &= 0; N_i = 0, \quad (i = m+1, \dots, n), \end{aligned} \right\} \quad (22)$$

где выражения левых частей даются формулами (2) при $\alpha_{ik} = 0$.

Исследование динамической устойчивости сводится к отысканию седловой точки функции $V_2 + V_3$ при условиях (22), причем требуется найти седловую точку, ближайшую к рассматриваемой стационарной точке системы (11).

Способы перехода к консервативным моделям. Указанные методы исследования устойчивости стационарных режимов применимы лишь в консервативном случае. Чтобы воспользоваться ими, когда $\alpha_{ik} \neq 0$ в (2), необходимо построить консервативную математическую модель электрической системы, близкую в некотором смысле к исходной.

Этого можно достичь приемами, которые используются в теории позиционных электрических систем в случае представления нагрузок постоянными импедансами [Л. 4 и 7]. При условии, что все α_{ik} достаточно малы, для преобразования правых частей (2) применимы либо приближенные формулы

$$\sin(x + \alpha) \approx \sin x; \quad \cos(x + \alpha) \approx \cos x, \quad (23)$$

либо формулы

$$\sin(x + \alpha) \approx \sin x \cos \alpha; \quad \cos(x + \alpha) \approx \cos x \cos \alpha. \quad (24)$$

В силу известных тригонометрических соотношений величина ошибки, допускаемой при использовании (23), оценивается следующим образом:

$$\begin{aligned} |\sin(x + \alpha) - \sin x| &\leq 2 \left| \sin \frac{\alpha}{2} \cos \left(x + \frac{\alpha}{2} \right) \right| \leq \\ &\leq 2 \left| \sin \frac{\alpha}{2} \right|; \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} |\cos(x + \alpha) - \cos x| &\leq 2 \left| -\sin \frac{\alpha}{2} \sin \left(x + \frac{\alpha}{2} \right) \right| \leq \\ &\leq 2 \left| \sin \frac{\alpha}{2} \right|. \end{aligned}$$

Аналогично в случае (24) имеют место оценки:

$$\begin{aligned} |\sin(x + \alpha) - \sin x \cos \alpha| &= |\sin \alpha \cos x| \leq |\sin \alpha|; \\ |\cos(x + \alpha) - \cos x \cos \alpha| &= |-\sin \alpha \sin x| \leq |\sin \alpha|. \end{aligned}$$

Поскольку $\sin \alpha = 2 \sin \frac{\alpha}{2} \cos \frac{\alpha}{2}$, то

$$|\sin \alpha| \leq 2 \left| \sin \frac{\alpha}{2} \right|.$$

Тем самым априорная оценка погрешностей приближенных формул (23) и (24) оказывается в пользу (24).

В результате преобразования правых частей (2) с использованием (24) исходная система (1) принимает вид:

$$\left. \begin{aligned} T_i \ddot{\delta}_i &= F_i^{(1)} + F_i^{(2)}; \quad M_{n+i}^{(1)} + M_{n+i}^{(2)} = 0; \quad N_{n+i}^{(1)} + N_{n+i}^{(2)} = 0, \\ &\quad (i = 1, \dots, m); \\ M_i^{(1)} + M_i^{(2)} &= 0; \quad N_i^{(1)} + N_i^{(2)} = 0, \\ &\quad (i = m+1, \dots, n). \end{aligned} \right\} \quad (25)$$

Выражения для функций с индексом 1 в (25) определяются формулами:

$$\begin{aligned} F_i^{(1)} &= P_{\tau i} - E_i^2 Y_{i, i+n} \sin \alpha_{i, i+n} - E_i u_{i+n} Y_{i, i+n} \times \\ &\quad \times \cos \alpha_{i, i+n} \sin(\delta_i - \varphi_{i+n}); \\ M_{n+i}^{(1)} &= P_{n+i} - E_i u_{n+i} Y_{n+i, i} \cos \alpha_{n+i, i} \times \\ &\quad \times \sin(\varphi_{n+i} - \delta_i) - u_{n+i} \sum_{\substack{k=m+1 \\ k \neq n+i}}^{n+m} Y_{n+i, k} \cos \alpha_{n+i, k} \times \\ &\quad \times u_k \sin(\varphi_{n+i} - \varphi_k); \\ N_{n+i}^{(1)} &= \frac{Q_{n+i}(u_{n+i})}{u_{n+i}} - Y_{n+i, n+i} u_{n+i} \cos \alpha_{n+i, n+i} + \\ &\quad + E_i Y_{n+i, i} \cos \alpha_{n+i, i} \cos(\varphi_{n+i} - \delta_i) + \\ &\quad + \sum_{\substack{k=m+1 \\ k \neq n+i}}^{n+m} Y_{n+i, k} \cos \alpha_{n+i, k} u_k \cos(\varphi_{n+i} - \varphi_k); \\ M_i^{(1)} &= P_i - u_i \sum_{\substack{k=m+1 \\ k \neq i}}^{n+m} Y_{i, k} \cos \alpha_{i, k} u_k \sin(\varphi_i - \varphi_k); \\ N_i^{(1)} &= \frac{Q_i(u_i)}{u_i} - Y_{i, i} u_i \cos \alpha_{i, i} + \\ &\quad + \sum_{\substack{k=m+1 \\ k \neq i}}^{n+m} Y_{i, k} \cos \alpha_{i, k} u_k \cos(\varphi_i - \varphi_k). \end{aligned} \quad (26)$$

Для функций с индексом 2 в (25) имеют место следующие выражения:

$$\left. \begin{aligned} F_i^{(2)} &= E_i u_{i+n} Y_{i, i+n} \sin \alpha_{i, i+n} \cos(\delta_i - \varphi_{i+n}); \\ M_{n+i}^{(2)} &= -Y_{n+i, n+i} u_{n+i}^2 \sin \alpha_{n+i, n+i} + \\ &\quad + E_i u_{n+i} Y_{n+i, i} \sin \alpha_{n+i, i} \cos(\varphi_{n+i} - \delta_i) + \\ &\quad + u_{n+i} \sum_{\substack{k=m+1 \\ k \neq n+i}}^{n+m} Y_{n+i, k} \sin \alpha_{n+i, k} u_k \cos(\varphi_{n+i} - \varphi_k); \\ N_{n+i}^{(2)} &= E_i Y_{n+i, i} \sin \alpha_{n+i, i} \sin(\varphi_{n+i} - \delta_i) + \\ &\quad + \sum_{\substack{k=m+1 \\ k \neq n+i}}^{n+m} Y_{n+i, k} \sin \alpha_{n+i, k} \sin(\varphi_{n+i} - \varphi_k); \end{aligned} \right\} \quad (27)$$

$$\left. \begin{aligned} M_i^{(2)} &= -Y_{i,i} u_i^2 \sin \alpha_{i,i} + \\ &+ u_i \sum_{\substack{k=n+1 \\ k \neq i}}^{n+m} Y_{i,k} \sin \alpha_{i,k} u_k \cos(\varphi_i - \varphi_k); \\ N_i^{(2)} &= \sum_{\substack{k=n+1 \\ k \neq i}}^{n+m} Y_{i,k} \sin \alpha_{i,k} u_k \sin(\varphi_i - \varphi_k). \end{aligned} \right\}$$

Нетрудно видеть, что если в (25) отбросить члены с индексом 2, то получается консервативная модель электрической системы.

Потребуем, чтобы у консервативной модели стационарный режим совпадал с исследуемым режимом (5) исходной системы (1). Для этого систему (25) запишем в виде

$$\left. \begin{aligned} T_i \ddot{\delta}_i &= F_i^{(1)} + F_{i0}^{(2)} + \varepsilon (F_i^{(2)} - F_{i0}^{(2)}); \\ M_{n+i}^{(1)} + M_{n+i,0}^{(2)} + \varepsilon (M_{n+i}^{(2)} - M_{n+i,0}^{(2)}) &= 0; \\ N_{n+i}^{(1)} + N_{n+i,0}^{(2)} + \varepsilon (N_{n+i}^{(2)} - N_{n+i,0}^{(2)}) &= 0, \\ &\quad (i = 1, \dots, m); \\ M_i^{(1)} + M_{i,0}^{(2)} + \varepsilon (M_i^{(2)} - M_{i,0}^{(2)}) &= 0; \\ N_i^{(1)} + N_{i,0}^{(2)} + \varepsilon (N_i^{(2)} - N_{i,0}^{(2)}) &= 0, \\ &\quad (i = m+1, \dots, n), \end{aligned} \right\} \quad (28)$$

где через $F_{i,0}^{(2)}$, $M_{n+i,0}^{(2)}$, $N_{n+i,0}^{(2)}$, $M_{i,0}^{(2)}$, $N_{i,0}^{(2)}$ обозначены результаты подстановки (5) в (27).

В (28) введен дополнительный параметр ε ; при $\varepsilon=1$ система (28) совпадает с (25), а при $\varepsilon=0$ она принимает вид:

$$\left. \begin{aligned} T_i \ddot{\delta}_i &= F_i^{(1)} + F_{i,0}^{(2)}; \quad M_{n+i}^{(1)} + M_{n+i,0}^{(2)} = 0; \\ N_{n+i}^{(1)} + N_{n+i,0}^{(2)} &= 0, \quad (i = 1, \dots, m); \\ M_i^{(1)} + M_{i,0}^{(2)} &= 0; \quad N_i^{(1)} + N_{i,0}^{(2)} = 0, \\ &\quad (i = m+1, \dots, n). \end{aligned} \right\} \quad (29)$$

Система (29) является консервативной. Она обладает интегралом энергии (13). Выражение потенциальной функции получается из (14), если в (14) вместо P_{Ti} , P_{n+i} , P_i , Y_{jq} , $Q_k(u_k)$ соответственно подставить:

$$\begin{aligned} P_{Ti} &- E_i^2 Y_{i,i+n} \sin \alpha_{i,i+n} + F_{i,0}^{(2)}; \quad P_{n+i} + M_{n+i,0}^{(2)}; \\ P_i &+ M_{i,0}^{(2)}; \quad Y_{jq} \cos \alpha_{jq}; \quad Q_k(u_k) + N_{k,0}^{(2)} u_k. \end{aligned}$$

Замена исходной системы (25) консервативной (29) при исследовании устойчивости стационарного режима (5) ставит два вопроса: во-первых, является ли режим (5) статически устойчивым одновременно для обеих систем; во-вторых, насколько близки области притяжения стационарного режима (5) систем (25) и (29) в случае его статической устойчивости для каждой из этих систем.

Статическая устойчивость режима (5) определяется корнями характеристических уравнений линеаризованных систем, полученных из (11) и (12), в окрестности соответствующих (5) стационарных точек систем (11), (12). Можно показать, что нену-

левые корни этих уравнений совпадают с ненулевыми корнями характеристического уравнения для линеаризованной системы с постоянными коэффициентами, получаемой из (1) в окрестности (5). Если аналогичную линеаризацию провести также для системы (29), то в силу (25), (26) и (27) следует ожидать, что при достаточно малых α_{ik} корни характеристического уравнения окажутся близкими соответствующим корням характеристического уравнения для линеаризованной системы, полученной из (25).

Чтобы в общем случае убедиться в сохранении свойства статической устойчивости режима (5) при замене системы (25) на (29), необходимо проведение исследования вида или отыскание корней двух указанных характеристических уравнений.

Теперь остановимся на вопросе о соотношении областей притяжения общего стационарного режима у систем (25) и (29) в предположении, что он устойчив для каждой из этих систем. С этой целью обратимся к системе уравнений (28).

При $\varepsilon \rightarrow 0$ решения систем (28) и (29) с одинаковыми начальными условиями делаются близкими на все больших и больших отрезках времени t . По аналогии с [Л. 8] следует ожидать, что они будут близкими на достаточно больших интервалах и при $\varepsilon=1$, если только достаточно малы множители при ε в (28). Поскольку общий стационарный режим у систем (25) и (29) предполагается устойчивым, следует ожидать, что относительные углы (4) для решений этих систем с одинаковыми начальными условиями в достаточной близости от стационарного режима мало отличаются между собой при $t \geq 0$. Иными словами, область притяжения стационарного режима (5) системы (25) в случае ее достаточной малости хорошо аппроксимируется аналогичной областью системы (29).

Рассмотрим условия, при которых множители при ε в (28) оказываются малыми. Первое из них, как в требовании сохранения свойства устойчивости стационарного режима (5) при переходе от рассмотрения системы (25) к системе (29), — это достаточная малость всех α_{ik} ; второе — приближенные равенства

$$\left. \begin{aligned} \cos(\delta_i - \varphi_{i+n}) &\approx \cos(\delta_{i0} - \varphi_{i+n,0}); \\ \cos(\varphi_i - \varphi_k) &\approx \cos(\varphi_{i0} - \varphi_{k0}); \\ \sin(\delta_i - \varphi_{i+n}) &\approx \sin(\delta_{i0} - \varphi_{i+n,0}); \\ \sin(\varphi_i - \varphi_k) &\approx \sin(\varphi_{i0} - \varphi_{k0}) \end{aligned} \right\} \quad (30)$$

выполняются в достаточной близости от устойчивых стационарных режимов. Условия (30) при описанном выше способе построения консервативных моделей выполняются. Для сравнения отметим, что построение консервативной модели простым отбрасыванием в (25) $F_i^{(2)}$, $M_{n+i}^{(2)}$, $N_{n+i}^{(2)}$, $M_i^{(2)}$, $N_i^{(2)}$ менее эффективно, поскольку условия (30) при этом не выполняются.

Учет переходных процессов в контурах ротора. При учете переходных процессов в контурах ротора для части (или всех) генераторов соответствующие величины E_i в (1) и (2) являются переменными. Уравнения, которым они удовлетворяют, следуя

[Л. 2], запишем в виде:

$$\left. \begin{aligned} \frac{T_{doi}}{x_{di} - x'_{di}} \frac{dE'_{qi}}{dt} &= \frac{E_{qei}}{x_{di} - x'_{di}} - \frac{E_i}{x_{di} - x'_{di}}; \\ \frac{E_i}{x_{di} - x'_{di}} - \frac{E'_{qi}}{x_{di} - x'_{di}} - \\ - E_i Y_{i,i} + u_{i+n} Y_{i,i+n} \cos(\delta_i - \varphi_{n+i}) &= 0. \end{aligned} \right\} \quad (31)$$

Если для какого-то из генераторов предполагается постоянство E'_{qi} , то достаточно использовать лишь второе уравнение из (31). Величина E_{qei} в (31) предполагается постоянной.

Добавление (31) к (1), где в (2) предполагается $\alpha_{i,k}=0$ для всех i и k , приводит к системе уравнений:

$$\left. \begin{aligned} \frac{T_{doi}}{x_{di} - x'_{di}} \frac{dE'_{qi}}{dt} &= \frac{\partial V}{\partial E'_{qi}}; \quad \frac{\partial V}{\partial E_i} = 0; \\ T_i \frac{d^2 \delta_i}{dt^2} &= \frac{\partial V}{\partial \delta_i}; \\ \frac{\partial V}{\partial \varphi_{n+i}} &= 0; \quad \frac{\partial V}{\partial u_{n+i}} = 0, \quad (i=1, \dots, m); \\ \frac{\partial V}{\partial \varphi_i} &= 0; \quad \frac{\partial V}{\partial u_i} = 0, \quad (i=m+1, \dots, n). \end{aligned} \right\} \quad (32)$$

Потенциальная функция V в (32) представляется в виде

$$V = V_1 + V_2 + V_4, \quad (33)$$

где выражения для V_1, V_2 приведены в (14),

$$\begin{aligned} V_4 &= \sum_{i=1}^n \frac{E'_{qi} (E_{qei} - E_i)}{x_{di} - x'_{di}} + \\ &+ \frac{1}{2} \sum_{i=1}^m E_i^2 \left(\frac{1}{x_{di} - x'_{di}} - Y_{i,i} \right). \end{aligned} \quad (34)$$

Стационарным режимам электрической системы отвечают решения системы (32) с координатами

$$E'_{qi} = E'_{qio}, \quad E_i = E_{io}, \quad (i=1, \dots, m), \quad (35)$$

где E'_{qio}, E_{io} — постоянные. Остальные координаты решения даются формулами (5). Величина углового ускорения a по-прежнему определяется выражением (15).

Устойчивость решения (5) и (35) исследуется по отношению к переменным (7) и (8) и

$$E'_{qi}, E_i \quad (i=1, \dots, m). \quad (36)$$

Эти переменные удовлетворяют системе уравнений, которая получается добавлением к (11) уравнений (31). При этом в (11) необходимо положить:

$$F_i = \frac{\partial V}{\partial \delta_i}; \quad M_{n+i} = \frac{\partial V}{\partial \varphi_{n+i}}; \quad N_{n+i} = \frac{\partial V}{\partial u_{n+i}};$$

$$M_i = \frac{\partial V}{\partial \varphi_i}; \quad N_i = \frac{\partial V}{\partial u_i},$$

а в (31) использовать обозначения, принятые в (32). Стационарному режиму (5) и (35) у системы (11) и (31) отвечает стационарная точка. Исследование ее устойчивости возможно осуществить с помощью специальным образом подобранной функции Ляпунова [Л. 2].

Для построения этой функции сделаем в (32) замену переменных, использованную при получении системы (18). В результате система (32) имеет такой же вид, только вместо (33) для V получим:

$$V = V_1 - a \sum_{i=1}^m T_i \delta_i + V_2 + V_4, \quad (37)$$

где V_1, V_2 и V_4 определяются формулами (14) и (34).

Заметим, что полная производная по времени от функции

$$W = \frac{1}{2} \sum_{i=1}^m T_i \dot{\delta}_i^2 - V, \quad (38)$$

взятая в силу уравнений (32) имеет вид:

$$\frac{dW}{dt} = - \sum_{i=1}^m \frac{T_{doi}}{x_{di} - x'_{di}} \left(\frac{dE'_{qi}}{dt} \right)^2. \quad (39)$$

Если функция V имеет вид (37), то она, как это уже показано, может быть преобразована к виду:

$$V = V_2 + V_3 + V_4, \quad (40)$$

где V_3 определяется выражением (20). Правая часть (40) является функцией лишь относительных углов (4). Теперь остается убедиться, что функция

$$W_1 = \frac{1}{2} \sum_{i=1}^m T_i \omega_i^2 - V_2 - V_3 - V_4 \quad (41)$$

может использоваться в качестве функции Ляпунова при исследовании устойчивости стационарных точек системы (11) и (31), причем в (11) $F_i - T_i a = \frac{\partial V}{\partial \delta_i}$, где V — функция (40).

Полная производная по времени от W_1 в силу уравнений (11) и (31) оказывается отрицательной: $\frac{dW_1}{dt} \leq 0$. Справедливость этого утверждения следует из (39) и равенства

$$\frac{dW_1}{dt} = \frac{dW}{dt},$$

которое устанавливается непосредственным дифференцированием и использованием некоторых соотношений из [Л. 9].

Если функция (41) при ограничениях (22), к которым следует еще добавить алгебраические уравнения из (31), имеет условный максимум в стационарной точке системы (11) и (31), отвечающей стационарному режиму (5), то (41) является функцией Ляпунова, а режим (5) устойчив.

В случае, когда для части генераторов предполагается постоянство E_i или E'_{qi} , изменяется составляющая V_4 в (41): в правой части (34) будут опущены соответствующие слагаемые.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Веников В. А. Переходные электрохимические процессы в электрических системах. М., «Высшая школа», 1970. 472 с.

2. Васин В. П. Интеграл энергии для уравнений переходных процессов электроэнергетической системы при учете нагрузок статическими характеристиками. — «Изв. АН СССР. Энергетика и транспорт», 1974, № 6, с. 26—35.

3. Жданов П. С. Устойчивость электрических систем. М., Госэнергоиздат, 1948. 399 с.

4. Горев А. А. Избранные труды по вопросам устойчивости электрических систем. М., Госэнергоиздат, 1960. 260 с.

5. Морошкин Ю. В. К исследованию статической устойчивости сложных электрических систем. — «Изв. АН СССР. Энергетика и транспорт», 1972, № 2, с. 44—50.

6. Андронов А. А., Витт А. А., Хайкин С. Э. Теория колебаний. М., Физматгиз, 1959. 915 с.

7. Амбарников Г. А. Некоторые вопросы применения второго метода А. М. Ляпунова для исследования устойчивости электрических систем. Автореф. дис. на соиск. учен. степени к-та техн. наук. Свердловск, 1972. 26 с. (УПИ).

8. Блехман И. И. Синхронизация динамических систем. М., «Наука», 1971. 894 с.

9. Морошкин Ю. В. К исследованию устойчивости позиционных энергосистем. — «Труды второго семинара-симпозиума по применению метода функций Ляпунова в энергетике». Новосибирск, «Наука», 1970, с. 215—226.

[12.1.1976]

УДК 621.311.016.35.001.57

Некоторые свойства математических моделей электрических систем и их анализ применительно к задаче статической устойчивости

УШАКОВ Е. И.

Иркутск

В настоящее время общепринятой является точка зрения, что наиболее строгой математической моделью электрической системы при исследовании электромеханических переходных процессов является модель, основанная на уравнениях Горева—Парка, однако проведение исследований на основе этой модели затруднительно даже с учетом применения современных ЦВМ. Поэтому широкое применение получили разнообразные модели, основанные на тех или иных упрощениях, наиболее общим и принципиальным из которых является пренебрежение переходными электромагнитными процессами в статорных контурах синхронных машин.

Наиболее полные исследования допустимости принимаемых упрощений были проведены А. А. Горевым [Л. 1] и П. С. Ждановым [Л. 2], тем не менее в настоящее время этот вопрос еще нельзя считать окончательно решенным со всей необходимой строгостью. По этой причине в литературе встречаются высказывания о принципиальной неприменимости некоторых из упрощенных моделей электрических систем в силу определенной их структуры. Поэтому важной представляется задача исследования свойств упрощенных моделей с точки зрения их непротиворечивости.

В статье этот вопрос рассматривается применительно к задаче статической устойчивости электрических систем.

Под статической устойчивостью в электроэнергетике, как правило, понимают устойчивость в смысле определения, данного А. М. Ляпуновым [Л. 3]. В соответствии с этим наибольшее распространение для исследования устойчивости нашел метод линейного приближения, впервые строго обоснованный А. М. Ляпуновым. Согласно этому методу для асимптотической устойчивости состояния равновесия нелинейной автономной системы дифференциальных уравнений достаточно, чтобы все корни характеристического уравнения линейного приближения имели отрицательные действительные части. При наличии нулевых или чисто мнимых

корней, при отсутствии корней с положительной действительной частью линейного приближения уже недостаточно для суждения об устойчивости, и поэтому следует рассматривать нелинейные члены в разложении правых частей исходных дифференциальных уравнений. Эти случаи классифицированы А. М. Ляпуновым как критические [Л. 4].

Для ряда моделей электрических систем характерным является наличие критических корней в силу самой структуры этих уравнений. Так, для позиционной и консервативной моделей в силу четности характеристического уравнения для устойчивости необходимо, чтобы все корни этого уравнения имели нулевые действительные части [Л. 1 и 2]. В [Л. 5] показано, что упрощенные модели электрических систем, полученные при неучете электромагнитных переходных процессов в статорных цепях, отсутствии шин бесконечной мощности и регулирования по отклонениям абсолютных углов имеют нулевые корни, обусловленные самой структурой этих моделей. Если не учитывается зависимость электромагнитных сил от абсолютных скоростей синхронных машин, то таких корней два, в противном случае характеристическое уравнение имеет один нулевой корень.

В практике расчетов устойчивости нулевые корни, как правило, отбрасывают, переходя к рассмотрению вырожденного характеристического уравнения. Вместе с тем с точки зрения общей теории устойчивости это означает рассмотрение лишь необходимых условий устойчивости, поэтому важным представляется вопрос о выяснении также и достаточных условий устойчивости. Если окажется, что достаточные условия устойчивости определяют не пустое множество параметров системы, то тем самым будет доказана внутренняя непротиворечивость используемых математических моделей.

Решение этого вопроса представляется тем более необходимым, что в литературе иногда наличие нулевых корней считают свидетельством неустойчивости системы.

Так, в [Л. 6 и 7] вообще предлагается отказаться от всех моделей электрических систем, в которых не учитывается зависимость электромагнитных сил от абсолютных скоростей синхронных машин из-за будто бы присущих этим моделям принципиальных противоречий. Приведенные при этом в [Л. 6 и 7] доводы неубедительны и справедливо подвергаются критике в [Л. 9].

Отметим, что на недопустимость отбрасывания нулевых корней обращается внимание в [Л. 8], где этот вопрос рассматривается применительно к позиционным моделям; чтобы избежать появления таких корней, предлагается вводить дополнительную идеализацию в виде шин бесконечной мощности. Вообще, в [Л. 6 и 7] вопрос об анализе критических случаев, обусловленных структурой используемых математических моделей, поднимается, по-видимому, впервые в отечественной литературе.

Наряду с изложенным представляет интерес выяснить вопрос, насколько появление нулевого корня в характеристическом уравнении обусловлено допущением о неучете переходных процессов в статорных контурах синхронных машин.

Ниже предпринимается попытка в какой-то степени осветить упомянутые вопросы, при этом всюду предполагается отсутствие в системе шин бесконечной мощности и регулирования по отклонению абсолютных углов.

Преобразование координат. Общий метод исследования критических случаев, предложенный А. М. Ляпуновым, состоит в разделении системы уравнений на две группы с помощью специальным образом выбранного преобразования координат с последующим изучением свойств этих групп уравнений [Л. 4]. В рассматриваемых случаях задача очень просто решается путем применения неособенного линейного преобразования координат углов синхронных машин, которое имеет смысл перехода от абсолютных углов¹ к взаимным с учетом средневзвешенного угла:

$$\left. \begin{aligned} \delta_i &= \delta_1 - \delta_i, \quad (i = \overline{2, n}); \\ \theta_{св} &= \sum_{i=1}^n \mu_i \delta_i; \\ \mu_i &= \frac{I_i}{\sum_{j=1}^n I_j}, \quad (i = \overline{1, n}). \end{aligned} \right\} \quad (1)$$

Обратное преобразование имеет вид:

$$\delta_i = \theta_{св} - \theta_{i-1} + \sum_{j=2}^n \mu_j \theta_{j-1} \quad (i = \overline{1, n}). \quad (2)$$

Преобразование (1) использовано А. А. Горевым при исследовании устойчивости консервативных моделей электрических систем [Л. 10].

Для дальнейшего удобно представить указанное преобразование в матричной форме:

$$\theta_n = A_n \delta, \quad (1')$$

где $\theta_n = \{\theta_i\}$ — n — вектор-столбец; $\theta = \{\theta_i\}$ — $(n-1)$ — вектор-столбец;

$A_n \left(\frac{A}{\mu} \right)$, $\det A_n = 1 \neq 0$, μ — вектор-строка. Матрица

A порядка $(n-1) \times n$ имеет вид:

$$A = \begin{pmatrix} 1 & -1 & 0 & \dots & 0 \\ 1 & 0 & -1 & \dots & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 1 & 0 & 0 & \dots & -1 \end{pmatrix}. \quad (3)$$

Аналогичное преобразование можно применять и к скольжениям синхронных машин по отношению к синхронно вращающейся оси.

Смысл координаты $\theta_{св}$ состоит в том, что она характеризует положение центра инерции системы в синхронно вращающихся координатах. Скорость изменения этой координаты $s_{св} = d\theta_{св}/dt$ можно использовать при определении такого понятия как частота системы в переходном процессе, приняв $\omega_{сист} = \omega_0 + s_{св}$, хотя это и не единственно возможное определение.

Устойчивость полной модели. Примем следующий порядок записи уравнений электрической системы с использованием полных уравнений Горева — Парка [Л. 11]:

уравнения переходных процессов каждой синхронной машины отнесем к системе координат, жестко связанной с ротором этой машины;

уравнения переходных процессов в асинхронных машинах и статических элементах отнесем к координатным осям какой-либо одной синхронной машины; для определенности пусть это будет первая машина.

Полученные уравнения дополним уравнениями первого и второго законов Кирхгофа, записанными в осях координат, жестко связанных с ротором первой машины. В соответствии с принятыми условиями последние уравнения будут содержать синусы и косинусы взаимных углов. В остальных уравнениях явная зависимость от углов не будет иметь места. С учетом этого полученную систему уравнений в общем виде можно представить следующим образом (в матричной форме):

$$\left. \begin{aligned} Ips + f(\theta, s, x, px) &= 0; \\ F(\theta, s, x, px) &= 0; \\ p\delta &= s; \\ \theta &= A\delta, \end{aligned} \right\} \quad (4)$$

где p — символ дифференцирования по времени; матрица A определяется выражением (3).

Нетрудно показать, что свободный член характеристического уравнения линейного приближения системы (4) тождественно равен нулю, что означает наличие нулевого корня. Этот факт обусловлен тем обстоятельством, что зависимость от абсолютных углов проявляется в этой системе лишь через посредство разностей этих углов, т. е. через взаимные углы.

¹ Здесь и далее под абсолютными углами понимаются углы, отсчитанные по отношению к синхронно вращающейся оси.

Таким образом, наличие одного нулевого корня не связано с обычно принимаемым допущением о неучете переходных процессов в статорных цепях синхронных машин, а обусловлено физической природой изучаемой системы. Это обстоятельство хорошо согласуется с известным из теории электрических цепей положением, что установившийся режим при синусоидальных э. д. с. не зависит от выбора точки отсчета углов э. д. с.

Сделав в системе (4) преобразование координат в форме (1), получим эквивалентную систему в виде:

$$\left. \begin{aligned} ps + \varphi(\theta, s, x, px) &= 0; \\ F(\theta, s, x, px) &= 0; \\ p\theta &= As; \\ p\theta_{св} = \mu s &= \sum_1^n \mu_i s_i. \end{aligned} \right\} \quad (5)$$

Первые три уравнения системы (5) образуют замкнутую систему дифференциальных уравнений относительно переменных θ, s, x , которую удобно назвать усеченной системой. Последнее уравнение определяет изменение средневзвешенного угла. Поскольку средневзвешенный угол сам по себе не интересует исследователя и изменения всех остальных переменных (в том числе токов, напряжений, и т. п., подразумеваемых под буквой x) от него не зависят, то устойчивость исходной (4) и эквивалентной (5) систем следует изучать лишь по отношению к переменным θ, s, x . Устойчивость по отношению к абсолютным углам не имеет значения.

Характеристическое уравнение полной системы (5) имеет вид:

$$L(p) = \left| \begin{pmatrix} L_1(p) & 0 \\ \beta & p \end{pmatrix} \right| = p \det L_1(p) = 0. \quad (6)$$

Здесь $\det L_1(p)$ — характеристический полином усеченной системы (5). В силу инвариантности характеристического уравнения к линейным неособенным преобразованиям координат следует вывод о том, что нулевой корень, обусловленный структурой используемой модели (4) или (5), можно отбрасывать при анализе устойчивости.

Интересно отметить, что согласно известной теореме из теории критических случаев [Л. 4] при отрицательных действительных частях всех корней вырожденного характеристического уравнения будет иметь место устойчивость и абсолютных углов, но не асимптотическая.

Учитывая, что при рассмотрении использовалась наиболее строгая модель электрической системы, полученные выводы относительно свойств этой модели несут самый общий характер.

Поскольку упрощенные модели электрических систем, полученные при неучете переходных процессов в статорных контурах синхронных машин, но с учетом зависимости электромагнитных моментов и э. д. с. от абсолютных скоростей (скольжений), можно привести к виду (4), то все сказанное распространяется на них без особого доказательства.

Таким образом, в рассматриваемом критическом случае вопрос о достаточных условиях устойчивости можно считать решенным.

Отметим, что в [Л. 2, 6 и 7] распространена запись исходной системы вида (5) без последнего уравнения, что позволяет избежать появления нулевого корня в характеристическом уравнении. Однако такая запись существенно повышает порядок характеристического определителя и тем самым делает более громоздкой процедуру его развертывания при получении коэффициентов характеристического уравнения.

Целесообразнее представить исходную систему в одном из следующих видов:

$$\left. \begin{aligned} Ip^2\delta + f(\delta, p\delta, x, px) &= 0; \\ F(\delta, p\delta, x, px) &= 0 \end{aligned} \right\} \quad (7)$$

или

$$\left. \begin{aligned} p^2\theta + \varphi(\theta, p\theta, s_{св}, x, px) &= 0; \\ \Phi(\theta, p\theta, s_{св}, x, px) &= 0; \\ ps_{св} - f_{св}(\theta, p\theta, s_{св}, x, px) &= 0. \end{aligned} \right\} \quad (8)$$

По сравнению с формой записи (5) порядок характеристического определителя понижается в случае (7) на $(n-1)$ единиц (n — число синхронных машин) и в случае (8) — на n единиц. Вторая форма записи особенно удобна при анализе аperiodической устойчивости, поскольку позволяет без дополнительных преобразований получить свободный член вырожденного характеристического уравнения из исходного определителя, положив $p=0$ (в первом случае при $p=0$ получаем тождественный нуль).

Устойчивость упрощенных моделей, полученных при неучете явной зависимости от абсолютных скольжений. Модели рассматриваемого класса нашли наиболее широкое применение при расчетах устойчивости электрических систем, поэтому изучение их свойств представляет особый интерес. В общем виде уравнения таких моделей можно представить следующим образом:

$$\left. \begin{aligned} Ip^2\delta + f(\theta, x, px) &= 0; \\ F(\theta, x, px) &= 0; \\ \theta &= A\delta. \end{aligned} \right\} \quad (9)$$

В частном случае, когда в системе (9) отсутствует зависимость от px , имеет место так называемая позиционная модель электрической системы. Этот случай будет рассмотрен особо.

Как уже отмечалось, характеристическое уравнение системы (9) имеет два нулевых корня. Покажем аналогично тому, как это сделано для позиционных систем в [Л. 12], что любой установившийся режим системы (9) всегда неустойчив в смысле Ляпунова. Введем в рассмотрение вектор-решение уравнений (9):

$$\xi(t) = \{\delta(t), \theta(t), x(t)\}. \quad (10)$$

Состоянию равновесия отвечает вектор

$$\xi_0 = \{\delta_0, \theta_0, x_0\}. \quad (11)$$

Очевидно, вектор $\bar{\xi}(t) = \{\delta_0 + est, \theta_0, x_0\}$, где e — единичный вектор, s — любое сколь угодно малое число, удовлетворяет системе (9). Отсюда сразу следует сделанное утверждение. Этот факт интересен сам по себе, поскольку наглядно иллюстрирует необходимость строгого исследования критических случаев, важен для применения второго метода Ляпунова, так как показывает, что бесполезно искать функцию Ляпунова в координатах абсолютных углов.

Как нетрудно видеть, неустойчивость имеет место по отношению к абсолютным углам. Но, как выше было установлено, устойчивость по отношению к абсолютным углам не имеет значения.

Применив к системе (9) преобразование (1), получим эквивалентную систему:

$$\left. \begin{aligned} p^2\theta + \varphi(\theta, x, px) &= 0; \\ F(\theta, x, px) &= 0; \\ p^2\theta_{св} = \Phi_{св}(\theta, x, px) &\equiv 0. \end{aligned} \right\} \quad (12)$$

Первые два уравнения системы (12) образуют замкнутую систему уравнений относительно переменных θ, x . Решение этой системы дает полное представление о режиме системы за исключением координаты $\theta_{св}$ и ее производной или соответственно за исключением абсолютных углов и их производных, которые в рамках рассматриваемой модели сами по себе не интересны, поскольку от них остальные параметры режима (токи, напряжения и т. п.) не зависят. Тем не менее формально можно требовать и устойчивости в отношении абсолютных скоростей, поскольку, как было выше установлено, устойчивость по этим координатам необходима. В пользу этого говорит и еще одно обстоятельство. Дело в том, что обычная предпосылка для получения модели вида (9) из исходной полной модели состоит в предположении малости изменения абсолютных скольжений в переходном процессе, поэтому факт устойчивости по абсолютным скольжениям может рассматриваться как подтверждение исходной предпосылки.

Нетрудно показать, аналогично тому, как это делалось для абсолютных углов в полной модели (5), что если вырожденное характеристическое уравнение системы (9) или (12) имеет все корни с отрицательными действительными частями, то система (9) не только асимптотически устойчива по координатам θ, x , но и обладает простой устойчивостью по координате $s_{св}$ или, что то же самое, по абсолютным скольжениям. Как показывают расчеты [Л. 3], множество режимов, в которых выполняется указанное требование к вырожденному характеристическому уравнению, не пусто, поэтому модели электрических систем вида (9) внутренне не противоречивы.

Устойчивость консервативных моделей. Хотя консервативная модель является частным случаем позиционной модели, методически удобно их различать, поскольку первая легче поддается исследованию. Как уже отмечалось, необходимым условием устойчивости таких моделей является равенство нулю всех действительных частей корней характеристического уравнения. Вопрос об устойчи-

вости консервативных моделей рассматривался с позиций второго метода Ляпунова в [Л. 8]. В предположении наличия в системе шин бесконечной мощности в [Л. 8] выяснены соотношения между необходимыми условиями устойчивости, полученными на основе исследования характеристического уравнения, и достаточными условиями устойчивости на основе второго метода Ляпунова.

Представляет интерес выяснить этот вопрос при более общем условии отсутствия в системе шин бесконечной мощности.

Запишем уравнения консервативной модели в общем виде

$$\left. \begin{aligned} I_i p s_i &= P_i - P_{\Sigma i}(\delta_1 - \delta_2, \dots, \delta_1 - \delta_n); \\ p \delta_i &= s_i, \quad (i = \overline{1, n}), \end{aligned} \right\} \quad (13)$$

где $P_i = \text{const}$, и функции $P_{\Sigma i}$ удовлетворяют соотношениям:

$$\frac{\partial P_{\Sigma i}}{\partial \delta_j} = \frac{\partial P_{\Sigma j}}{\partial \delta_i}; \quad \sum_1^n P_{\Sigma i} = 0. \quad (14)$$

Конкретный вид функций $P_{\Sigma i}$ может быть различным (но это различие незначительно) в зависимости от условий получения консервативной модели.

Предположим также, что выполняется условие:

$$\sum_1^n P_i = 0^*. \quad (15)$$

При условиях (14), (15) система (13) допускает первый интеграл (интеграл энергии) в виде равенства на траекториях системы [Л. 10 и 12]

$$\begin{aligned} V &= T(s_1, \dots, s_n) + \Pi(\delta_1, \dots, \delta_n) = \\ &= \sum_1^n I_i \frac{s_i^2}{2} + U(\delta_1, \dots, \delta_n) = \text{const}. \end{aligned} \quad (16)$$

Не нарушая общности, можно считать, что в положении равновесия выполняется условие:

$$U(\delta_{120}, \dots, \delta_{1n0}) = 0. \quad (17)$$

Для исследования устойчивости установившихся режимов системы (13) по отношению к координатам δ_i, s_i рассмотрим эквивалентную ей в этом отношении систему

$$\left. \begin{aligned} I_i p s_i &= P_i - P_{\Sigma i}(\delta_{12}, \dots, \delta_{1n}); \\ p \delta_{1i} &= s_i - s_i. \end{aligned} \right\} \quad (18)$$

Нетрудно убедиться в том, что производная функции $V(\delta_{12}, \dots, \delta_{1n}, s_1, \dots, s_n)$, определяемой выражением (16), тождественно равна нулю на траекториях системы (18). Если эта функция является к тому же определенно положительной, то

* Невыполнение этого условия означает, что в системе имеется небаланс между генерацией и нагрузкой, поэтому установившийся режим в системе (13) невозможен [Л. 10]. Исследование соответствующего неустойчивого режима не представляет затруднений [Л. 12], но этот случай не представляет практического интереса.

в соответствии с вторым методом Ляпунова состояние равновесия системы (18) будет устойчиво [Л. 4]. Очевидно, для этого достаточно потребовать, чтобы функция $U(\delta_{12}, \dots, \delta_{1n})$ в положении равновесия системы (18) имела строгий минимум. Как известно, достаточным условием минимума функции многих переменных является положительная определенность матрицы вторых частных производных этой функции. В рассматриваемом случае эта матрица имеет следующий вид:

$$\Gamma = \left\{ \frac{\partial^2 U}{\partial \delta_{1i} \partial \delta_{1j}} \right\} = \begin{pmatrix} -\frac{\partial P_{\Sigma 2}}{\partial \delta_{12}} & \dots & -\frac{\partial P_{\Sigma 2}}{\partial \delta_{1n}} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ -\frac{\partial P_{\Sigma n}}{\partial \delta_{12}} & \dots & -\frac{\partial P_{\Sigma n}}{\partial \delta_{1n}} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \frac{\partial P_{\Sigma 2}}{\partial \delta_2} & \dots & \frac{\partial P_{\Sigma 2}}{\partial \delta_n} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ \frac{\partial P_{\Sigma n}}{\partial \delta_2} & \dots & \frac{\partial P_{\Sigma n}}{\partial \delta_n} \end{pmatrix}. \quad (19)$$

В самом деле, из этого факта, что функция U является потенциальной энергией системы, следует, что

$$\frac{\partial U}{\partial \delta_i} = -(P_i - P_{\Sigma i}) \quad (i = \overline{1, n}).$$

С другой стороны,

$$\frac{\partial U}{\partial \delta_i} = \frac{\partial U}{\partial \delta_{1i}} \frac{\partial \delta_{1i}}{\partial \delta_i} = -\frac{\partial U}{\partial \delta_{1i}},$$

откуда получим:

$$\frac{\partial^2 U}{\partial \delta_{1i} \partial \delta_{1j}} = -\frac{\partial P_{\Sigma i}}{\partial \delta_{1j}} = \frac{\partial P_{\Sigma i}}{\partial \delta_j}, \quad (i, j = \overline{2, n}).$$

Характеристическое уравнение системы линейного приближения в рассматриваемом случае с учетом второго из свойств (14) путем несложных преобразований приводится к виду:

$$L(p) = p^2 \sum_{i=1}^n I_i \begin{vmatrix} I_2 p^2 + \frac{\partial P_{\Sigma 2}}{\partial \delta_2} & \dots & \frac{\partial P_{\Sigma 2}}{\partial \delta_n} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ \frac{\partial P_{\Sigma n}}{\partial \delta_2} & \dots & I_n p^2 + \frac{\partial P_{\Sigma n}}{\partial \delta_n} \end{vmatrix} = 0. \quad (20)$$

В силу четности этого уравнения необходимым условием устойчивости будет требование вещественности всех корней вспомогательного уравнения

$$|\Gamma - \lambda \tilde{\Gamma}| = 0, \quad (21)$$

где $\lambda = -p^2$; $\tilde{\Gamma}$ — диагональная $(n-1) \times (n-1)$ матрица, элементами которой являются постоянные инерции всех синхронных машин, начиная со второй; Γ — симметричная матрица вторых частных производных функции U .

Как известно из [Л. 13], при положительно определенной матрице $\tilde{\Gamma}$ и симметрической матрице Γ (в нашем случае эти условия удовлетворяются) корни уравнения (21) всегда вещественны. При дополнительном предположении положительной определенности матрицы Γ эти корни все будут строго

больше нуля, что соответствует чистой мнимости всех корней вырожденного характеристического уравнения системы (13). Таким образом, необходимые условия устойчивости не являются достаточными (вообще говоря, как указано в [Л. 10], в общем случае вещественность всех корней уравнения (21) не является достаточным условием даже для устойчивости линейной консервативной модели). Тем не менее, если не принимать во внимание случаи наличия у вырожденного характеристического уравнения нулевых корней, что в принципе не исключается при некоторых значениях коэффициентов этого уравнения, то полученные достаточные условия устойчивости можно считать и необходимыми. Во всяком случае, если анализ корней вырожденного характеристического уравнения производить на основе рядов Штурма [Л. 10], то полученные условия будут в точности соответствовать достаточным условиям, полученным по функции Ляпунова вида (16). Отметим, что в [Л. 8] допускается неточность в том, что утверждение о необходимых и достаточных условиях формулируется без соответствующей оговорки.

Интересно отметить, что рассмотренные условия устойчивости консервативной модели можно сформулировать (исходя из формы матрицы Γ) в виде требования положительной определенности матрицы синхронизирующих моментов, полученной в предположении, что точка приложения расчетной э.д.с. одной из синхронных машин (безразлично какой) принята за шины бесконечной мощности. Таким образом, здесь имеем случай, когда предположение о наличии шин бесконечной мощности не оказывает влияния на полученные результаты.

Устойчивость позиционных моделей. Особенности получения достаточных условий в этом случае рассмотрены в [Л. 8]. Анализ общего случая на основе второго метода Ляпунова здесь невозможен, поскольку неизвестна подходящая функция Ляпунова. Однако определенных результатов можно достичь при рассмотрении частного случая двухмашинной системы. Рассмотрение этого случая представляет интерес, особенно в свете работы [Л. 14], в которой предпринята попытка на примере двухмашинной схемы показать несостоятельность позиционных моделей с принципиальной точки зрения. Не касаясь пока вопроса о зависимости свободного члена характеристического уравнения от постоянных инерции, рассмотрим основные доводы, приводимые в [Л. 14] в части нарушения закона сохранения массы, энергии и несоответствия «физике упругих колебаний». Заметим при этом, что в [Л. 14] рассмотрение проводится для линейной позиционной модели с постоянными возмущениями в правой части:

$$\left. \begin{aligned} I_1 p \omega_1 + c_1 \Delta \delta_{12} &= \Delta P_1; \\ I_2 p \omega_2 + c_2 \Delta \delta_{12} &= \Delta P_2; \\ \omega_1 - \omega_2 - p \Delta \delta_{12} &= 0. \end{aligned} \right\} \quad (22)$$

Из анализа решения этой системы при нулевых начальных условиях на основе ошибочного выражения для скорости центра инерции в [Л. 14] де-

дается неверный вывод о нарушении закона сохранения массы на том основании, что ускорение центра инерции будто бы стремится к бесконечности при приближении к нулю выражения в правой части критерия Вагнера—Эванса:

$$K = c_1 I_2 - c_2 I_1 > 0. \quad (23)$$

На самом деле ничего подобного не происходит. Правильное выражение для ускорения центра инерции имеет вид (при нулевых начальных условиях):

$$a_{св} = \frac{ds_{св}}{dt} = L \left(\frac{1 - \cos \omega t}{\omega^2} \right) + \frac{\sum_1^2 \Delta P_i}{\sum_1 I_i}, \quad (24)$$

где

$$L = - \frac{c_1 + c_2}{2} \frac{\Delta P_1 I_2 - \Delta P_2 I_1}{I_1 I_2}; \quad \omega = \sqrt{\frac{K}{I_1 I_2}}.$$

При $\sum_1^2 \Delta P_i = 0$ имеем:

$$\lim_{k \rightarrow 0} a_{св} = L \lim_{\omega \rightarrow 0} \frac{1 - \cos \omega t}{\omega^2} = L \frac{t^2}{2}. \quad (25)$$

Тот же самый результат можно получить и непосредственным интегрированием системы (22) при $K=0$. Таким образом, ускорение средневзвешенного движения (центра инерции) имеет конечную величину, и противоречия закону сохранения массы нет. Это, впрочем, было ясно и заранее, так как для средневзвешенного движения момент инерции равен сумме моментов инерции отдельных генераторов.

По поводу приводимого в [Л. 14] довода о нарушении закона сохранения энергии в силу возможности «самодвижения» при равенстве нулю подводимой мощности $\left(\sum_1^2 \Delta P_i = 0 \right)$ заметим, что при

выяснении физического смысла упрощенных моделей следует соблюдать известную осторожность. Например, рассуждая формально, можно вообще отвергнуть любую модель, в которой не учитываются переходные электромагнитные процессы в статорных контурах на том основании, что описание процессов в индуктивностях и емкостях при неустановившихся токах чисто алгебраическими уравнениями противоречит законам электротехники.

В действительности здесь речь должна идти не о физической сущности, а о количественных соотношениях между упрощенными и точными выражениями для токов. В этом смысле при физической интерпретации позиционной модели следует иметь в виду, что фактически в уравнениях движения используются не мощности, а электромагнитные моменты, определенные в силу упрощенных выражений для токов. При этом получающееся различие в мощностях при $R_r = 0$ на

зажимах генератора $P = U_q i_q + U_d i_d$ и на валу генератора $N = (1+s) M_{эл} = (1+s) P$ находится в соответствии с физикой явления и объясняется изменением запасенной магнитной энергии [Л. 3].

Такое замечание относится ко всем моделям, в которых не учитывается зависимость электромагнитных моментов и э.д.с. от абсолютных скольжений. В этом отношении указанные модели являются даже более строгими, чем те, в которых подобная зависимость учитывается (при неучете переходных электромагнитных процессов в статорных цепях).

Таким образом, противоречия закону сохранения энергии в позиционной модели нет, так как равенство нулю суммы приложенных моментов не означает равенства нулю подводимой к системе энергии. Аналогичное недоразумение допущено в [Л. 14] при трактовке физики упругих колебаний.

Возвращаясь к выражению (25), во избежание возможного недоумения в связи с тем, что ускорение центра инерции стремится к бесконечности с течением времени, напомним, что линейная модель справедлива лишь при малых отклонениях координат от исходного режима, а следовательно, при малых t в рассматриваемом случае. Для выяснения поведения системы при больших t следует уже учитывать нелинейность исходной модели. Возрастание ускорения центра инерции при постоянных внешних моментах при малых t физически можно объяснить тем, что при приложении дополнительных моментов ΔP_1 и ΔP_2 в переходном процессе изменяются потери энергии в линии связи, следовательно, на валах генераторов появляются дополнительные моменты, прогрессивно изменяющиеся из-за прогрессивно изменяющихся потерь энергии.

В заключение укажем, что устойчивость нелинейной позиционной двухмашинной схемы во взаимном движении нетрудно установить с помощью второго метода Ляпунова. При этом достаточные условия даются критерием (23). Однако строго показать при этом, что имеет место устойчивость и абсолютных скоростей, не удалось.

Таким образом, вопрос об устойчивости позиционных моделей остается открытым.

Об учете явной зависимости от абсолютных скольжений в упрощенных моделях. Свободный член вырожденного характеристического уравнения при неучете явной зависимости электромагнитных сил от абсолютных скольжений оказывается зависящим от соотношения между постоянными инерции синхронных машин. Это обстоятельство является едва ли не основным доводом, приводимым в [Л. 6 и 7] против использования этого класса моделей, с ссылкой на классическую механику и теорию устойчивости. В связи с этим уместно отметить, что в классической механике встречаются задачи, в которых свободный член вырожденного характеристического уравнения зависит от моментов инерции. Такова, например, задача об устойчивости равномерного вращения твердого тела вокруг главной оси инерции [Л. 4 и 15], так что ссылка на классическую механику в этом плане не является обоснованной.

Противоречие теории устойчивости в [Л. 6, 7 и 14] усматривается в том, что уравнения установившегося режима, полученные из дифференциальных уравнений путем приравнивания нулю производных, могут оказаться несовместными при введении в правую часть произвольных постоянных по величине возмущений. Однако этот довод не является правильным, поскольку, с одной стороны, теория устойчивости имеет дело с заданным установившимся режимом (в общем случае не обязательно с установившимся, а с любым частным решением исходной системы дифференциальных уравнений), с другой стороны, хорошо известно, что установившийся режим электрической системы при произвольных значениях параметров может не существовать, и в этом нет противоречия. Например, если суммарная мощность источников (первичных двигателей) превышает суммарную мощность нагрузок, то установившийся режим невозможен.

С принципиальной точки зрения представляется справедливым замечание [Л. 9] о том, что пренебрежение зависимостью электромагнитных моментов и э.д.с. от абсолютных скольжений имеет практически то же основание, что и пренебрежение электромагнитными переходными процессами в статорных контурах синхронных машин. В обоих случаях предполагается наличие в исходной системе уравнений малых параметров. Другое дело, что в настоящее время этот вопрос недостаточно исследован с количественной стороны, но это лишь указывает направление дальнейших исследований.

Объяснение зависимости свободного члена вырожденного характеристического уравнения от постоянных инерции на основе метода малых параметров рассматривалось П. С. Ждановым [Л. 2], который предложил дополнять условия устойчивости позиционной системы условием положительности свободного члена характеристического уравнения системы при учете зависимости от абсолютных скольжений. Однако, как отмечает сам П. С. Жданов, этот подход в рассматриваемом случае не является строгим прежде всего потому, что появление малых параметров означает появление малых действительных частей у корней характеристического уравнения, которые исчезают при исчезновении этих малых параметров и могут быть как положительными, так и отрицательными.

Применение позиционной модели было бы оправданным, если бы удалось показать, что действительные части корней изменяют знак вблизи предела устойчивости, определяемом позиционной моделью. Для случая двухмашинной схемы этот вопрос подробно исследован в [Л. 2], где показано, что отмеченное свойство практически имеет место (при неучете регулирования возбуждения и переходных процессов в обмотке возбуждения). При этом свободный член полного характеристического уравнения в некоторых случаях изменяет знак значительно позднее, чем нарушается условие отсутствия самораскачивания, что с большой точностью определяется с помощью позиционной модели. Таким образом, в данном частном случае использование позиционной модели можно считать правомерным.

При учете переходных процессов в обмотках возбуждения, синхронных машин, но при неучете зависимости от абсолютных скольжений, характеристическое уравнение содержит все степени оператора, а не только четные степени как в предыдущем случае. Поэтому применение метода малых параметров здесь является более оправданным, поскольку действительные части корней вырожденного характеристического уравнения в этом случае отличны от нуля. Полное характеристическое уравнение при этом можно представить в виде:

$$p^n + (a_1 + \lambda_1) p^{n-1} + \dots + (a_{n-1} + \lambda_{n-1}) p + \lambda_n = 0,$$

где λ_i предполагаются малыми параметрами по сравнению с a_i .

Отсюда видно, что свободный член вырожденного характеристического уравнения с точностью до малого параметра λ_{n-1} определяет предпоследний член полного характеристического уравнения. В этом и заключается смысл зависимости свободного члена характеристического уравнения упрощенных моделей от постоянных инерции.

Подчеркнем еще раз, что для решения этого вопроса с исчерпывающей полнотой требуется показать фактическую малость параметров λ_i . Это обстоятельство имеет важное значение, поскольку позволит с большей уверенностью использовать накопленный опыт расчетов с применением упрощенных моделей, а также и в связи с тем, что учет зависимости электромагнитных моментов и э.д.с. от индивидуальных скольжений синхронных машин сопряжен со значительными трудностями [Л. 2]. Вместе с тем для расчета свободного члена полного характеристического уравнения λ_n достаточно учесть зависимость электромагнитных сил (моментов и э.д.с.) от общей частоты системы, что не представляет особых затруднений [Л. 2 и 16].

Требование положительности свободного члена полного характеристического уравнения можно рассматривать в качестве условия устойчивости частоты в предположении устойчивости взаимного движения. Однако такая трактовка носит чисто формальный характер, поскольку изложенный выше подход представляет в сущности лишь удобный методический прием для оценки корней полного характеристического уравнения, и не следует вкладывать в него слишком большое содержание.

В действительности устойчивость частоты также является необходимым условием устойчивости взаимного движения, как и обратное требование, т. е. по своей физической сущности проблема устойчивости взаимного движения и устойчивости частоты (средневзвешенной скорости) в рамках этого подхода оказываются взаимосвязанными. Иными словами, из изложенного не следует, что в исходной полной модели (равно как и в реальной системе) возможны режимы, в которых наблюдается устойчивость взаимного движения при неустойчивости частоты или наоборот, хотя такая возможность полностью и не исключается.

Выводы. 1. Используемые в настоящее время различные модели сложных электрических систем внутренне не противоречивы, за исключением, быть может, позиционных моделей, хотя для использо-

вания двухмашинной позиционной модели имеются основания. В общем случае исследование позиционных моделей в этом смысле должно быть продолжено. Имеющиеся в литературе доводы против использования подобных моделей в большинстве своем неосновательны.

2. Для количественной оценки принимаемых упрощений, особенно в части основного допущения в виде пренебрежения переходными электромагнитными процессами в статорных контурах, требуются дальнейшие исследования. В теоретическом плане представляется эффективным применение для этой цели методов малого параметра в том виде, как это проводилось в исследованиях А. А. Горева и П. С. Жданова. Необходима также экспериментальная проверка упрощенных моделей с помощью эталонных программ для ЦВМ и на физических моделях, а также сопоставлением с результатами натурных испытаний.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Горев А. А. Переходные процессы синхронной машины. М., Госэнергоиздат, 1950.
2. Жданов П. С. О статической устойчивости сложных электрических систем. — «Труды ВЭИ», Госэнергоиздат, 1940, вып. 40.
3. Веников В. А. Переходные электромагнитные процессы в электрических системах. М., «Энергия», 1964.
4. Малкин И. Г. Теория устойчивости движения. М., Физматгиз, 1966.
5. Цукерник Л. В. Анализ матрицы коэффициентов уравнений возмущенного движения сложной энергетической системы и определение порядка характеристического уравнения. —

В кн.: Вопросы устойчивости и автоматики энергетических систем, АН УССР, Киев, 1959.

6. Костюк О. М. О дифференциальных уравнениях в теории статической устойчивости энергосистем. — В кн.: Проблемы технической электродинамики, Киев, «Наукова думка», 1971, вып. 31.

7. Костюк О. М. К теории статической устойчивости энергосистем. Уравнения основных звеньев системы. — В кн.: Проблемы технической электродинамики, Киев, «Наукова думка», 1973, вып. 43.

8. Тагиров М. А. Критические случаи по Ляпунову в теории устойчивости электрических систем. Труды семинара-симпозиума «Второй метод Ляпунова и его применение в энергетике». Новосибирск, 1966, ч. II.

9. Цукерник Л. В. О критике теории статической устойчивости энергосистем. — «Электричество», 1974, № 5.

10. Горев А. А. Введение в теорию устойчивости параллельной работы электрических станций. — В кн.: Избранные труды по вопросам устойчивости электрических систем. Госэнергоиздат, 1960.

11. Страхов С. В. Переходные процессы в электрических цепях, содержащих машины переменного тока. Госэнергоиздат, 1960.

12. Морошкин Ю. В. К исследованию устойчивости позиционных систем. Труды II семинара-симпозиума по применению метода функций Ляпунова в энергетике, Новосибирск, «Наука», 1970.

13. Гантмахер Ф. Р. Лекции по аналитической механике. Физматгиз, 1966.

14. Костюк О. М. Позиционная идеализация энергосистем и закон сохранения энергии, Киев, изд. ИЭД АН УССР, 1974.

15. Кузьмин П. А. Малые колебания и устойчивость движения. М., «Наука», 1973.

16. Ушаков Е. И. Анализ апериодической устойчивости сложных электрических систем с учетом статических характеристик нагрузок. — «Изв. АН СССР, энергетика и транспорт», 1974, № 4.

[13.1.1975]



УДК 621.311.016.53.001.57

О некоторых свойствах позиционной модели электрических систем

ЛУКАШОВ Э. С.

Новосибирск

В основе современной теории переходных процессов и устойчивости электрических систем лежит так называемая позиционная модель [Л. 1 и 2], отражающая наиболее существенные характеристики реальных электроэнергетических объединений. Свойства позиционной модели изучены еще не достаточно полно, поэтому иногда эти свойства трактуются ошибочно или объекту приписывают качества, ему не свойственные [Л. 3 и 4]. Вместе с тем изучение позиционной модели и ее характеристик несомненно позволит сделать выводы, которые можно распространить на реальные электрические системы. Поэтому понятен интерес, проявляемый к этому вопросу [Л. 5 и 6].

В частности, в [Л. 3, 4] указывается на способность позиционной модели двухмашинной электрической системы двигаться с постоянным ускорением под действием внешних сил, если их сумма равна нулю, а в [Л. 6] дано исчерпывающее объяснение этого явления.

Задача статьи — показать, что электрическая система при позиционной идеализации может при-

обретать постоянное ускорение и при отсутствии внешних сил, а также вскрыть физическую природу и механизм этого явления, вытекающего из закона сохранения энергии, а не противоречащего ему, как может показаться на первый взгляд.

Рассмотрим электрическую систему, содержащую две электрические машины (генераторы Г-1 и Г-2), соединенные активно-индуктивным сопротивлением, имеющие одинаковые э. д. с. E и работающие в режиме холостого хода. Как известно, позиционная идеализация приводит в этом случае к дифференциальным уравнениям, соответствующим незатухающим колебаниям взаимного угла δ_{12} между роторами генераторов. Однако при возникновении угла сдвига между э. д. с. генераторов в схеме начинает протекать ток и возникают потери в активном сопротивлении связи. За каждый цикл колебаний в схеме потребляется определенное количество энергии. Так как по условию моменты внешних сил, приложенных к роторам генераторов, равны нулю, то имеет место видимое противоречие между математическим описанием схемы,

очевидными физическими ее свойствами и законом сохранения энергии.

Уравнения двухмашинной системы в позиционной идеализации:

$$\left. \begin{aligned} T_{j1}\ddot{\delta}_1 &= P_{T1} - P_1; \\ T_{j2}\ddot{\delta}_2 &= P_{T2} - P_2; \\ \delta_{12} &= \delta_1 - \delta_2, \end{aligned} \right\} \quad (1)$$

где δ_1, δ_2 — углы между роторами $\Gamma-1$ и $\Gamma-2$ и некоторой синхронно вращающейся осью; T_{j1}, T_{j2} — постоянные механической инерции роторов генераторов; P_{T1} и P_{T2} — моменты турбин; P_1, P_2 — электромагнитные моменты, приложенные к роторам $\Gamma-1$ и $\Gamma-2$. По условию $P_{T1} = P_{T2} = 0$. Если для активной мощности принять положительным направление от $\Gamma-1$ к $\Gamma-2$, то

$$\left. \begin{aligned} P_1 &= E^2 y [\sin(\delta_{12} - \alpha) + \sin \alpha]; \\ P_2 &= E^2 y [\sin(\delta_{12} + \alpha) - \sin \alpha], \end{aligned} \right\} \quad (2)$$

где y — модуль проводимости, соответствующей сопротивлению связи $z = r + jx$; α — угол, дополняющий до 90° фазовый угол сопротивления.

Операторные уравнения малых колебаний рассматриваемой схемы:

$$T_{j1}p^2\Delta\delta_1 + c\Delta\delta_{12} = 0; \quad (3)$$

$$T_{j2}p^2\Delta\delta_2 - c\Delta\delta_{12} = 0; \quad (4)$$

$$\Delta\delta_1 - \Delta\delta_2 = \Delta\delta_{12}, \quad (5)$$

причем

$$c = \frac{dP_1}{d\delta_{12}} = \frac{dP_2}{d\delta_{12}} = E^2 y \cos \alpha.$$

Выражения (3) и (4) имеют разные знаки, так как при одном и том же $\Delta\delta_{12}$ на роторы генератора действуют моменты, разные по знаку. Например, при положительном $\Delta\delta_{12}$ на ротор $\Gamma-1$ действует тормозящий электромагнитный момент, а на ротор $\Gamma-2$ — ускоряющий.

Если, как это обычно делается, исключить абсолютные углы, вычтя из уравнения (3), умноженного на T_{j2} , уравнение (4), умноженное на T_{j1} , то в результате имеем уравнение с одним неизвестным $\Delta\delta_{12}$:

$$[T_{j2}p^2 + c]\Delta\delta_{12} = 0; \quad T_{j2} = \frac{T_{j1}T_{j2}}{T_{j1} + T_{j2}}, \quad (6)$$

соответствующее линейным незатухающим колебаниям угла $\Delta\delta_{12}$. Однако, чтобы не потерять информацию и получить систему уравнений, эквивалентную исходной системе (3) — (5), необходимо помимо разности (3) и (4) взять и их сумму:

$$T_{j\Sigma}p^2\Delta\delta_\Sigma = 0, \quad (7)$$

где $T_{j\Sigma} = T_{j1} + T_{j2}$ — суммарная постоянная механической инерции системы, а

$$\Delta\delta_\Sigma = \frac{T_{j1}\Delta\delta_1 + T_{j2}\Delta\delta_2}{T_{j1} + T_{j2}} \quad (8)$$

— координата центра инерции системы.

Система уравнений (6) и (7) полностью описывает малые колебания в рассматриваемой системе, но в отличие от (3) — (5) состоит из двух независимых уравнений, из которых первое указывает на незатухающий характер свободных колебаний в системе, а второе — на отсутствие ускорения центра инерции системы при любых начальных условиях.

Таким образом, линейная модель не учитывает наличия потерь в схеме, а причина этого станет понятной, если обратиться к геометрическому смыслу линеаризации исходных уравнений. На рис. 1 изображены характеристики мощности $\Gamma-1$ и $\Gamma-2$, соответствующие (2). Обе кривые проходят через начало координат и представляют синусоиды, сдвинутые вверх — направо и вниз — налево на одинаковые расстояния. Разность между ординатами кривых 1 и 2 характеризует активные потери в сопротивлении связи.

При линеаризации уравнений реальные характеристики мощности заменяются касательными в точке исходного режима. Так как кривые 1 и 2 в точке начала координат имеют одинаковый наклон, то их касательные совпадают, вследствие чего наличие потерь в линии линейная модель не учитывает. Вместе с тем очевидно, что как бы ни было мало отклонение угла δ_{12} от положения равновесия, моменты, приложенные к роторам генератора, будут различны.

Таким образом, линейная модель в принципе не в состоянии решить упомянутое выше противоречие, что указывает на необходимость исследования нелинейных колебаний.

С точки зрения задач настоящей работы эффективным оказывается не математическое исследование системы, а детальное изучение качественного протекания процесса колебаний во всех его фазах. Наиболее характерной особенностью рассматриваемой электромеханической системы является неуравновешенность связи, действующей на соединяемые этой связью валы генераторов с разными усилиями. Причем, как это следует из рис. 1, момент, действующий на ротор опережающего генератора, всегда больше момента, приложенного к ротору отстающего генератора. Так как связи в механических системах всегда действуют на соединяемые тела с равными и противоположными по направлению усилиями, то неуравновешенность электромеханических связей — наиболее существенное свойство электрических систем, определяющее их своеобразие и отличие их характеристик от систем механических. Кроме того, как будет

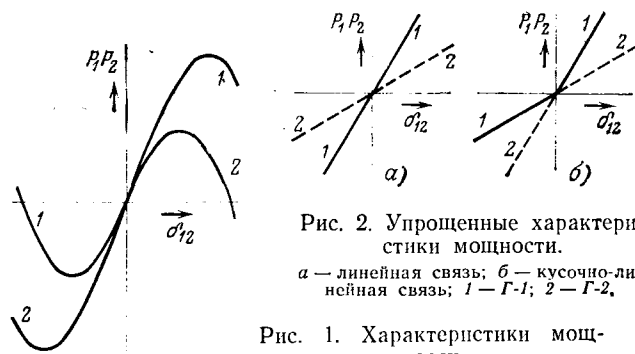


Рис. 1. Характеристики мощности.
1 — $\Gamma-1$; 2 — $\Gamma-2$.

Рис. 2. Упрощенные характеристики мощности.
а — линейная связь; б — кусочно-линейная связь; 1 — $\Gamma-1$; 2 — $\Gamma-2$.

показано ниже, это обстоятельство является решающим и с точки зрения изучения рассматриваемой системы.

Рассмотрим процесс колебаний двухмашинной системы для трех вариантов связи между валами генераторов: линейная связь — электромагнитные моменты, приложенные к роторам генераторов, равны, противоположны по направлению и пропорциональны (вариант 1); связь также линейная, но момент, приложенный к валу $\Gamma-1$, всегда больше по величине момента, приложенного к валу $\Gamma-2$, в соответствии с воображаемыми характеристиками мощности, приведенными на рис. 2,а (вариант 2); связь кусочно-линейная, соответствующая характеристикам мощности рис. 2,б (вариант 3). В этом случае тормозящий момент, действующий на ротор опережающего генератора, всегда больше ускоряющего момента, приложенного к ротору отстающего генератора. Напомним, что на характеристиках мощности (рис. 1, 2) положительным значениям P_1 соответствует тормозящий момент, отрицательным — ускоряющий, положительным значениям P_2 — ускоряющий момент, отрицательным — тормозящий. Будем считать, что $T_{j1} = T_{j2}$ и что при $t=0$ $\omega_2 = \omega_s$, а $\omega_1 = \omega_s + 2\Delta\omega$, т. е. в начале процесса ротор $\Gamma-2$ вращается с синхронной угловой скоростью, а ротор $\Gamma-1$ — со скоростью, превышающей синхронную на $2\Delta\omega$.

В таблице приведены показатели процесса в начальный момент времени и в конце каждой четверти периода T свободных колебаний угла δ_{12} . Для варианта 1 (линейной системы) скорость центра инерции системы ω_c в течение всего процесса остается неизменной, равной $\omega_s + \Delta\omega$.

Прежде чем перейти к описанию процесса при неуравновешенных связях, опишем методический прием, которым будем пользоваться. Если на два одинаковых по массе тела действуют силы взаимодействия, разные по величине, то заданные силы нужно разложить на две пары. Первая система сил, равных по величине полусумме абсолютных значений заданных сил, представляет собой обычную уравновешенную связь, определяющую взаимное движение тел относительно друг друга, действующую на тела с равными усилиями, но в противоположных направлениях, а поэтому не

влияющую на абсолютное движение центра тяжести системы. При этом к каждому телу приложена еще одна сила, равная полуразности заданных сил. Если массы тел одинаковы, то вторые составляющие, одинаковые по величине и направлению, не влияют на взаимное движение, но определяют абсолютное движение центра тяжести системы.

Если связь между генераторами выполнена по варианту 2, то в силу только что сказанного, взаимное движение роторов $\Gamma-1$ и $\Gamma-2$ определяется характеристикой мощности (момента) — средним арифметическим P_1 и P_2 (рис. 2,а). Так как в течение первой половины периода колебаний δ_{12} на ротор $\Gamma-1$ действует тормозящий момент, по величине больший ускоряющего момента на валу $\Gamma-2$, то вторые составляющие моментов, равные полуразности P_1 и P_2 в этот промежуток времени тормозят оба генератора в равной степени. Поэтому в момент $t=0,5T$ $\omega_c = \omega_s + \Delta\omega - \epsilon$, где ϵ — приращение абсолютной скорости, приобретенное центром инерции системы за первую половину периода изменения δ_{12} . Во вторую половину цикла качаний на ротор $\Gamma-1$ будет действовать ускоряющий момент, превышающий тормозящий момент на валу $\Gamma-2$. Поэтому система в целом будет разгоняться, а в силу полной симметрии характеристик мощности (рис. 2) центр инерции системы приобретает дополнительную скорость ϵ и к концу периода колебаний скорость центра инерции восстановится до первоначальной величины $\omega_c = \omega_s + \Delta\omega$.

Первая половина периода колебаний ($\delta_{12} > 0$) для варианта 3 нелинейной связи между генераторами повторяет вариант 2, центр инерции затормаживается на величину ϵ . Во второй половине периода ($\delta_{12} < 0$) в отличие от варианта 2 ротор $\Gamma-1$ разгоняется медленнее, чем тормозится ротор $\Gamma-2$, в соответствии с характеристиками рис. 2,б. Система затормозится еще больше, потеря абсолютной скорости за вторую половину периода колебаний будет также равна ϵ . За весь период T абсолютная скорость центра инерции системы уменьшится на 2ϵ . В этом случае центр системы движется с постоянным отрицательным ускорением.

Характеристики мощности на рис. 2,б имеют тот же общий вид, что и кривые на рис. 1. И в том и в другом случае имеется симметрия относительно начала координат. Поэтому все, что было сказано о колебаниях систем со связью по варианту 3, в полной мере относится и к первоначально рассматриваемой схеме.

Итак, в двухмашинной позиционной системе при отсутствии внешних сил колебания взаимного угла вызывают уменьшение абсолютной скорости, уменьшение частоты в системе. Физическая причина этого явления — увеличение потерь в режиме колебаний по сравнению с исходным стационарным режимом и компенсация дополнительного расхода энергии за счет единственно возможного источника за счет уменьшения запаса кинетической энергии вращающихся масс.

В рассмотренном случае абсолютное ускорение системы было отрицательным. Для того чтобы система разогналась в соответствии с законом со-

Вариант	Показатели процесса	Время t , доли периода				
		0	$T/4$	$T/2$	$3T/4$	T
1	δ_{12}	0	$\delta_{12 \max 1}$	0	$-\delta_{12 \max 1}$	0
	ω_1	$\omega_s + 2\Delta\omega$	$\omega_s + \Delta\omega$	ω_s	$\omega_s + \Delta\omega$	$\omega_s + 2\Delta\omega$
	ω_2	ω_s	$\omega_s + \Delta\omega$	$\omega_s + 2\Delta\omega$	$\omega_s + \Delta\omega$	ω_s
	ω_c	$\omega_s + \Delta\omega$	$\omega_s + \Delta\omega$	$\omega_s + \Delta\omega$	$\omega_s + \Delta\omega$	$\omega_s + \Delta\omega$
2	δ_{12}	0	$\delta_{12 \max 2}$	0	$-\delta_{12 \max 2}$	0
	ω_c	$\omega_s + \Delta\omega$	—	$\omega_s + \Delta\omega - \epsilon$	—	$\omega_s + \Delta\omega$
3	δ_{12}	0	$\delta_{12 \max 2}$	0	$-\delta_{12 \max 2}$	0
	ω_c	$\omega_s + \Delta\omega$	—	$\omega_s + \Delta\omega - \epsilon$	—	$\omega_s + \Delta\omega - 2\epsilon$

хранения энергии нужно подобрать такую схему связи, чтобы при колебаниях угла потребляемая в схеме активная мощность уменьшалась. Такой схемой может быть, в частности, индуктивное сопротивление, к средней точке которого присоединена активная проводимость. Индуктивное сопротивление соединяет генераторы, которые в исходном стационарном режиме несут некоторую активную нагрузку. При колебаниях взаимного угла напряжение в точке присоединения активной проводимости будет понижаться, а следовательно, будет уменьшаться потребляемая в схеме активная энергия. При постоянных моментах на валу из-за небаланса активной мощности вся система начнет разгоняться.

Тот факт, что в последнем случае ускорение будет положительным, доказывается преобразованием схемы из звезды в треугольник. При этом к неизменным э. д. с. генераторов оказываются присоединенными активно-индуктивные сопротивления, токи в которых не зависят от δ_{12} . Между э. д. с. генераторов оказывается включенным активно-индуктивное сопротивление с отрицательной активной составляющей. Этим приемом схема приводится к рассмотренной ранее, с распространением на нее всех ранее полученных результатов.

Подводя итоги, можно указать на следующее свойство позиционных моделей с любым количеством машин конечной мощности. Если в некотором стационарном режиме электрической системы возникли колебания взаимных углов, то при этом в общем случае изменяется потребление энергии в электрической схеме системы. За счет возникающего при этом небаланса активной мощности возникает ускорение центра инерции системы. В за-

висимости от структуры и характеристик элементов электрической схемы ускорение центра инерции может меняться по величине и знаку. Это свойство позиционной модели несомненно отражает свойства реальных электроэнергетических систем.

Следует отметить, что в описанных случаях имеет место беспредельное изменение частоты в системе, что не может служить аргументом против использования позиционной модели, область применения которой, как известно, ограничена узким диапазоном изменения частоты в системе. При необходимости получения математической модели более пригодной для изучения процессов при значительном изменении частоты достаточно учесть зависимость характеристик элементов схемы от частоты, например, зависимость э. д. с. от скорости вращения ротора. При этом в рассмотренных схемах беспредельного роста частоты не наблюдается.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Жданов П. С. Устойчивость электрических систем. ГЭИ, 1948.
2. Веников В. А. Переходные электрохимические процессы в электрических системах. М., «Высшая школа», 1970.
3. Костюк О. М. Позиционная идеализация энергосистемы и закон сохранения энергии. Киев, изд. ИЭД АН УССР, 1974.
4. Костюк О. М. Энергетические свойства позиционной модели энергосистемы. — В кн.: Проблемы технической электродинамики, Киев, «Наукова думка», 1975, № 53.
5. Цукерник Л. В. О критике теории статической устойчивости энергосистем. — «Электричество», 1974, № 5.
6. Дискуссия по статье Л. В. Цукеркина «О критике теории статической устойчивости энергосистем». — «Электричество», 1975, № 8.

[1.3.1977]

УДК 621.314.21.016.3:63:621.311

Допустимые систематические перегрузки трансформаторов в электрических сетях сельскохозяйственного назначения

Канд. техн. наук ЛАНДА М. Л., инж. ЧЕРНАЯ И. И.

Украинское отделение Сельэнергопроекта

Одним из условий, определяющих выбор установленной мощности силовых трансформаторов, являются допустимые систематические токовые перегрузки. Трансформаторы, применяемые в сельских электрических сетях, имеют в токовых цепях элементы (вводы, переключатели и др.), которые обладают разрешающей способностью, значительно превосходящей номинальный ток. Поэтому воздействие перегрузок сказывается в основном на тепловом старении изоляции обмоток.

В практике нормирования нагрузочной способности распространен подход, основанный на предположении, что ускоренный износ изоляции при повышенных температурах обмотки за время перегрузок компенсируется периодическими недогрузками, в результате чего срок службы остается неизменным и равным нормальному. Допустимые систематические перегрузки по условию нагрева изо-

ляции в принципе могут определяться по ГОСТ 14209-69, в котором приведены следующие основные материалы: кривые нагрузочной способности для прямоугольных графиков нагрузок, способ преобразования заданных графиков нагрузок в эквивалентные прямоугольные и рекомендации по определению эквивалентной температуры охлаждающей среды. Кривые нагрузочной способности приняты на основании рекомендаций МЭК [Л. 1], в которых при пересчете температуры наиболее нагретой точки не учитывалось изменение сопротивления обмотки при различном ее нагреве и неустойчивившиеся тепловые режимы, связанные с постоянной времени нагрева обмотки. Учет последнего обстоятельства особенно важен при работе трансформаторов по графикам нагрузок сельских электрических сетей, в которых нагрузки изменяются, как правило, в течение каждого часа. Кроме того,

расчеты показали, что принятый в ГОСТ 14209-69 способ преобразования заданного графика нагрузки в эквивалентный прямоугольный дает погрешность, которая в ряде случаев может достигать 60% по износу изоляции.

Указанные причины обусловили необходимость в дальнейшем развитии ГОСТ 14209-69 с целью конкретного применения для специфических условий работы трансформаторов в электрических сетях сельскохозяйственного назначения путем моделирования на ЭВМ тепловых процессов и износа изоляции обмоток на базе реальных данных о режимах электропотребления и климатических условиях работы трансформаторов. Абсолютные сроки службы изоляции при номинальной температуре обмотки, принимаемые различными авторами, существенно различаются — от 17 до 30 лет. Поэтому удобнее пользоваться понятием относительного износа, показывающего во сколько раз износ при заданной температуре отличается от износа при номинальной температуре, принимаемого за единицу.

Известны две гипотезы о зависимости старения изоляции от температуры — зависимости срока службы от абсолютной температуры, основанная на уравнении Аррениуса [Л. 2], и удвоения срока службы при постоянном приращении температуры, предложенная еще в 30-х годах Монтзингером и широко использовавшаяся в отечественной практике [Л. 3]. Из-за непрерывного изменения нагрузки и температуры окружающего воздуха температура обмотки является функцией времени, поэтому относительный износ может быть рассчитан на основании упомянутых гипотез соответственно по следующим формулам:

$$\chi = \frac{1}{T_0} \int_0^{T_0} e^{B \left(\frac{1}{T_n} - \frac{1}{T_t} \right)} dt; \quad (1)$$

$$\chi = \frac{1}{T_0} \int_0^{T_0} e^{\alpha(\theta - \theta_n)} dt, \quad (2)$$

где T_0 — время, в течение которого температура обмотки проходит полный цикл изменения; θ_n , T_n — номинальная температура наиболее нагретой точки изоляции обмотки, соответственно в °С и К, при которой относительный износ равен единице; $\theta = f_1(t)$ и $T_t = f_2(t)$ — текущая температура наиболее нагретой точки изоляции обмотки, соответственно в °С и К; α , B — постоянные, определяемые свойствами материала изоляции.

Расчеты, выполненные по формулам (1) и (2) показывают, что существенной разницы в результатах нет и поэтому можно пользоваться каждой из них. При этом в случае отсутствия вычислительной техники удобнее формула (2), которая при соответствующем подборе α отвечает «шестиградусному» правилу, принятому в ГОСТ 14209-69. Однако в данной работе использована формула (1), более обоснованная с точки зрения химических процессов старения изоляции.

Определение температуры наиболее нагретой точки изоляции трансформаторов представляет одну из основных задач при разработке рекоменда-

ций по допустимой нагрузке. При любых условиях перегрузки она может быть получена из выражения:

$$\theta = 1,1\tau + \theta + \theta_n, \quad (3)$$

где τ — превышение средней температуры обмотки над средней температурой масла; θ — превышение температуры масла в верхних слоях над температурой охлаждающей среды; θ_n — температура охлаждающей среды.

Для определения τ и θ в зависимости от перегрузки и времени ее воздействия рассмотрим дифференциальное уравнение описывающее процесс нагревания (охлаждения) однородного тела:

$$Pdt + cGd\tau + qS\tau dt, \quad (4)$$

где P — потери, выделяющие тепло; c — удельная теплоемкость; G — масса тела; q — коэффициент теплоотдачи; S — поверхность охлаждения.

Используя уравнение (4), необходимо учитывать, что потери, выделяющие тепло, пропорциональны сопротивлению, которое, в свою очередь, изменяется с температурой, а коэффициент теплоотдачи зависит от превышения температуры:

$$P = P_n [1 + \alpha' (\theta - \theta_n)]; \quad (5)$$

$$qS = f(\tau), \quad (6)$$

где P_n — потери при номинальной температуре θ_n ; α' — температурный коэффициент сопротивления обмотки.

В ряде случаев используется решение уравнения при $P = \text{const}$ и $qS = \text{const}$, имеющее вид:

$$\tau = \tau_0 + (\tau_y + \tau_0) (1 - e^{-\frac{t}{T}}), \quad (7)$$

где τ_0 , τ_y — начальное и установившееся превышения средней температуры обмотки над средней температурой масла соответственно; $T = \frac{cG}{qS}$ —

постоянная времени нагрева, зависящая от конструктивных особенностей оборудования.

Условие $P = \text{const}$ справедливо для таких эксплуатационных режимов, когда колебания нагрузки незначительны, а $qS = \text{const}$ — для принудительного движения масла через обмотки.

Вид функции (6), как правило, не может быть описан на основании теоретических соображений и зависит от многих факторов: рода охлаждения (естественного или принудительного), характера охлаждающего потока (ламинарного или турбулентного), геометрических размеров и т. п. и поэтому обычно определяется экспериментальным путем. Можно охарактеризовать, однако, общую тенденцию: большие нагрузки обуславливают улучшение теплоотдачи, что снижает установившееся превышение температуры обмотки и уменьшает постоянную времени. Улучшение теплоотдачи учитывается выражением:

$$\tau_y = \tau_n K^n, \quad (8)$$

где τ_n — превышение средней температуры обмотки над средней температурой масла при номинальной нагрузке; $n < 2$ — показатель степени, зависящий от

конструкции обмотки и свойств охлаждающей среды (на основании ГОСТ 14209-69 может быть принято $n=1,60$); K — кратность нагрузки трансформатора по отношению к его номинальной мощности.

В [Л. 3] приведена следующая зависимость изменения превышения температуры обмотки от времени с учетом изменения сопротивления обмоток из меди:

$$\tau = \frac{1}{\beta} \left(\frac{235 + \theta_{\text{обмо}}}{310} \tau_y - \tau_0 \right) (1 - e^{-\beta \frac{t}{T}}) + \tau_0, \quad (9)$$

где $\beta = 1 - \frac{\tau_y}{310}$; $\theta_{\text{обмо}}$ — температура обмотки в начальный момент.

Для обмоток из алюминия цифры соответственно в числителе и знаменателе формулы (9) будут равны 245 и 320, однако, результаты при этом практически не изменяются.

Выражение (4) предназначалось для расчета аварийных перегрузок и было получено в предположении, что такие перегрузки воздействуют непродолжительное время, в течение которого температура масла, не успевая подняться, остается неизменной. В настоящее время наметилась тенденция максимально использовать нагрузочную способность трансформаторов, что приводит к необходимости сравнительно больших и длительных перегрузок. При таких условиях рост температуры масла оказывается весьма существенным, а соответствующее увеличение температуры обмотки ведет к росту активных потерь и, следовательно, установившегося превышения температуры.

На рисунке приведены графики изменения превышения температуры обмотки, рассчитанные с учетом и без учета влияния температуры масла на рост сопротивления. Из рисунка следует, что при небольших нагрузках, предшествующих перегрузке, превышение температуры, рассчитанное по формуле (9), может оказаться ниже фактического на 10–13°C, что соответствует погрешности по износу в 3–4 раза.

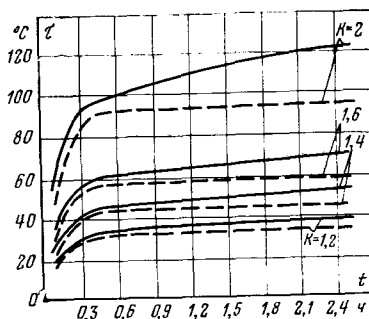
При выводе расчетных зависимостей, учитывающих как влияние температуры масла на потери, так и различную тепловую инерцию отдельных частей трансформатора, воспользуемся следующим выражением для определения установившегося превышения температуры масла над температурой охлаждающего воздуха:

$$\theta_y = \theta_n \left(\frac{1 + aK^2}{1 + a} \right)^{0,8}, \quad (10)$$

где θ_y — установившееся превышение температуры масла в верхних слоях над температурой охлаждающей среды; θ_n — превышение температуры масла в верхних слоях над температурой охлаждающей среды при номинальной нагрузке; $a = \frac{P_{\text{к.з}}}{P_{\text{х.н}}}$ —

отношение потерь короткого замыкания к потерям холостого хода, в соответствии с [Л. 1] принимается равным 5, что обеспечивает хороший запас в отношении нагрева масла. Тогда дифференциальное уравнение нагрева (охлаждения) обмотки трансформатора с учетом влияния температуры

Графики изменения превышения температуры обмотки. Сплошные кривые — с учетом влияния температуры масла, пунктирные — без учета влияния температуры масла (коэффициент начальной нагрузки $K_0=0$).



масла на сопротивление можно записать в следующем виде:

$$\tau_y \frac{235 + \tau + \theta_n \left(\frac{1 + 5K^2}{6} \right)^{0,8} (1 - e^{-\frac{t}{T_n}}) + \theta_0 e^{-\frac{t}{T_m}} + \theta_n}{310} dt = T_{\text{обм}} d\tau + \tau dt, \quad (11)$$

где θ_0 — начальное превышение температуры масла над температурой охлаждающей среды; T_m — постоянная времени масла; $T_{\text{обм}}$ — постоянная времени обмотки.

Уравнение (11) может быть решено путем применения интегрирующего множителя [Л. 4], для чего преобразуем его к виду:

$$\frac{d\tau}{dt} = \frac{\tau_y \left[(235 + \theta_n) + \theta_n \left(\frac{1 + 5K^2}{6} \right)^{0,8} \right]}{310 T_{\text{обм}}} + \tau \left(\frac{\tau_y - 310}{310 T_{\text{обм}}} \right) + \frac{\tau_y \left[\theta_0 - \theta_n \left(\frac{1 + 5K^2}{6} \right)^{0,8} \right] e^{-\frac{t}{T_m}}}{310 T_{\text{обм}}}. \quad (12)$$

Тогда

$$\tau = e^{\int_0^t \varphi(t) dt} \left[\int_0^t \varphi(t) dt + \tau_0 e^{\int_0^t \varphi(t) dt} \right] \quad (13)$$

где $\varphi(t) = \frac{\tau_y - 310}{310 T_{\text{обм}}}$,

$$\varphi(t) = \frac{\tau_y \left[235 + \theta_n + \theta_n \left(\frac{1 + 5K^2}{6} \right)^{0,8} \right]}{310 T_{\text{обм}}} + \frac{\tau_y \left[\theta_0 - \theta_n \left(\frac{1 + 5K^2}{6} \right)^{0,8} \right] e^{-\frac{t}{T_m}}}{310 T_{\text{обм}}}.$$

Решая уравнение (13), получаем:

$$\tau = e^{\frac{\tau_y - 310}{310 T'}} \left\{ \frac{\tau_y (\theta_y - \theta_0) T_m}{T_m (310 - \tau_y) - 310 T'} \left[1 - e^{\frac{T_m (310 - \tau_y) - 310 T'}{310 T_m T'}} \right] + \frac{(235 + \theta_y + \theta_n) \theta_y}{310 - \tau_y} \times \right. \\ \left. \times (e^{\frac{310 - \tau_y}{310 T'}} - 1) \right\} + \tau_0 e^{\frac{\tau_y - 310}{310 T'}} \quad (14)$$

где $T' = T_{\text{обм}} K^{n-2}$.

При определении превышения температуры масла в верхних слоях над температурой охлаждающей среды можно по аналогии с формулой (7) записать

$$\vartheta = \vartheta_0 + \left[\vartheta_n \left(\frac{1 - 5K^2}{6} \right)^{0,8} - \vartheta_0 \right] (1 - e^{-\frac{t}{T_m}}). \quad (15)$$

Таким образом, используя уравнения (3), (14) и (15), можно определить температуру обмоток и масла в любом режиме работы трансформатора. При этом в расчете износа

$$T_i = 273 + 1, 1\tau + \vartheta + \vartheta_{\text{в}}. \quad (16)$$

Для того чтобы дифференцировать нагрузочную способность в зависимости от климатических условий места установки трансформаторов, в ГОСТ 14209-69 предлагается использовать эквивалентную температуру, при которой износ изоляции трансформатора в заданный промежуток времени получается таким же, как и при естественно изменяющейся в данной местности температуре охлаждающего воздуха. Исходя из определения, упрощенная формула для расчета эквивалентной температуры имеет вид:

$$\vartheta_{\text{экв}} = 20 \lg \frac{\sum_{i=1}^n 2^{\frac{\vartheta_i}{6}}}{\sum_{i=1}^n 2^{\frac{\vartheta_i}{6}}}, \quad (17)$$

где ϑ_i — температура обмотки за период времени i , в течение которого температура охлаждающего воздуха остается неизменной; ϑ_i — превышение температуры наиболее нагретой точки обмотки над температурой охлаждающего воздуха за тот же период; n — число рассматриваемых периодов.

Так, при расчете суточной эквивалентной температуры принимается, что температура охлаждающего воздуха остается неизменной и равной среднечасовой в течение 1 ч, следовательно, $n=24$.

В [Л. 5] были выполнены расчеты зависимости эквивалентных месячных и годовых температур от соответствующих средних. Результаты расчетов использованы в ГОСТ 14209-69. При этом принималось равенство эквивалентных суточных и среднесуточных температур. Последнее допущение не вносит существенных погрешностей в случае, если нагрузка и соответствующее превышение температуры обмотки в течение суток остаются неизменными, как это принято в [Л. 5], или, по крайней мере, колеблются незначительно. Однако сельские потребители характеризуются многообразием графиков нагрузок, имеющих большую амплитуду колебаний максимальных и минимальных значений, и различным временем максимума в течение суток. При этом в некоторых случаях максимумы нагрузок близки к минимуму суточного хода температур, а в других совпадают с наибольшим значением суточной температуры. В результате суточная эквивалентная температура зависит не только от суточного хода температуры окружающего воздуха, но также от характера графика и степени загрузки трансформатора.

Это положение можно проиллюстрировать на следующем примере. Пусть место установки трансформаторов характеризуется среднесуточной летней температурой воздуха $17,4^\circ\text{C}$ с амплитудой суточного хода 10°C . Рассмотрим эквивалентную температуру для двух графиков нагрузок, максимум одного из которых совпадает с максимумом суточной температуры, а второго — с минимумом, при трех отношениях максимальной нагрузки к номинальной мощности трансформатора: 1,0; 1,2 и 1,4. Результаты расчета для всех указанных случаев приведены в табл. 1.

Таблица 1

Расчетные эквивалентные температуры

Среднесуточная температура, $^\circ\text{C}$	Амплитуда суточного хода температуры, $^\circ\text{C}$	Характеристика графика	Эквивалентная температура, $^\circ\text{C}$, при нагрузке трансформатора, %		
			100	120	140
17,4	10	Максимум нагрузки совпадает с максимумом температуры воздуха	21	21,9	22,4
17,4	10	Максимум нагрузки совпадает с минимумом температуры воздуха	15,9	14,5	13,5

Из табл. 1 следует, что разница между среднесуточной и эквивалентной температурами для обоих графиков может достигать $4-5^\circ\text{C}$. Между собой эквивалентные температуры отличаются в зависимости от характеристики графика примерно на $5-9^\circ\text{C}$. Таким образом, использование среднесуточной температуры в качестве эквивалентной для расчета нагрузочной способности трансформаторов сельских электрических сетей приводит к существенной погрешности. Введение ряда эквивалентных температур, соответствующих одной среднесуточной, представляется нецелесообразным, так как при этом значительно усложняется использование результатов. Поэтому в настоящей работе расчеты выполнялись применительно к средним температурам тех периодов, которые принимались в качестве расчетных. Для обычных нагрузок таким периодом является зима, для нагрузок с орошением — лето и т. д. Суточные ходы температур, принимаемых в расчетах, были выбраны на основании анализа климатических справочников по ряду характерных районов Советского Союза.

Полученные результаты исследований позволили выполнить расчеты на ЭВМ допустимых систематических перегрузок для трансформаторов, питающих наиболее характерные нагрузки в электрических сетях сельскохозяйственного назначения, к которым относятся:

1. Для подстанций 35/10 кВ: смешанная нагрузка, смешанная нагрузка в районах с орошением, птицефабрика, свинооткормочный комплекс, тепло-парниковый комбинат;

2. Для подстанций 10/0,4 кВ: коммунально-бытовая нагрузка, производственная нагрузка, смешанная нагрузка, ферма откорма крупного рогатого скота и молочно-товарная ферма, птицеводческая ферма, свинооткормочная ферма, мастерская

Таблица 2

Коэффициенты допустимых систематических перегрузок трансформаторов

Подстан- ция	Тип нагрузки	Среднесуточная температура охлаждающего воздуха, °С								
		Зимняя				Весенняя		Летняя		
		-10	-5	0	+5	+5	+10	+20	+25	+30
35/10 кВ	Смешанная нагрузка обычная	1,54	1,52	1,49	1,45	—	—	—	—	—
	Смешанная нагрузка в рай- онах с орошением	—	—	—	—	—	—	1,15	1,10	1,05
	Птицефабрика	1,31	1,28	1,26	1,22	—	—	—	—	—
	Свинооткормочный комплекс	1,34	1,32	1,30	1,26	—	—	—	—	—
	Теплично-парниковый комби- нат	—	—	—	—	1,28	1,25	—	—	—
10/0,4 кВ	Коммунально-бытовая нагруз- ка	1,40	1,38	1,37	1,34	—	—	—	—	—
	Производственная нагрузка	1,61	1,59	1,57	1,52	—	—	—	—	—
	Смешанная нагрузка $0,2 < K_{стр} \leq 0,5$	1,46	1,44	1,43	1,40	—	—	—	—	—
	Смешанная нагрузка $0,5 < K_{стр} \leq 0,8$	1,53	1,51	1,50	1,45	—	—	—	—	—
	Птицеферма	1,40	1,37	1,35	1,31	—	—	—	—	—
	Молочно-товарная ферма	1,57	1,54	1,52	1,48	—	—	—	—	—
	Свинооткормочная ферма	1,32	1,30	1,28	1,23	—	—	—	—	—
	Мастерская по ремонту и обслуживанию сельхозтех- ники	1,57	1,55	1,53	1,49	—	—	—	—	—
	Теплично-парниковое хозяй- ство	—	—	—	—	1,26	1,23	—	—	—

по ремонту сельхозтехники, теплично-парниковое хозяйство.

Графики указанных нагрузок приняты в соответствии с [Л. 6]. В расчетах принималось, что износ изоляции в течение года не превышает износа при постоянной температуре наиболее нагретой точки обмотки 98°C. При этом наибольшая температура масла в верхних слоях и температура наиболее нагретой точки обмотки в течение переходного суточного процесса нагрева не должны превышать 95 и 140°C соответственно. В результате постепенного роста нагрузок за ряд лет трансформатор работает с некоторой недогрузкой до конца расчетного периода, а затем выходит на режим многолетней нормальной эксплуатации.

Расчеты показали, что динамика роста нагрузок за первые 5—7 лет не оказывает существенного влияния на общий износ изоляции за весь срок службы трансформаторов. Поэтому в расчетах принято, что трансформаторы работают все время с нагрузкой, соответствующей концу расчетного периода. В то же время для всех перечисленных нагрузок, за исключением смешанных в районах с орошением и теплично-парниковых комбинатов, изменение расчетного максимума по временам года обладает вполне устойчивой закономерностью — наибольшая нагрузка относится к зимнему периоду, наименьшая, составляющая 50—70%, — к летнему. Расчеты, выполненные с учетом разницы зимних и летних температур для этих случаев, показали, что значения среднесуточных летних износосов, как правило, несколько меньше, чем зимних, поэтому расчет допустимых перегрузок можно вести с определенным запасом по графику нагрузок и ходам температур зимних суток.

Для подстанций 35/10 кВ в районах с орошением, у которых наблюдается летний максимум нагрузки, можно считать, что износ изоляции в те-

чение летних суток может в 1,5 раза превосходить износ при постоянной номинальной температуре. Для подстанций 35/10 кВ теплично-парниковых комбинатов, работающих в течение трех месяцев в году с максимумом в апреле, принято, что при среднесуточной температуре апреля можно допустить 2,5-кратное превышение нормального износа.

Полученные коэффициенты допустимых систематических перегрузок приведены в табл. 2 и использованы в «Инструкции по выбору установленной мощности однострансформаторных подстанций 35/10 и 10/0,4 кВ в электрических сетях сельскохозяйственного назначения»¹, опубликованной в [Л. 7]. При этом влияние возможной несимметрии нагрузок на коэффициенты допустимых систематических перегрузок трансформаторов 10/0,4 кВ в соответствии с [Л. 8] уменьшены на 40% для коммунально-бытовых и смешанных нагрузок с коэффициентом структуры (отношением производственной нагрузки к полной) $K_{стр} < 0,2$; на 30% для смешанных нагрузок с коэффициентом структуры $0,2 < K_{стр} \leq 0,5$ и на 20% для смешанных нагрузок с коэффициентом структуры $0,5 < K_{стр} \leq 0,8$. Для трансформаторов 35/10 кВ, а также 10/0,4 кВ с производственной нагрузкой влияние несимметрии не учитывалось.

При использовании табл. 2 необходимо в соответствии с ГОСТ 14209-69 учитывать, что применение коэффициентов допустимых систематических перегрузок, превышающих 1,5, должно быть согласовано с предприятием-изготовителем.

Выводы. 1. Получены коэффициенты допустимых систематических перегрузок трансформаторов, учитывающие наиболее существенные факторы,

¹ Разработана на основе методики, одобренной решением Научно-технического Совета Минэнерго СССР № 29 от 8 апреля 1975 г.

влияющие на их значения. 2. Применение коэффициентов позволяет повысить эффективность использования трансформаторной мощности в электрических сетях сельскохозяйственного назначения.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. International electrotechnical commission. Technical committee № 0.74. Power transformers. Draft loading guide for oil-immersed transformers for reproduction. 1965, November.
2. Dakin T. W. Electrical Insulation Deterioration Treated as a Chemical Rate Phenomenon. — «Trans. IEEE», 1948, vol. 67.
3. Шницер Л. М. Нагрузочная способность силовых трансформаторов. М., Госэнергоиздат, 1953.
4. Анго Андре. Математика для электро- и радиотехников. М., «Наука», 1965.
5. Кулаковский В. Б., Иванова М. В. Эквивалентные тем-

пературы охлаждающего воздуха для трансформаторов наружной установки. — «Электрические станции», 1968, № 1.

6. Исследование и анализ режимов электропотребления в сельских районах с учетом динамики электрических нагрузок. Депонированная рукопись. Реф. опубликован в реферативной картотеке (ЦИНИС), серия VI «Сельскохозяйственные комплексы, предприятия, здания и сооружения», 1973, с. 3122. Авт.: В. М. Цвях, В. Г. Стафийчук, Г. А. Сергеев и др.

7. Инструкция по выбору установленной мощности однотрансформаторных подстанций 35/10 и 10/0,4 кВ в электрических сетях сельскохозяйственного назначения. Руководящие материалы по проектированию электроснабжения сельского хозяйства. М., 1975, июль.

8. Бургучев С. А., Сердешнов А. П. Нагрузочная способность трансформаторов в сельских электрических сетях. Вопросы электрификации сельского хозяйства. Минск, «Полымя», 1965.

[23.2.1977]

УДК 621.314.21.011

Матрицы для описания топологии трансформаторов

МУСТАФА Г. М.

Москва

Топологические матрицы, используемые для формулировки уравнений цепи (матрица контуров C , матрица разрезов или сечений Q , матрица инцидентности A , и др.), детально исследованы и многократно описаны [Л. 6]. Однако при анализе электрических цепей с трансформаторами этих матриц недостаточно. Кроме пары таких матриц для описания структур электрической и магнитной цепей необходимо еще и описание связи между магнитной цепью и ветвями электрической цепи, т. е. обмотками. В настоящей работе описаны две матрицы, которые можно использовать для отображения связи «магнитная цепь — обмотки», и рассмотрены их свойства, соотношения между ними и их применение для формирования уравнений при машинном анализе цепей, содержащих насыщающиеся трансформаторы с разветвленной магнитной системой.

Переход от исходного объекта — трансформатора — и его модели — магнитной цепи (МЦ) — осуществляется следующим образом:

пространство разбивается на подобные цилиндру «элементарные» области, такие, что магнитный поток одинаков во всех сечениях, проходящих только через боковые поверхности; каждой такой области соответствует элемент топологического пространства — ветвь магнитной цепи; торцевым поверхностям соответствуют границы ветвей; местам «стыка» торцевых поверхностей — вершины МЦ;

каждая физическая обмотка разбивается на элементарные обмотки, такие, что внутри каждой из них магнитный поток постоянен;

от дифференциальных характеристик материала элементарных областей переходят к «интегральным» характеристикам (от магнитной проницаемости — к магнитному сопротивлению ветви и т. д.);

поток, проходящему через «боковое» сечение элементарной области, соответствует поток ветви

МЦ; интегралу от напряженности поля вдоль оси области — магнитное напряжение ветви магнитной цепи, и т. п.

В исходном объекте напряжение элементарной обмотки, расположенной вдоль контура C , выражается через поток поверхности S , границей которой является C . Поверхность пересекает одну или несколько элементарных областей. Такому «частичному» разрезу исходного пространства соответствует разрез одной или нескольких ветвей МЦ. В теории графов разрезом (или сечением) называют минимальное множество ветвей, удаление которых увеличивает число связности графа на единицу, т. е. такое минимальное множество ветвей, которое делит какую-либо связную часть графа на две связные части.

Учитывая это, соответствующее «секущей» поверхности S понятие — разрез нескольких ветвей — можно назвать надрезом.

Каждой обмотке соответствует некоторый надрез МЦ; связь между системой обмоток и МЦ можно описать, указав соответствующее этой системе обмоток семейство надрезов. Каждый надрез может быть задан списком надреза, т. е. перечнем ветвей, входящих в него; семейство надрезов при этом задается «списком списков» надрезов. Каждая поверхность S , соответствующая некоторому надрезу h , является ориентированной, и надрез «наследует» ориентацию у этой поверхности. В соответствии с этим список надреза должен быть снабжен знаками, указывающими ориентацию каждой ветви в надрезе.

На рис. 1 приведена МЦ с системой надрезов. Надрезы нанесены штриховыми дугами; ориентация ветви в надрезе положительна, если ветвь входит с вогнутой стороны дуги. Эта цепь отображает трехстержневой трансформатор с двумя обмотками на каждом стержне, причем предполагается, что обмотки являются «высокими» (отно-

шение диаметра к высоте мало), так что поле внутри них является однородным.

В общем случае построение МЦ по геометрии трансформатора (переход от геометрии к топологии) является сложной и «неформальной» задачей, для решения которой недостаточно располагать картиной поля при одном каком-то состоянии магнитной системы, а необходимо рассмотреть конфигурацию поля при различных состояниях магнитной системы. Элементарными областями при этом являются пересечения областей, в каждой из которых поле однородно для фиксированного состояния магнитной системы. Другой подход основан на более широком использовании экспериментальных данных, когда для «приближенной» магнитной цепи параметры элементов ее подбираются так, чтобы обеспечить совпадение с экспериментом. Здесь рассматривается только анализ цепи с трансформатором, для которого уже получена магнитная цепь.

Список надрезов трансформатора рис. 1 имеет следующий вид:

$$\begin{aligned} H &= \{h_1, h_2, \dots, h_6\}; \\ h_1 &= \{1-, 2+\}; \quad h_2 = \{3-, 4+\}; \\ h_3 &= \{5+, 6-\}; \quad h_4 = \{2+\}; \\ h_5 &= \{4+\}; \quad h_6 = \{5+\}. \end{aligned}$$

Знаком после номера ветви указана ориентация ветви; такой порядок записи выбран, чтобы подчеркнуть, что с элементами списка не всегда можно оперировать как с целыми числами, снабженными знаками. В данном примере каждая ветвь входит в каждый надрез только один раз, и соответственно номер ветви встречается в списке надреза один раз. Существуют, однако, и такие случаи, когда связанная с обмоткой поверхность пересекает какую-то элементарную область несколько раз (элементарная область «намота» на обмотку). Тогда соответствующая ветвь входит в список надреза несколько раз.

Уточним понятие надреза и рассмотрим некоторые свойства надрезов. Правильнее было бы говорить о направленных надрезах и разрезах, однако, поскольку в работе ненаправленные контуры, надрезы и разрезы не рассматриваются, уточнение «направленные» всюду опускается. Отметим только одну связанную с этим особенность, иллюстрируемую рис. 2. Множество

$$h_1 = \{1+, 2-\}$$

не содержит разреза направленного графа G_3 и является надрезом, хотя удаление ветвей, входящих в h , изменяет число связности G_3 . Множество

$$h_2 = \{1+, 2+\}$$

содержит направленный разрез

$$R = \{1+, 2+\}$$

и надрезом не является. Из произвольного множества ветвей можно получить надрез, если последовательно удалять все входящие в него разрезы. Например, множество ветвей графа G_1

$$M = \{1-, 2+, 8+, 5+, 6-\}$$

содержит разрез

$$R = \{8+, 5+, 6-\}$$

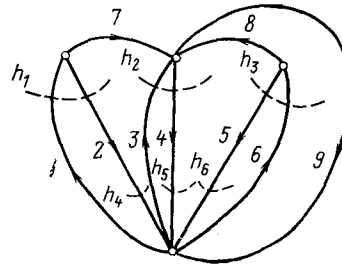


Рис. 1.

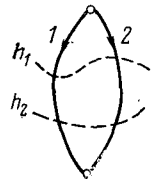


Рис. 2.

и не является надрезом. Остающееся после удаления из M сечения R множество ветвей

$$h = M/R = \{1-, 2+\}$$

разрезов G больше не содержит и является надрезом.

Непосредственно из определения следует, что любое подмножество надреза является надрезом, и поэтому любой «составной» надрез, в который некоторые ветви входят многократно, может быть представлен в виде суммы «простых» надрезов, в каждый из которых каждая ветвь входит только один раз. Двукратные вхождения одной и той же ветви с противоположными ориентациями из надреза могут быть исключены. В «приведенный» надрез, получающийся после исключения всех таких парных вхождений, каждая ветвь входит только с одним знаком.

Описание системы надрезов списком удобно при преобразованиях системы надрезов. Для формулировки уравнений трансформатора удобнее описывать систему надрезов матрицей надрезов H , строки которой соответствуют ветвям МЦ, а столбцы — надрезам (или обмоткам). Элементы матрицы H принимают значения из множества целых чисел:

$$h_{ij} = \begin{cases} 0, & \text{если } i\text{-я ветвь не входит в надрез,} \\ m-n, & \text{если } i\text{-я ветвь } m \text{ раз входит в } j\text{-й} \\ & \text{надрез согласно, и } n \text{ раз—встречно.} \end{cases}$$

Матрица H для трансформатора на рис. 1 имеет вид:

Обмотки или надрезы
Ветви МЦ

	1	2	3	4	5	6
1	-1					
2	1			1		
3		-1				
4		1			1	
5			1			1
6			-1			
7						
8						
9						

$$H = \quad (1)$$

С помощью матрицы H непосредственно формулируется связь между потоками ветвей МЦ и потоком обмотки (напряжением обмотки):

$$\Phi^{об} = H' \Phi^в; \quad (2a)$$

$$e^{об} = -\omega^{об} \frac{d}{dt} \Phi^{об}, \quad (2б)$$

где $\Phi^в$, $\Phi^{об}$ — векторы потоков ветвей и обмоток; $e^{об}$ — вектор э.д.с. обмоток; $\omega^{об}$ — диагональная матрица числа витков обмоток.

Семейство надразов не определяется обмотками однозначно: можно указать различные надразы, в равной степени соответствующие одной и той же обмотке (это соответствует возможности непрерывной деформации поверхности S , граница которой «приклеена» к элементарной обмотке. При такой деформации S вместо одной элементарной области может пересечь другую). В связи с этим необходимо определить понятие эквивалентности надразов. Два надреза эквивалентны, если потоки их тождественно равны, и равенство это является следствием структуры МЦ и не зависит от свойств ее ветвей.

Из этого определения могут быть получены критерии для выявления эквивалентности пары надразов и правило для построения надразов, эквивалентных заданному. Надрез, включающий в себя те же ветви, что и исходный надрез h , но имеющий противоположное направление, будем обозначать $(-h)$. Легко видеть, что пара надразов h_i и h_j эквивалентна, если объединение h_i и $(-h_j)$ образует разрез МЦ. Действительно, поток разреза тождественно равен нулю:

$$\Phi(h_i \cup (-h_j)) \equiv 0,$$

откуда

$$\Phi(h_i \cup (-h_j)) = \Phi(h_i) - \Phi((-h_j)),$$

$$\Phi(h_i) \equiv \Phi(h_j).$$

Таким образом, если R — разрез, содержащий h , то, переходя к дополнению h в R , получаем (после смены ориентации) надрез, эквивалентный заданному:

$$\tilde{h} = -R/h; \quad (3a)$$

$$\tilde{h} \sim h. \quad (3б)$$

Например, надрез

$$h_1 = \{1-, 2+\}$$

в примере 1 входит в разрез

$$R_1 = \{1-, 2+, 7+\},$$

откуда получаем:

$$\tilde{h}_1 = -R_1/h_1 = \{7-\};$$

$$\{7-\} \sim \{1-, 2+\}.$$

Правило (3) не исчерпывает возможностей получения надразов, эквивалентных заданному, поскольку могут существовать надразы, которые вообще не содержатся ни в каком разрезе (например, составные надразы, в которые одна и та же

ветвь входит несколько раз, или надразы, содержащие контур графа). Необходимое расширение этого правила можно получить, если заметить, что заменить на дополнение его разреза можно не только весь надрез, но и его часть. Пусть надрез представлен в виде объединения двух надразов:

$$h = h_1 \cup h_2 \quad (4)$$

и R — разрез, содержащий h_1 . После замены в правой части (4) h_1 на $(-R/h_1)$ и исключения из множества ветвей

$$h_2 \cup (-R/h)$$

всех вошедших в него разрезов получается надрез h , эквивалентный исходному.

Например, в трансформаторе рис. 3 надрез

$$h = \{2+, 3+, 4+\}$$

может быть представлен в виде:

$$h = h_1 \cup h_2, \quad h_1 = \{2+, 3+\}, \quad h_2 = \{4+\}.$$

Первая составляющая (h_1) входит в разрез

$$R = \{1+, 2+, 3+, 7-\}.$$

Переходя к дополнению

$$R/h_1 = \{1+, 7-\},$$

получаем надрез

$$\tilde{h} = \{1-, 7+\} \cup \{4+\} = \{1-, 7+, 4+\},$$

эквивалентный заданному. Этот надрез не удалось бы получить, переходя к дополнению надреза в содержащем его разрезе, поскольку он вообще не входит ни в какой разрез.

Производя повторно разбиение надреза на части и переход к дополнению одной из частей относительно разреза, содержащего ее, можно перечислить все надразы, эквивалентные заданному. Используя понятие эквивалентности надразов, можно уточнить соотношение между обмотками и надразами: каждой обмотке соответствует класс эквивалентности надразов, а системе обмоток — семейство классов эквивалентности надразов (класс эквивалентности — это множество элементов, каждый из которых эквивалентен каждому другому). Класс эквивалентности может быть представлен любым своим элементом, и обмотка — любым надрезом из соответствующего класса эквивалентности.

Аналогичное положение имеет место и с разрезами, и с контурами графа: система независимых разрезов или контуров может быть выбрана различным образом. Фиксировать некоторую систему независимых разрезов или контуров можно, выбрав дерево графа (фундаментальное дерево). Оно порождает фундаментальную систему независимых контуров, в которой каждому контуру однозначно соответствует некоторая хорда, и фундаментальную систему независимых разрезов, в которой каждому разрезу однозначно соответствует ветвь дерева.

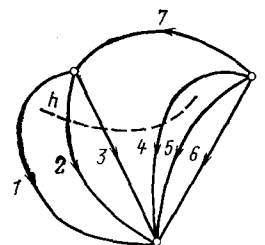


Рис. 3.

Из определения эквивалентности надрезов следует, что если выбрано фундаментальное дерево МЦ, то существует и единственная фундаментальная система надрезов, обладающая тем свойством, что ни один надрез не содержит ветвей фундаментального дерева. Действительно, если надрез h_i , представляющий i -ю обмотку, включает в себя ветвь d_j фундаментального дерева, то легко можно получить надрез \tilde{h}_i , эквивалентный h_i , и не содержащий ветвь d_j . Для этого разобьем h_i на две части, первая из которых содержится в фундаментальном разрезе R_i , а вторая — лежит вне его:

$$h_i = h_1 \cup h_2;$$

$$h_1 = h_i \cap R_j;$$

$$h_2 = h' h_1.$$

Переходя к дополнению h_1 относительно R_j и исключая из множества

$$h_2 \cup \{-R_j/h_1\}$$

входящие в него разрезы, получаем надрез \tilde{h}_i , эквивалентный h_i и не содержащий ветвь d_j . Поскольку фундаментальный разрез R_j не содержит ветвей дерева, кроме d_j , новые ветви дерева в надрез не вносятся. Повторяя эту операцию, можно исключить из надреза все ветви дерева. Единственность фундаментальной системы надрезов следует из того, что любой разрез имеет по крайней мере одну ветвь, общую с деревом. Поэтому при любом переходе от фундаментального надреза к эквивалентному в него неизбежно включается ветвь дерева.

Существование фундаментальной системы надрезов показывает, что каждый надрез эквивалентен некоторому множеству контуров цепи. Отсюда приходим к выводу о том, что если выбрана независимая система контуров МЦ C , то связь между обмотками и МЦ можно описать «сцеплениями» между контурами МЦ и обмотками. Это можно сделать в форме списка контуров МЦ, сцепленных с обмоткой (для каждой обмотки), либо с помощью матрицы C — «обмотки — контуры МЦ». Пусть в примере 1 взята фундаментальная система контуров C , порожденная деревом (на рис. 1 выделено жирными линиями):

$$D = \{2, 4, 5\}.$$

Списки сцеплений обмоток с контурами имеют при этом следующий вид:

$$k_1 = \{7 -\}, k_2 = \{7 +, 8 +, 9 -\}, k_3 = \{8 -\},$$

$$k_4 = \{1 +, 7 -\}, k_5 = \{3 +, 7 +, 8 +, 9 -\},$$

$$k_6 = \{6 +, 8 -\};$$

$$K = \{k_1, k_2, \dots, k_6\}.$$

Здесь в качестве номеров фундаментальных контуров использованы номера соответствующих

хорд. Матрица K для трансформатора рис. 1 имеет вид:

Обмотки
Контуры МЦ

	1	2	3	4	5	6
1				1		
3					1	
6						1
7	-1	1		-1	1	
8		1	-1		1	-1
9		-1			-1	

В рассмотренном примере элементы матрицы K принимают значения 0 и ± 1 , однако в общем случае они могут принимать любые целые значения. С помощью матрицы K удобно формулировать закон «полного тока»:

$$CF^B = KF^{ob}, \quad (5)$$

где F^B — вектор магнитных напряжений ветвей МЦ; F^{ob} — вектор м. д. с. обмоток; C — контурная матрица МЦ.

То обстоятельство, что матрицу K удобнее использовать для формулировки закона полного тока, а матрицу H — для выражения потоков обмоток через потоки ветвей, не означает их независимость. Каждая из матриц H и K полностью описывает связь между МЦ и обмотками, и любая из них может быть выражена через другую. Матрица K при выбранной системе фундаментальных контуров выражается через H следующим образом:

$$K = CH. \quad (6)$$

Это сразу следует из того, что в сумме

$$k_{ij} = \sum_l C_{il} h_{lj}$$

столько нулевых слагаемых, сколько раз ветви МЦ входят одновременно в контур C_i и надрез h_j . Направление согласного сцепления контура МЦ и обмотки и ориентация поверхности S (ориентация надреза) выбираются согласованными, так что сумма этих ненулевых слагаемых в точности равна разности между числом согласных и встречных сцеплений i -го контура МЦ и j -й обмотки.

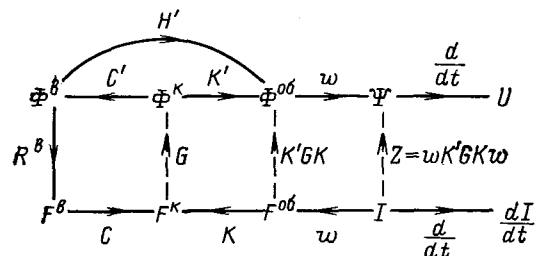


Рис. 4.

Существование фундаментальной системы над-
резов позволяет легко решить и обратную задачу:
выразить матрицу H через заданные матрицы K
и C . Фундаментальная матрица надрезов состоит
из двух блоков: нулевого, соответствующего ветвям
дерева, и второго, равного K и соответствующего
хордам:

$$\begin{array}{c} \text{Надрезы или обмотки} \\ \text{Ветви} \rightarrow \\ \text{МЦ} \downarrow \end{array} H = \left\{ \begin{array}{c} 0 \\ K \end{array} \right\} \begin{array}{c} \text{Ветви дерева} \\ \text{Хорды} \end{array} \quad (7)$$

Из фундаментальной матрицы надрезов может
быть получена любая другая матрица надрезов
путем перехода к эквивалентным надрезам.

Перейдем к использованию матриц H и K для
формирования уравнений трансформаторов. На
рис. 4 изображена алгебраическая диаграмма
[Л. 7], отображающая связи между продольными
(магнитные напряжения) и поперечными перемен-
ными (потoki), выраженные с помощью матриц H и
 K , где F^B, F^K, F^{ob} — магнитные напряжения ветвей,
контуров и м. д. с. обмоток; $\Phi^B, \Phi^K, \Phi^{ob}$ — потоки
ветвей, контуров и обмоток; Ψ, I, E — потокосцеп-
ления, токи обмоток и э. д. с.

Чтобы получить в диаграмме рис. 4 величину,
в которой направлена стрелка, нужно умножить
величину, от которой она направлена, на множи-
тель, записанный над ней. Все «горизонтальные»
связи линейны; «вертикальные» могут быть нели-
нейными, если нелинейны характеристики вет-
вей МЦ.

«Контурные» величины вводятся так же, как
для электрической цепи:

$$\Phi^B = C' \Phi^K; \quad (8a)$$

$$F^K = C F^B. \quad (8б)$$

Связь между Φ^K и Φ^{ob} получается из (2a) и (8a):

$$\Phi^{ob} = H' \Phi^B = H' C' \Phi^K = (CH)' \Phi^K = K' \Phi^K.$$

Стрелка H'

$$\Phi^B \rightarrow \Phi^{ob}$$

непосредственно (минуя контурные величины) вы-
ражает потоки обмоток через потоки ветвей. Полу-
чить такую же непосредственную связь между маг-
нитными напряжениями ветвей и м. д. с. обмоток
можно лишь в исключи-
тельном случае, когда

$$C = I,$$

т. е. когда магнитная цепь
состоит из одних только
ветвей-петель.

Из рис. 4 видно, как
получить матрицу взаи-
мных индуктивностей
трансформатора.

$$F^K = (CR^B C') \Phi^K,$$

откуда

$$\Phi^K = G F^K, \quad (9a)$$

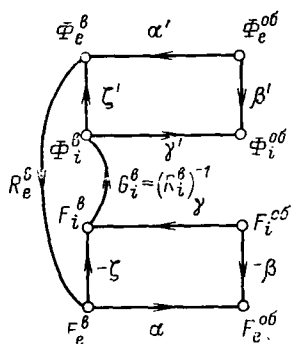


Рис. 5.

где

$$G = (CR^B C')^{-1}. \quad (9б)$$

Матрица $(CR^B C')$ неособенна во всех случаях,
кроме случая, когда равны нулю сопротивления
всех ветвей МЦ, образующих контур.

С учетом (9) далее получаем:

$$Z = \omega K' G K \omega, \quad (10a)$$

$$\Psi = Z I. \quad (10б)$$

Эту формулу удобно использовать при модели-
ровании на ЦВМ кусочно-линейного трансформато-
ра. При этом матрица Z вычисляется заново после
каждого изменения состояния МЦ (насыщение
какой-либо ветви, выход из насыщения ветви). Зна-
чения потоков ветвей, необходимые для того, чтобы
контролировать их состояния, легко получить из
рис. 4:

$$\Phi^B = C' G K \omega I. \quad (11)$$

Частные матрицы взаимных индуктивностей ис-
пользуются для расчета электрической цепи, в ре-
зультате которого становятся известные токи и на-
пряжения ее ветвей. По формуле (11) вычисляются
затем потоки ветвей МЦ, по которым ведется про-
верка условий сохранения состояний ветвей МЦ.
При достижении потоком какой-либо ветви МЦ
границы линейного участка по (9), (10) форми-
руется новая частная матрица взаимных индуктив-
ностей и т. д. Такая последовательность вычисле-
ний реализована в программе анализа схем преоб-
разовательной техники, в которой трансформаторы
и реакторы представляются с уровня МЦ [Л. 8].
Программа содержит три подпрограммы для рас-
чета трансформаторов. Первая из них осуществ-
ляет вычисление матрицы взаимных индуктивно-
стей каждый раз после изменения состояния
магнитной системы, вторая вычисляет текущие зна-
чения потоков элементарных областей, а третья
осуществляет контроль за соблюдением граничных
условий и поиск нового состояния магнитной систе-
мы, когда граница достигнута.

В ряде случаев, например при моделировании
на АВМ, когда часть обмоток подключена к ис-
точникам э. д. с. (e -обмотки), а другая часть — к ис-
точникам тока (i -обмотки), может понадобиться
получение гибридной матрицы связи. Элементы
этой матрицы могут быть вычислены по следую-
щим формулам:

$$\left. \begin{aligned} \alpha &= K_{ee}^{-1} C_{ee}; \\ \beta &= K_{ee}^{-1} K_{ei}; \\ \gamma &= K_{ii} - K_{ie} K_{ee}^{-1} K_{ei}; \\ \xi &= C_{ie} - K_{ie} K_{ee}^{-1} C_{ee}, \end{aligned} \right\} \quad (12)$$

где $K_{ee}, K_{ei}, \dots, C_{ii}$ — субблоки матриц K и C ,
соответствующие e -обмоткам и i -обмоткам.

На рис. 5 иллюстрируется, каким образом мат-
рицы $\alpha, \beta, \gamma, \xi$ связывают переменные, описываю-
щие трансформатор. Диаграмма рис. 5 по структу-
ре в точности совпадает с аналоговой моделью
трансформатора, e -обмотки которого подключены

к источникам э.д.с., а i -обмотки — к источникам тока. Связи α , β , γ , ξ реализуются с помощью сумматоров, связи R_e , G_i — с помощью функциональных преобразователей одной переменной. При представлении на АВМ насыщающегося трансформатора по формулам (12) не обязательно использовать кусочно-линейную аппроксимацию характеристик ветвей МЦ.

Выводы. 1. Связь между обмотками и МЦ в модели трансформатора отображается с помощью матрицы надрезов H или матрицы контурных сцеплений K . Каждая из этих матриц полностью описывает эту связь и может быть выражена через другую.

2. Матрицы H и K позволяют формализовать процесс получения уравнений насыщающегося трансформатора так же, как топологические мат-

рицы цепи формализуют процедуру получения уравнений цепи.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Харари Ф. Теория графов. М., «Мир», 1973.
2. Сешу С., Рид М. Б. Линейные графы и электрические цепи. М., «Вышая школа», 1971.
3. Калахан Д. Методы машинного расчета электронных схем. М., «Мир», 1970.
4. Ильинский Н. Ф., Цаценкин В. К. Приложение теории графов к задачам электромеханики. М., «Энергия», 1968.
5. Мустафа Г. М., О тождестве, связывающем матрицы контуров и сечений цепи. — «Изв. вузов. Электромеханика», 1973, № 6.
6. Брэнин Ф. Методы анализа цепей с помощью вычислительных машин. — «ТИИЭР», 1967, т. 55, № 11.
7. Крон Г. Исследование сложных систем по частям — диакоптика. М., «Наука», 1972.
8. Мустафа Г. М., Шаранов И. М. Представление трансформаторов в программе анализа тиристорных преобразователей. — «Электротехническая промышленность. Преобразовательная техника», 1977, № 2.

[15.4.1977]



УДК 621.382.2.026.016.35

Устойчивость вентильных преобразователей с системой управления интегрального типа

Канд. техн. наук ПРИДАТКОВ А. Г., инж. ИСХАКОВ А. С.

Москва

Вентильный преобразователь (ВП), как элемент системы автоматического регулирования, представляет собой сложное звено со специфическими нелинейными свойствами, обусловленными двумя особенностями работы вентилей — дискретным характером отпираания и неполной управляемостью. Наиболее полно ВП с позиций звена системы регулирования исследован в [Л. 1, 2], где, в частности, получены критерии устойчивости на основе метода гармонического баланса. В последнее время все большее распространение получает метод z -преобразования [Л. 3—6], позволяющий оперировать такими привывными понятиями, как передаточная функция. Так, например, в [Л. 5, 6] ВП представляется совокупностью линейных импульсных элементов, что позволяет без труда получить передаточную функцию замкнутой системы и провести исследования устойчивости в малом, используя хорошо разработанный аппарат теории линейных импульсных систем. Из других работ можно выделить [Л. 7, 8], где анализ устойчивости основан на частотных методах.

В опубликованных работах рассмотрение вопросов устойчивости проводится преимущественно для ВП с системами управления вертикального типа. Сущность вертикального принципа состоит в том, что моменты формирования управляющих импульсов определяются равенством мгновенных значений меняющегося во времени (как правило, линейно или синусоидально) синхронизированного с сетью опорного напряжения и напряжения постоянного уровня.

Не останавливаясь подробно на этих системах, отметим их основные недостатки — чувствительность к форме напряжения питания и нарушение линейности между входом и выходом ВП в режиме прерывистых токов.

В последнее время все большее распространение получают системы управления так называемого интегрального типа, свободные в определенной мере от указанных недостатков. Принцип их работы заключается в сравнении средних значений задающего сигнала и сигнала с выхода ВП за один такт его работы. Применение этого принципа в режиме стабилизации напряжения ВП по существу сводится к поддержанию постоянства вольт-секундной площади, заключенной между напряжением задающего сигнала и выпрямленным напряжением за интервал дискретности ВП.

В [Л. 9] подобные системы управления названы асинхронными, как не имеющие синхронной связи с сетью, но, как это будет показано, в определенных режимах система управления оказывается жестко синхронизирована с напряжением питания, что не является, судя по определению в [Л. 9], признаком асинхронной системы, поэтому авторы сочли уместным при именовании системы управления использовать термин «интегральный», как отражающий суть ее работы.

В настоящей статье рассматривается устойчивость систем управления ВП в режиме стабилизации напряжения на примерах различных структур, реализующих интегральный принцип. В качестве метода анализа используется весьма эффективный

для дискретных систем (а именно к ним относятся ВП) метод разностных уравнений. Условия применимости и библиографию по вопросам использования их в системах с ВП можно найти в [Л. 10]. В этих работах метод разностных уравнений применяется для расчета различных переходных процессов в ВП — коротких замыканиях, обратных зажиганиях и т. д. Использование разностных уравнений для исследований устойчивости ВП с системами управления интегрального типа позволяет получить условия устойчивости более просто, чем известными методами.

Критерий устойчивости. Для описания переходного процесса в замкнутой системе с ВП можно составить в общем случае несколько разностных уравнений различного порядка, связывающих значения выходных координат звеньев на границах интервала повторяемости. Разностное уравнение для рассматриваемых в данной статье систем оказывается нелинейным, первого порядка, его вид подобен уравнению, полученному в [Л. 10]:

$$F_1(x_{n+1}) = F_0(x_n). \quad (1)$$

Переходный процесс по уравнению (1) можно найти графически, если в координатах F и x построить функции F_0 и F_1 , считая аргумент непрерывным. Точки пересечения функций определяет установившийся режим, при котором $x_n = x_{n+1} = x_0$.

Задавая начальным значением x_1 , находят последовательно x_2 , x_3 и т. д. Вполне очевидно, что,

имея такой график, можно определить поведение системы в большом, т. е. при $x_{\max} > x_n > x_{\min}$. Для анализа устойчивости точки равновесия или устойчивости в малом в точке x_0 функции F_0 и F_1 можно заменить прямыми с наклоном θ_0 и θ_1 соответственно. Для стремления x_n к x_0 необходимо, чтобы $|\tan \theta_0 / \tan \theta_1| < 1$. Отсюда условие устойчивости линеаризованной системы:

$$|q| = \left| \frac{\Delta x_{n+1}}{\Delta x_n} \right| = \left| \frac{dF_0(x_n)}{dx_n} / \frac{dF_1(x_{n+1})}{dx_{n+1}} \right|_{x_n = x_{n+1} = x_0} < 1. \quad (2)$$

Критерий (2) является необходимым условием отсутствия автоколебаний. Коэффициент q характеризует динамические свойства системы в малом, чем он меньше, тем быстрее заканчивается переходный процесс; знак q указывает на характер процесса; при отрицательном q процесс сходимости происходит колебательно, при положительном — монотонно. Если $q = 0$, то система имеет максимальное быстродействие.

При конечных отклонениях максимальное быстродействие обеспечивается в том случае, если связь между x_{n+1} и x_n отсутствует, что указывает на нулевой порядок разностного уравнения:

$$F_1(x_{n+1}) = \text{const.}$$

В этом смысле вертикальные системы являются быстродействующими, но необходимость в применении фильтров в цепи обратной связи для сглаживания пульсаций выходного сигнала ВП значительно ухудшает динамические качества замкнутой системы.

Рассмотрим несколько конкретных структур системы управления, построенных на интегральном принципе при условиях синусоидальности и фазной симметрии питающего напряжения непрерывном токе нагрузки ВП, идеальности всех элементов и полной управляемости клапанов преобразователя. Последнее условие позволяет распространить вывод на режим искусственной коммутации.

Структура I. На рис. 1, а приведена наиболее простая структура, реализующая интегральный принцип работы системы управления. Она состоит из интегратора, на вход которого подается напряжение u_d непосредственно с выхода ВП. Напряжение с выхода интегратора поступает на один из входов компаратора, на другой вход которого подается напряжение уставки U_0 .

В моменты равенства напряжений на входе компаратора на его выходе формируется импульс напряжения, который поступает в блок ФР импульсов управления ВП. Одновременно с формированием импульса управления происходит обнуление интегратора (с помощью ключевого элемента К).

На рис. 2, а представлены диаграммы напряжений на выходе интегратора и преобразователя для случая, когда ВП работает в режиме искусственной коммутации. В установившемся режиме из условия работы интегратора за один такт можно записать:

$$\frac{1}{T_n} \int_0^T u_d(t) dt = U_0.$$

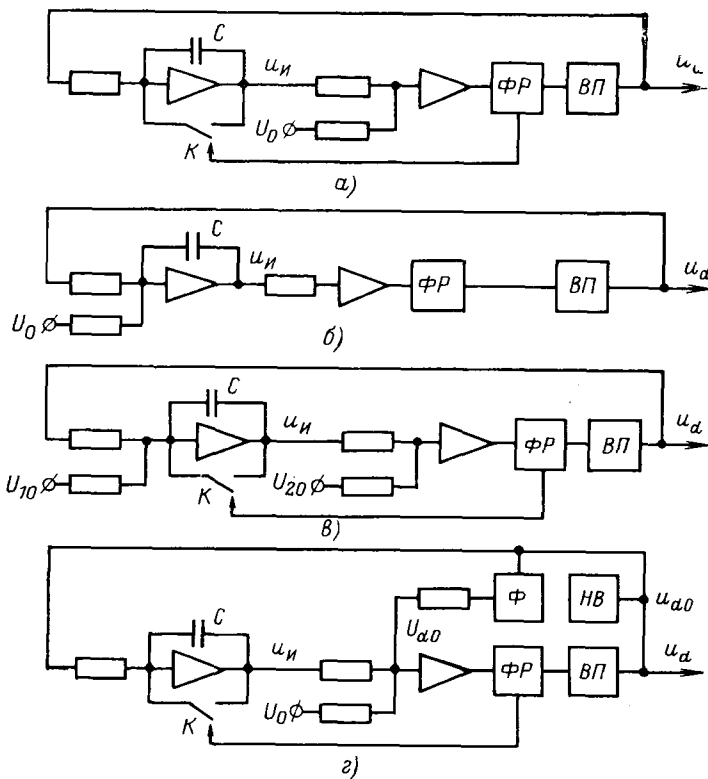


Рис. 1. Блок-схемы систем управления преобразователем на интегральном принципе (а, б, в и г — структуры I, II, III и IV соответственно).

С — интегрирующий конденсатор; К — ключ сброса интегратора; ФР — формирователь-распределитель управляющих импульсов; ВП — вентиляльный преобразователь; НВ — неуправляемый выпрямитель; Ф — фильтр; u_n , u_d , $u_{нв}$ и $U_{нв}$ — напряжения на выходе соответственно интегратора, ВП, НВ и Ф; U_0 , U_{10} и U_{20} — уставки по напряжению.

где $u_d(t)$ — мгновенное значение выходного напряжения преобразователя; T_n — постоянная времени интегратора; T — интервал дискретности m -фазной схемы.

Учитывая, что выражение для среднего значения выпрямленного напряжения преобразователя имеет вид

$$U_d = \frac{1}{T} \int_0^T u_d(t) dt, \quad (3)$$

получаем:

$$U_d = \frac{T_n}{T} U_0, \quad (4)$$

т. е. выходное напряжение преобразователя пропорционально уставке U_0 .

Следует отметить, что при выводе соотношения (4) не делалось никаких предложений относительно формы входного и выходного напряжений, т. е. регулировочная характеристика, описываемая выражением (4), не меняется при колебаниях питающего напряжения и его искажения, например, вследствие коммутационных процессов.

Рассмотрим теперь динамические свойства системы управления. Для n -го интервала работы схемы (рис. 2, а) справедливо следующее выражение:

$$\frac{1}{T_n} \int_0^{T_n} U_m \cos\left(\omega t + \alpha_n - \frac{\pi}{m}\right) dt = U_0.$$

Учитывая, что

$$\omega T_n = \frac{2\pi}{m} + \alpha_{n+1} - \alpha_n \text{ и } U_d = U_m \frac{m}{\pi} \sin \frac{\pi}{m} \cos \alpha,$$

выражение (4) можно переписать в виде (при $T_n = T$)

$$\sin\left(\alpha_{n+1} + \frac{\pi}{m}\right) = \sin\left(\alpha_n - \frac{\pi}{m}\right) + 2 \sin \frac{\pi}{m} \cos \alpha. \quad (5)$$

Линеаризация уравнения (5) в точке равновесия α приводит к следующему уравнению относительно отклонений угла:

$$\Delta_{n+1} = q \Delta_n, \quad (6)$$

где $\Delta_n = \alpha_n - \alpha$; $\Delta_{n+1} = \alpha_{n+1} - \alpha$;

$$q = \frac{\cos\left(\alpha - \frac{\pi}{m}\right)}{\cos\left(\alpha + \frac{\pi}{m}\right)}. \quad (7)$$

Сопоставление выражения (7) с диаграммой на рис. 2, а показывает, что q есть отношение ординат напряжения на входе интегратора в начале и в конце интегрирования.

Физический смысл этого факта в том, что вольт-секундная площадь на входе интегратора за каждый такт работы должна оставаться постоянной, следовательно изменение площади за счет Δ_n в начале интервала должно быть компенсировано изменением ее за счет Δ_{n+1} в конце интервала. При малых значениях Δ приращения площадей пропор-

циональны амплитудам напряжения u в точках изменения угла α , т. е.

$$u_n \Delta_n = u_{n+1} \Delta_{n+1}; \quad q = u_n / u_{n+1}.$$

Из (6) следует, что процесс сходимости к установившемуся режиму в его окрестности имеет вид:

$$\Delta(n) = \Delta_0 q^n,$$

где Δ_0 — начальное отклонение угла от установившегося режима, а условие устойчивости имеет вид:

$$|q| = \left| \frac{\cos\left(\alpha - \frac{\pi}{m}\right)}{\cos\left(\alpha + \frac{\pi}{m}\right)} \right| < 1.$$

На рис. 3, а представлены зависимость $q(\alpha)$ для разных m и область устойчивости (заштрихована). Здесь система устойчива при работе ВП в режиме выпрямителя с искусственной коммутацией и инвертора с естественной коммутацией.

Если $m=2$, то $q=-1$ и в системе возможны автоколебания на первой субгармонике.

Структура 11. На рис. 1, б представлена структурная схема ВП с системой управления, которая отличается от схемы на рис. 1, а тем, что уставка U_0 перенесена с выхода интегратора на его вход [Л. 9, с. 38]. В этом случае интегратор осуществляет интегрирование разности напряжений u_d с выхода ВП и уставки U_0 (рис. 2, б). Формирование импульсов управления происходит в моменты достижения нулевого значения выходным напряжением интегратора. Некоторое упрощение схемы по сравнению с предыдущей состоит в отсутствии разрядного ключа K .

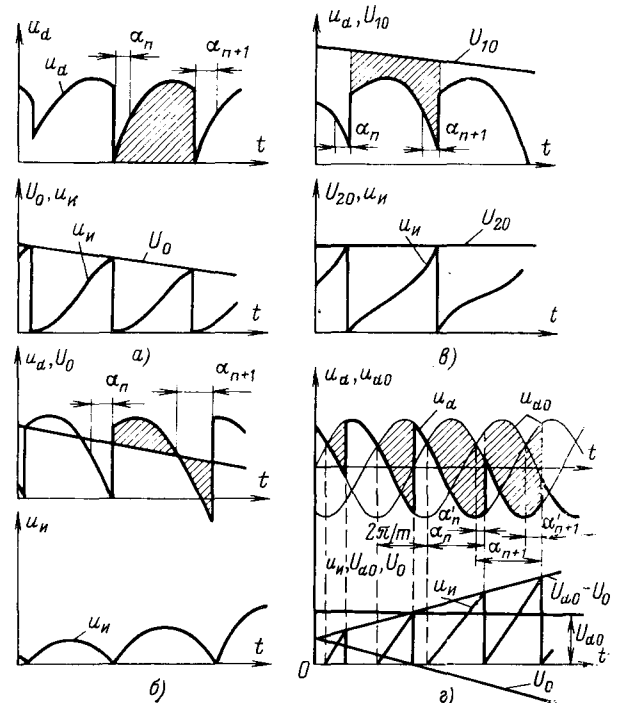


Рис. 2. Диаграммы напряжений блок-схем, изображенных на рис. 1.

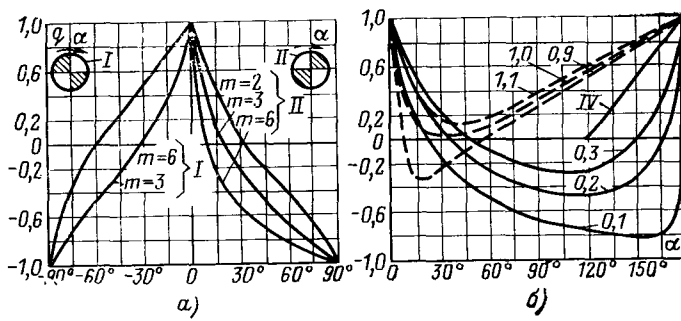


Рис. 3. Зависимость $q(\alpha)$ и область устойчивости.
а — структур I и II; б — структур III и IV; — — — регулирование изменением u_{10} ($u_{20} = \text{const}$); — — — регулирование изменением u_{20} ($u_{10} = \text{const}$).

В установившемся режиме за один такт работы выполняется соотношение

$$\frac{1}{T_n} \int_0^T [u_d(t) - U_0] dt = 0,$$

откуда $U_d = U_0$, т. е. выходное напряжение преобразователя так же, как и в предыдущей структуре, пропорционально уставке и не зависит от искажений и колебаний сетевого напряжения. Необходимо отметить, что в данном случае выходное напряжение ВП не изменяется и при колебаниях частоты питающего напряжения, в то время как в схеме на рис. 1,а согласно (4) выходное напряжение изменяется пропорционально частоте сети.

Анализ, аналогичный проделанному выше, приводит к следующему разностному уравнению:

$$\alpha_{n+1} \frac{m}{\pi} \sin \frac{\pi}{m} \cos \alpha - \sin \left(\alpha_{n+1} + \frac{\pi}{m} \right) = \\ = \alpha_n \frac{m}{\pi} \sin \frac{\pi}{m} \cos \alpha - \sin \left(\alpha_n - \frac{\pi}{m} \right) - 2 \sin \frac{\pi}{m} \cos \alpha.$$

Линеаризация уравнения приводит его к виду (6), где

$$q = \frac{\frac{m}{\pi} \sin \frac{\pi}{m} \cos \alpha - \cos \left(\alpha - \frac{\pi}{m} \right)}{\frac{m}{\pi} \sin \frac{\pi}{m} \cos \alpha - \cos \left(\alpha + \frac{\pi}{m} \right)}. \quad (8)$$

Зависимость $q(\alpha)$ и область устойчивости показаны на рис. 3,а. Здесь система устойчива в режиме выпрямления с естественной коммутацией и инвертирования с искусственной коммутацией.

Интерес представляет случай, когда $\alpha = \pi/2$, тогда из (8) $q = -1$, т. е. в системе могут существовать незатухающие автоколебания на первой субгармонике. В этом режиме система, изображенная на рис. 1,б, эквивалентна системе с вертикальным управлением с обратной связью по току, при работе ВП на короткое замыкание через сглаживающий дроссель, если звено обратной связи представляет собой усилитель с бесконечным коэффициентом усиления. В этом случае функцию интегратора выполняет сглаживающий дроссель, а функцию компаратора — усилитель обратной связи.

Отмеченная аналогия хорошо поясняет механизм возникновения автоколебаний на первой суб-

гармонике в режиме стабилизации тока с системой управления вертикального принципа действия при работе на короткое замыкание.

Структура III. Структурная схема на рис. 1,в отличается от предыдущих тем, что в нее введены две уставки U_{10} и U_{20} на входе и выходе интегратора соответственно.

Из диаграммы на рис. 2,в видно, что за один такт работы преобразователя должно выполняться соотношение

$$\frac{1}{T_n} \int_0^T [U_{10} - u_d(t)] dt = U_{20}.$$

Регулировочная характеристика в этом случае имеет вид

$$U_d = U_{10} - \frac{T_n}{T} U_{20},$$

откуда следует, что выходное напряжение линейно зависит от уставок U_{10} и U_{20} и по-прежнему нечувствительно к форме питающего напряжения.

Для анализа устойчивости системы имеем следующее разностное уравнение ($T_n = T$):

$$u_{10} \alpha_{n+1} - \frac{m}{\pi} \sin \left(\alpha_{n+1} + \frac{\pi}{m} \right) = u_{10} \alpha_n - \\ - \sin \left(\alpha_n - \frac{\pi}{m} \right) - 2 \sin \frac{\pi}{m} \cos \alpha,$$

где $u_{10} = \frac{U_{10}}{U_m}$.

После линеаризации приводим его к виду (6), где

$$q = \frac{u_{10} - \cos \left(\alpha - \frac{\pi}{m} \right)}{u_{10} - \cos \left(\alpha + \frac{\pi}{m} \right)}. \quad (9)$$

Из (9) видно, что в выражение для q входит теперь не только угол управления α , но и одна из уставок. Таким образом, изменяя одну из уставок с целью регулирования выходного напряжения ВП, вторую можно выбрать так, чтобы обеспечивалось условие устойчивости во всем диапазоне регулирования. Так, например, при регулировании изменением u_{20} необходимо u_{10} выбрать так, чтобы во всем диапазоне регулирования выполнялось условие

$$u_{10} > \cos \frac{\pi}{m} \cos \alpha. \quad (10)$$

Если регулирование осуществляется изменением уставки u_{10} , то для обеспечения устойчивости необходимо выполнение условия

$$u_{20} > \cos \frac{\pi}{m} \cos \alpha - \frac{m}{\pi} \sin \frac{\pi}{m} \cos \alpha, \quad (11)$$

где $u_{20} = U_{20}/U_m$.

Выражения, аналогичные (10) и (11), получены другим способом в [Л. 11].

В частности, если $m=6$ и $0 < \alpha < \pi$, то для q получаются следующие выражения:

$$q = \frac{u_{10} - \cos(\alpha - 30^\circ)}{u_{10} - \cos(\alpha + 30^\circ)}, \quad u_{20} = \text{var}, \quad u_{10} = \text{const}; \quad (12)$$

$$q = \frac{u_{20} + \frac{3}{\pi} \cos \alpha - \cos(\alpha - 30^\circ)}{u_{20} + \frac{3}{\pi} \cos \alpha - \cos(\alpha + 30^\circ)}, \quad u_{10} = \text{var},$$

$$u_{20} = \text{const}. \quad (13)$$

На рис. 3,б представлены зависимости (12) и (13), которые показывают, что эффективность обоих методов регулирования примерно одинакова.

Как уже указывалось выше, максимальное быстродействие реализуется при $q=0$, которое, как видно из рис. 3,б, достигается только в отдельных точках. В связи с этим можно поставить вопрос о том, чтобы во всем диапазоне регулирования поддерживать $q=0$ изменением обеих уставок. В этом случае необходимый закон изменения u_{10} и u_{20} в зависимости от угла управления α получается из (9):

$$u_{10} = \cos\left(\alpha - \frac{\pi}{m}\right); \quad u_{20} = \cos\left(\alpha - \frac{\pi}{m}\right) - \frac{m}{\pi} \sin \frac{\pi}{m} \cos \alpha.$$

Как видно из полученных выражений, значения u_{10} и u_{20} сложным образом зависят от угла α , что вызывает трудности в технической реализации этого принципа управления, кроме того, необходимо учитывать, что указанный принцип регулирования обеспечивает максимальное быстродействие в малом, т. е. при небольших отклонениях от положения равновесия. Ниже рассматривается структура, которая обеспечивает максимальное быстродействие системы и в большом.

Структура IV. Эта структура при $\alpha < 2\pi/m$ воплощает в себе одно из основных достоинств вертикального принципа — максимальное быстродействие, которое достигается за счет синхронизации системы управления с сетью. Это справедливо при регулировании уставки, при колебаниях напряжения питания сказывается инерционность фильтра.

Здесь (рис. 1,г) на входе интегратора поступает разность выходного напряжения u_d и напряжения с выхода неуправляемого выпрямителя u_{d0} с числом фаз, равным числу фаз преобразователя. Вольт-секундная площадь, соответствующая этой разности при различных α , на рис. 2,г заштрихована. Напряжение на выходе интегратора сравнивается с опорным напряжением, представляющим собой разность постоянной составляющей напряжения неуправляемого выпрямителя U_{d0} , выделенной фильтром Φ , и напряжения уставки U_0 .

Работа интегратора описывается соотношением

$$\frac{1}{T_n} \int_0^T (u_{d0} - u_d) dt = U_{d0} - U_0.$$

Учитывая, что $\frac{1}{T} \int_0^T u_{d0} dt = U_{d0}$, получаем при $T_n = T$

пропорциональный вид регулировочной характеристики $U_d = U_0$.

При $\alpha < 2\pi/m$ система управления работает синхронно с сетью, начало процесса интегрирования не зависит от его окончания и совпадает с моментом естественной коммутации вентилей. В этом заключено формальное сходство интегральной и вертикальной систем. Качественное различие состоит в том, что в вертикальной системе регулируемый сигнал по обратной связи действует только на управляющий сигнал и не влияет на процесс формирования опорного напряжения, в то время как в интегральной системе регулируемый сигнал через обратную связь участвует в формировании опорного напряжения.

При $\alpha > 2\pi/m$ синхронная связь отсутствует, так как начало процесса интегрирования на $(n+1)$ -м интервале совпадает с моментом окончания его на n -м.

Разобьем диапазон регулирования $\alpha = 0 \div \pi$ на интервалы, каждый из которых равен $2\pi/m$. Так как уравнение u_{d0} на каждом интервале различно, следовательно, разностное уравнение будет зависеть от номера интервала.

Для удобства определения q введем угол $\alpha' = \alpha - p \frac{2\pi}{m}$, где $p = 0 \div \left(\frac{m}{2} - 1\right)$.

Вольт-секундную площадь на рис. 2,г разобьем на две: границы первой от α'_n до $2\pi/m$, границы второй от 0 до α'_{n+1} , и найдем в этих границах разность $u = u_{d0} - u_d$:

$$\left. \begin{aligned} u_1 &= U_m \left[\cos\left(\omega t - \frac{\pi}{m}\right) - \cos\left(\omega t - \frac{\pi}{m} + p \frac{2\pi}{m}\right) \right] = \\ &= 2U_m \sin p \frac{2\pi}{m} \sin \left[\omega t + (p-1) \frac{\pi}{m} \right]; \\ u_2 &= U_m \left\{ \cos\left(\omega t - \frac{\pi}{m}\right) - \cos \left[\omega t - \frac{\pi}{m} + \right. \right. \\ &\quad \left. \left. + (p-1) \frac{2\pi}{m} \right] \right\} = 2U_m \sin(p+1) \frac{\pi}{m} \times \\ &\quad \times \sin \left(\omega t + p \frac{\pi}{m} \right). \end{aligned} \right\} \quad (14)$$

Из условия работы интегратора следует:

$$\int_{\alpha'_n}^{2\pi/m} u_1 d\omega t + \int_0^{\alpha'_{n+1}} u_2 d\omega t = 2U_m \sin \frac{\pi}{m} (1 - \cos \alpha). \quad (15)$$

Подставив (14) в (15), получим следующее разностное уравнение:

$$\begin{aligned} &\sin(p+1) \frac{\pi}{m} \cos\left(\alpha_{n+1} - p \frac{\pi}{m}\right) = \\ &= \sin p \frac{\pi}{m} \cos\left[\alpha_n - (p+1) \frac{\pi}{m}\right] + \sin \frac{\pi}{m} \cos \alpha. \end{aligned}$$

Коэффициент

$$q(p, \alpha) = \frac{\sin p \frac{\pi}{m} \sin \left[\alpha - (p+1) \frac{\pi}{m} \right]}{\sin (p+1) \frac{\pi}{m} \sin \left(\alpha - p \frac{\pi}{m} \right)}. \quad (16)$$

Например, для $m=6$

$$0 < \alpha < \frac{\pi}{3} \quad p=0, \quad q=0;$$

$$\frac{\pi}{3} < \alpha < \frac{2\pi}{3} \quad p=1, \quad q = \frac{\sin \left(\alpha - \frac{\pi}{3} \right)}{\sqrt{3} \sin \left(\alpha - \frac{\pi}{6} \right)};$$

$$\frac{2\pi}{3} < \alpha < \pi \quad p=2, \quad q = - \frac{\sqrt{3} \cos \alpha}{2 \sin \left(\alpha - \frac{\pi}{3} \right)}.$$

Зависимость (16) для $m=3$ показана на рис. 3,б. Сказанное справедливо при одноканальной системе. Для мостовых схем можно увеличить диапазон максимального быстрогодействия до $4\pi/m$, если использовать два канала управления: один для катодной группы вентилей, другой для анодной, с соответствующим съемом сигнала обратной связи.

Рассмотренные выше структуры, естественно, не исчерпывают всех возможностей интегрального принципа, они нагляднее всего демонстрируют способ управления вентильным преобразователем,

основанный на сравнении средних значений сигналов, и отражают только наиболее простые решения.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Шипило В. П. Автоматизированный вентильный электропривод. М., «Энергия», 1969.
2. Шипило В. П. Частотные характеристики управляемого вентильного преобразователя. — «Электричество», 1972, № 6.
3. Шипило В. П. Исследование процессов в замкнутых вентильных схемах методом z -преобразования. — «Электричество», 1969, № 11.
4. Никитин В. М., Поздеев А. Д., Сабинин Ю. А. Качество регулирования в вентильном электроприводе с учетом дискретности и полупроводимости выпрямителя. — «Электричество», 1975, № 2.
5. Sucena-Paiva J. P., Hernandez R., Freris L. L. Stability study of controlled rectifiers using a new discrete model. — «Proc. IEE», 1972, vol. 119, № 9.
6. Sucena-Paiva J. P., Freris L. L. Stability of rectifiers with voltage-controlled oscillator firing systems. — «Proc. IEE», 1973, vol. 120, № 6.
7. Устойчивость и качество регулирования в замкнутых системах с вентильными преобразователями. — В кн.: Труды VI Всесоюзной конференции по автоматизированному электроприводе. М., «Энергия», 1974. Авт.: А. Д. Поздеев и др.
8. Hazell P. A., Flower J. O. Stability properties of certain thyristor-bridge control systems. Part 2 — The interrelationships of discrete-and-continuous-designing methods. — «Proc. IEE», 1970, vol. 117, № 1.
9. Системы управления тиристорными и ионными электроприводами. Сост. Л. П. Деткин. М., Информэлектро, 1971.
10. Поссе А. В. Применение метода разностных уравнений для расчета переходных процессов в преобразователях. — «Труды НИИПТ», 1972, № 18.
11. Поздеев А. Д. Динамические модели асинхронных систем импульсно-фазового управления выпрямителями при малых отклонениях. — «ЭП. Электропривод», 1975, вып. 9. [28.2.1977]



УДК 621.365.2.001.24

Метод расчета рациональных электрических режимов дуговых сталеплавильных печей

Канд. техн. наук ТРЕЙВАС В. Г.

Москва

Известные методы расчета рациональных электрических режимов дуговых сталеплавильных печей (ДСП), ориентированные на ручной счет, упрощают задачу, рассматривая однофазную эквивалентную линейную схему или однофазную нелинейную схему со стационарной вольт-амперной характеристикой дуги [Л. 1]. Полученные при этом выражения позволяют достаточно точно в среднем оценить работу установки и дают удовлетворительные результаты при симметричном выделении мощности по фазам и незначительной активной мощности установки.

При расчете трехфазной эквивалентной схемы замещения обычно вводятся упрощающие предположения о равенстве фазных эквивалентных сопротивлений токоподвода [Л. 2] или о постоянстве фазных напряжений [Л. 3].

Рост мощности и емкости ДСП, внедрение АСУТП плавки стали делают актуальной задачу определения рациональных электрических режимов, обеспечивающих экстремальность технико-экономического показателя работы печи с учетом реальных условий горения дуг и изменения токов во время плавки. Кроме того, ориентация на применение ЦВМ для управления процессом плавки приводит к необходимости получения информации о процессе на основании минимального числа независимых электрических величин, измеряемых в процессе плавки.

Расчет электрических режимов ДСП является частью общей задачи оптимального управления в трехфазной энергосистеме. Методы расчета оптимальных электрических режимов больших энергетических систем получили развитие в [Л. 4 и 5], од-

нако нелинейность и нестационарность вольт-амперной характеристики дуги, несимметричные по фазам режимы работы, необходимость в автоматизации расчетов вынуждают подробно рассмотреть трехфазную эквивалентную электрическую схему замещения ДСП и разработать численные методы ее расчета, учитывающие особенности печи.

Баланс мощности для цепи с несинусоидальными периодическими током и напряжением имеет вид:

$$S^2 = P^2 + \tilde{Q}^2 + T^2,$$

где S — полная мощность, потребляемая цепью; P — активная мощность; \tilde{Q} — реактивная мощность; T — мощность искажений.

Пусть Q — эквивалентная реактивная мощность ($Q^2 = \tilde{Q}^2 + T^2$), а $x = QI^{-2}$ — эквивалентное реактивное сопротивление. Тогда нелинейная электрическая цепь с дугой эквивалентна линейной, параметры которой r и x определены по значению измеренной активной мощности, действующим значениям тока и напряжения. Расчет рациональных режимов и регулирование установки осуществляется из условия экстремальности технико-экономического показателя работы ДСП по средним действующим значениям тока и напряжения, т. е. независимо от гармонического состава мгновенных значений этих величин. В этом случае сочетание непосредственных измерений с линеаризацией нелинейной схемы методом эквивалентных синусоид позволяет учесть нелинейность исходной цепи и получить значения эквивалентных активных и реактивных сопротивлений в фазах, адекватные проведенным измерениям на реальной установке.

Линейная трехфазная расчетная схема (ТРС), к которой сведена схема электроснабжения ДСП, и соответствующая ей векторная диаграмма токов и напряжений приведены на рис. 1 и 2.

Предполагаются известными модули действующих значений токов I_1, I_2, I_3 , действующих значений линейных напряжений U_{12}, U_{23}, U_{31} и полная средняя за период активная мощность установки.

На основании уравнений Кирхгофа и векторной диаграммы для ТРС [Л. 6] получена следующая система нелинейных уравнений относительно неизвестных значений фазных напряжений $\dot{U}_1, \dot{U}_2, \dot{U}_3$, углов $\varepsilon_2, \varepsilon_3$ между векторами \dot{U}_1, \dot{U}_2 и \dot{U}_1, \dot{U}_3 , угла φ между векторами \dot{U}_1, \dot{I}_1 и эквивалентной реактивной мощности Q :

$$[U_1 \sin \alpha_1 - U_2 \sin \alpha_2 \cos (\alpha_3 + \varepsilon_2) - U_3 \sin \alpha_3 \cos (\alpha_2 + \varepsilon_3)] \sin \varphi - [U_2 \sin \alpha_2 \sin (\alpha_3 + \varepsilon_2) - U_3 \sin \alpha_3 \sin (\alpha_2 + \varepsilon_3)] \cos \varphi = -dQ (2I_1 I_2 I_3)^{-1}; \quad (1)$$

$$c_1 U_1 + [(c_4 - c_2) \sin \varepsilon_2 + (c_3 - c_1) \cos \varepsilon_2] U_2 + (c_4 \sin \varepsilon_3 - c_3 \cos \varepsilon_3) U_3 + Q + P = 0; \quad (2)$$

$$c_2 U_1 + [(c_1 - c_3) \sin \varepsilon_2 + (c_4 - c_2) \cos \varepsilon_2] U_2 - (c_3 \sin \varepsilon_3 + c_4 \cos \varepsilon_3) U_3 + Q - P = 0; \quad (3)$$

$$U_1^2 + U_2^2 - 2U_1 U_2 \cos \varepsilon_2 - U_{12}^2 = 0; \quad (4)$$

$$U_1^2 + U_3^2 - 2U_1 U_3 \cos \varepsilon_3 - U_{13}^2 = 0; \quad (5)$$

$$U_2^2 + U_3^2 - 2U_2 U_3 \cos (\varepsilon_2 + \varepsilon_3) - U_{23}^2 = 0. \quad (6)$$

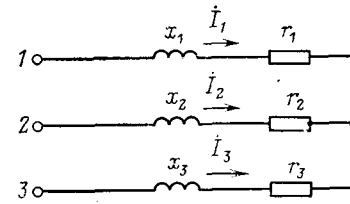


Рис. 1.

Здесь: $\varphi = -(2\pi - \varphi_1)$; $\alpha_1 = \arcsin \frac{d}{2I_2 I_3}$;

$$\alpha_2 = \arcsin \frac{d}{2I_1 I_3}; \quad \alpha_3 = \arcsin \frac{d}{2I_1 I_2};$$

$$d = (2I_1^2 I_2^2 + 2I_1^2 I_3^2 + 2I_2^2 I_3^2 - I_1^4 - I_2^4 - I_3^4)^{1/2};$$

$$c_1 = I_1 (\sin \varphi - \cos \varphi); \quad c_2 = I_1 (\sin \varphi + \cos \varphi);$$

$$c_3 = I_3 [\sin \varphi (\cos \alpha_2 - \sin \alpha_2) + \cos \varphi (\cos \alpha_2 + \sin \alpha_2)];$$

$$c_4 = I_3 [\sin \varphi (\cos \alpha_2 + \sin \alpha_2) + \cos \varphi (\cos \alpha_2 - \sin \alpha_2)].$$

Численное решение этой системы уравнений позволяет определить значения полной эквивалентной реактивной мощности Q , фазных напряжений U_1, U_2, U_3 , углов $\varepsilon_2, \varepsilon_3, \varphi$, а затем найти соответствующие им значения эквивалентных параметров r_i, x_i схемы замещения. Причем Q определяется однозначно, а для значений r_i, x_i получается множество значений, соответствующих исходным данным.

Для однозначного определения эквивалентных параметров ТРС необходимы два дополнительных условия. Ими могут быть значения активной мощности, выделяемой с низкой стороны печного трансформатора, в двух фазах ДСП (например, P_1 и P_2). Таким образом, эквивалентные реактивные сопротивления x_i в фазах ДСП в рабочем режиме можно однозначно рассчитать по уравнениям ТРС на основе измерений только активной мощности и действующих значений токов, напряжений, чем обеспечивается энергетическая эквивалентность линейной ТРС реальной электрической схеме замещения.

Информационной базой расчетов, оптимизирующих технико-экономические показатели и определяющих рациональные режимы, служит зависимость

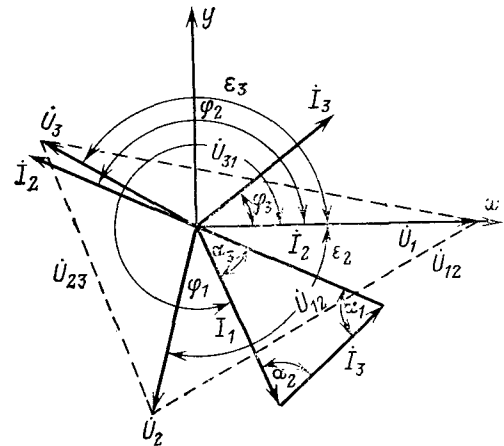


Рис. 2.

реактивного сопротивления фазы ТРС x_i от токов во всех трех фазах I_1, I_2, I_3 . Зависимостью активного сопротивления токопровода от токов практических расчетов можно пренебречь, считая, что $r_i(I_1, I_2, I_3) = r_{ik}$ (здесь r_{ik} — активное эквивалентное сопротивление фазы при опыте полного короткого замыкания), так как для ДСП эквивалентное активное сопротивление токопровода на порядок меньше реактивного сопротивления и незначительно изменяется при работе печи.

Для численного расчета рациональных электрических режимов необходимо знать значения эквивалентных активных и реактивных сопротивлений r_i, x_i в фазах ТРС при произвольных значениях токов в различные периоды плавки. Предполагается, что все сопротивления приведены к низкой стороне печного трансформатора, причем суммарные активное и реактивное сопротивления включают активную и реактивную составляющие векторов взаимной индуктивности двух других фаз.

Пусть известны модули линейных напряжений U_{12}, U_{31}, U_{23} , действующих значений токов в фазах ДСП I_1, I_2, I_3 , зависимость эквивалентных реактивных сопротивлений токопровода ТРС от тока. В области возможных значений U_1, U_2 выделим узловые точки и для каждой пары значений (U_1, U_2) из уравнений (1), (4) — (6) определим $U_3, \varphi, \varepsilon_2, \varepsilon_3$ по исходным данным и значению полной эквивалентной реактивной мощности:

$$Q = \sum_{i=1}^3 I_i^2 x_i. \quad (7)$$

На основании закона Ома для участка цепи (одна фаза ТРС) получим следующее выражение для полной активной мощности ДСП:

$$P = \sum_{i=1}^3 I_i \sqrt{U_i^2 - (I_i x_i)^2}.$$

По узловым точкам U_1, U_2 , попавшим в область возможных значений, вычисляются соответствующие им эквивалентные активные и реактивные сопротивления \tilde{x}_i, \tilde{r}_i . Каждому набору \tilde{x}_i, \tilde{r}_i соответствуют одни и те же исходные токи, линейные напряжения и значения реактивной мощности вычисленные по (7). Среди всех значений фазных напряжений попавших в область возможных значений, существует единственная точка с координатами U^0_1, U^0_2 , в которой реализуем минимум функции Φ , характеризующий разницу между расчетными (\tilde{x}_i , Ом) и исходными (x_i , Ом) эквивалентными реактивными сопротивлениями:

$$\Phi = \sum_{i=1}^3 |\tilde{x}_i - x_i|. \quad (8)$$

Здесь значения \tilde{x}_i получены из решения систем нелинейных уравнений (1), (4) — (6) по следующим

формулам:

$$\left. \begin{aligned} \tilde{x}_1 &= \frac{U_1 I_1^{-1}}{\sin |\varphi|}; \quad \tilde{x}_2 = \frac{U_2 I_2^{-1}}{\sin \varphi_2}; \quad \tilde{x}_3 = \frac{U_3 I_3^{-1}}{\sin \varphi_3}; \\ \varphi_2 &= \pi - \varepsilon_2 - \alpha_3 + |\varphi|; \quad \varphi_3 = \varepsilon_3 + \alpha_2 + |\varphi| - \pi. \end{aligned} \right\} \quad (9)$$

В точке U^0_1, U^0_2 значение $\tilde{x}_i = x_i$, при этом достигается высокая согласованность исходных данных с результатами расчета ТРС, т. е. с высокой степенью точности выполняются уравнения (2) и (3).

Таким образом, численно решается задача определения напряжений в фазах ТРС по известным токам, сопротивлениям фаз и линейным напряжениям. Известное графоаналитическое решение этой задачи не позволяет проводить многовариантные оптимизационные расчеты из-за сложности и малой точности.

Напряжение дуги E_i и полезная мощность, выделяемая в фазе ДСП, определяются по известному активному сопротивлению токопровода фазы ТРС:

$$\begin{aligned} E_i &= \sqrt{U_i^2 - (I_i x_i)^2} - I_i r_i; \\ P_{di} &= E_i I_i. \end{aligned}$$

Заметим, что любой технико-экономический показатель работы ДСП является функцией полезной мощности дуг, напряжений и токов в фазах ТРС. Решение (1) — (6) и (8) позволяет свести технико-экономический показатель к функции трех переменных токов I_1, I_2, I_3 и численно определить экстремальное его значение, обеспечив расчет рационального электрического режима.

Расчет рациональных электрических режимов ДСП рассмотрен выше в предположении постоянства действующих значений токов дуг на значительных интервалах времени. На самом деле токи дуг непрерывно колеблются относительно своих средних значений, определяемых уставками регулятора, что приводит к ухудшению всех технико-экономических показателей работы печи. Расчет электрических режимов с учетом статистических характеристик токов дуг позволяет получить уточненные рабочие характеристики, а также определить уточненные по каждой фазе средние действующие значения токов дуг, соответствующие различным рациональным электрическим режимам печи.

Полное статистическое исследование действующих значений токов дуг по ходу плавки приведено в [Л. 7]. Важной задачей статистического исследования токов дуг является определение их совместного закона распределения. Считая, что изменение действующих значений токов происходит под влиянием большого числа независимых факторов, каждый из которых мало влияет на течение процесса в целом, была высказана гипотеза о нормальном законе распределения, подтвержденная рядом исследований [Л. 8].

Плотность вероятности для нормального трехмерного закона распределения с учетом ограниченности области допустимых значений для токов приведена в [Л. 10] и имеет следующий вид:

$$f = \xi^{-1} f,$$

где ξ — нормирующий множитель;

$$\tilde{f} = \exp \left\{ \frac{1}{2|D|} \begin{vmatrix} D_{11} & D_{12} & D_{13} & I_1^0 \\ D_{21} & D_{22} & D_{23} & I_2^0 \\ D_{31} & D_{32} & D_{33} & I_3^0 \\ I_1^0 & I_2^0 & I_3^0 & 0 \end{vmatrix} \right\}.$$

В этом выражении

$$D = \begin{pmatrix} D_{11} & D_{12} & D_{13} \\ D_{21} & D_{22} & D_{23} \\ D_{31} & D_{32} & D_{33} \end{pmatrix} - \text{корреляционная матрица};$$

$|D|$ — величина определителя корреляционной матрицы; D_{ij} — дисперсии и взаимные дисперсии токов I_i, I_j ,

$$I_i^0 = I_i - m_i,$$

где m_i — параметры распределения.

Нормирующий множитель ξ определяется из условия, что вероятность наступления такого события, при котором трехмерная случайная величина I окажется вне области Ψ допустимых значений токов, равна нулю. По этому условию нормирующий множитель

$$\xi = \int_{\Psi} \tilde{f}(I_1, I_2, I_3) dI_1 dI_2 dI_3.$$

Таким образом, значение ξ зависит от параметров распределения m_i , которые равны моде одномерного сечения трехмерной плотности вероятности.

Плотность вероятности случайной величины — действующих значений токов дуг — используется при расчете рациональных электрических режимов для технико-экономических показателей и при расчете рабочих характеристик ДСП. Так как действующие значения токов дуг являются случайными величинами, то и зависящие от них технико-экономические показатели тоже случайны.

Следующая теорема теории вероятности дает возможность определить математическое ожидание технико-экономического показателя, т. е. его среднее значение [Л. 9].

Если $F_{\eta}(x)$ — функция распределения многомерной случайной величины η , $\varphi(x)$ — непрерывная функция и Ψ — область допустимых значений для η , то

$$M\varphi(x) = \int_{\Psi} \varphi(x) dF_{\eta}(x),$$

где $M\varphi(x)$ — математическое ожидание $\varphi(x)$.

Принимая, например, среднее значение полной полезной мощности \bar{P}_d равным его математическому ожиданию, получаем при фиксированных значениях m_1, m_2, m_3 и фиксированной корреляционной матрице:

$$\bar{P}_d = \int_{\Psi} \sum_{i=1}^3 E_i I_i f_{m_1, m_2, m_3}(I_1, I_2, I_3) dI_1 dI_2 dI_3. \quad (10)$$

Таким образом, \bar{P}_d является функцией трех переменных m_1, m_2, m_3 и зависит от параметров корреляционной матрицы. Экстремальное значение \bar{P}_d^0 достигается при некоторых значениях m_1^0, m_2^0, m_3^0 , которым соответствуют средние значения токов I_i^0 ,

определяемые из выражения:

$$I_i^0 = M I_{oi} = \int_{\Psi} I_i f_{m_1^0, m_2^0, m_3^0}(I_1, I_2, I_3) dI_1 dI_2 dI_3. \quad (11)$$

Область допустимых значений токов определяется из условия существования решения системы уравнений (1)–(6) ТРС. Исследование области допустимых значений токов приведено в приложении 1. С использованием экономичного метода поиска минимума функции двух переменных для нахождения значений E_i требуется 50 с на ЦВМ «Минск-22».

Расчет рабочих характеристик и экстремальных значений технико-экономических показателей в общем случае приводит к вычислению трехмерных интегралов по сложной области допустимых значений токов при различных значениях параметров m_i, D_{ij} закона распределения вероятностей трехмерной случайной величины. Определение показателей для одного значения m_1, m_2, m_3 при фиксированных значениях параметров корреляционной матрицы приводит при грубом разбиении области допустимых значений сеткой $10 \times 10 \times 10$ к вычислению функции трех переменных токов в 1000 точках, что требует около 14 ч машинного времени на ЦВМ «Минск-22».

Поиск экстремальных значений m_1^0, m_2^0, m_3^0 и соответствующих им средних значений токов I_1^0, I_2^0, I_3^0 требует вычисления тройного интеграла не менее чем при 100 текущих значениях m_1, m_2, m_3 . Решение этой задачи не представляет возможным на ЦВМ, обладающей быстродействием ниже, чем 10^5 – 10^6 операций в секунду.

Пусть технико-экономический показатель работы ДСП представим в виде скалярного произведения линейной комбинации векторов $E = \{E_i\}$, $U = \{U_i\}$, $I = \{I_i\}$ и выполняются следующие условия:

действующие значения токов в фазах ДСП являются независимыми случайными величинами;

величина U_i фазного напряжения i -й фазы зависит только от тока этой фазы и от величин m_j, m_k , связанных со средними значениями токов двух других фаз;

активные и реактивные сопротивления ТРС зависят только от изменения тока в одной фазе: $x_i = x_i(I_i)$, $r_i = r_i(I_i)$.

Тогда по известной теореме математического анализа получим, что трехмерный интеграл может быть сведен к сумме трех одномерных. Полная мощность дуг

$$\bar{P}_d = \sum_{i=1}^3 \xi^{-1} \int_{\Gamma_i} E_i(I_i, m_j, m_k) I_i \tilde{f}(I_i) dI_i. \quad (12)$$

Здесь интегрирование ведется по отрезку Γ_i , на котором в ТРС определены значения токов I_i в i -й фазе, при фиксированных значениях m_j, m_k токов в двух других фазах.

Одномерная плотность вероятности в случае ограниченного гауссового закона распределения тока имеет вид:

$$\xi_i^{-1} \tilde{f}(I_i),$$

где

$$\tilde{f}(I_i) = \begin{cases} \exp[-(I_i - m_i)^2 (2D_i)^{-1}]; & I_i \in \Gamma_i; \\ 0; & I_i \notin \Gamma_i; \end{cases}$$

$$\xi_i = \int_{\Gamma_i} \tilde{f}(I_i) dI_i.$$

Вычисление экстремального значения технико-экономических показателей сводится в случае (12) к поиску максимума функции трех переменных m_1, m_2, m_3 , причем для каждого значения m_1, m_2, m_3 требуется вычисление трех одномерных интегралов. Время счета в этом случае будет примерно в n^2 раз меньше по сравнению с трехмерным случаем. Здесь n — число точек разбиения одномерной области допустимых значений токов, при котором достигается необходимая точность вычислений в (10).

Принятый в практике [Л. 10] упрощенный статистический расчет одной фазы ДСП справедлив при замене второго условия более сильным: фазное напряжение эквивалентной расчетной схемы не изменяется при изменении токов.

В приложении 2 дан расчет изменения полной мощности дуг ДСП-200 при изменении токов по некоторым прямым, проведенным в области допустимых значений токов. Расчет проведен без учета случайного характера токов дуг.

При наличии комплекса измерительных средств, связанных с ЦВМ, можно получить зависимость среднего эквивалентного реактивного сопротивления ТРС от средних действующих значений токов фаз. Статистические данные, на основании которых получена эта зависимость, являются несмещенными оценками математических ожиданий и учитывают реальные законы распределения для случайных величин ($I_1, I_2, I_3, U_{12}, U_{23}, U_{31}, P, P_1, P_2$), соответствующих эргодическим стационарным (на участке) случайным процессам. Расчет технико-экономических показателей с учетом зависимости среднего реактивного сопротивления фазы от средних действующих значений токов фаз $\bar{x}_i(I_1, I_2, I_3)$ ведется по тем же формулам, что и в случае детерминированных исходных данных, и может быть получен на ЦВМ в реальном масштабе времени.

Приложение 1. Как видно из общей схемы расчета оптимального режима, задача нахождения экстремума технико-экономического показателя требует выполнения большого числа логических и арифметических операций, причем значениями аргументов I_1, I_2, I_3 для пробного шага являются точки трехмерного параллелепипеда. Может случиться, что при выбранных значениях I_i функции, входящие в выражения для определений $U_1, U_2, U_3, \varepsilon_2, \varepsilon_3, \varphi$, не определены, и расчет прекратится. Устранение такой нежелательной ситуации можно предусмотреть при создании программы, но, во-первых, заранее не очень ясно, где это может произойти, во-вторых, время счета при блуждании по бесмысленным значениям аргументов увеличивается. Для сокращения времени счета и полной гарантии получения конечного результата необходимо провести исследование области допустимых значений токов.

Нетрудно показать следующее: чтобы можно было построить треугольник токов (рис. 2), необходимо и достаточно выполнение неравенства:

$$2I_1^2 I_2^2 + 2I_1^2 I_3^2 + 2I_2^2 I_3^2 - I_1^4 - I_2^4 - I_3^4 > 0. \quad (13)$$

Обозначим

$$x = I_1^2 + I_2^2 + I_3^2; \quad y = I_1^4 + I_2^4 + I_3^4. \quad (14)$$

В этих обозначениях условие (13) примет вид:

$$y < \frac{x^2}{2}.$$

В силу неравенства Коши—Буряковского имеем

$$(a, b) \leq \sqrt{|a|} \sqrt{|b|}. \quad (15)$$

Здесь (a, b) — скалярное произведение двух векторов; $\|a\|, \|b\|$ — их нормы.

Пусть координаты векторов $a = \{I_1^2, I_2^2, I_3^2\}$, $b = \{I_2^2, I_3^2, I_1^2\}$, тогда из (15) следует:

$$I_2^2 I_1^2 + I_1^2 I_3^2 + I_2^2 I_3^2 \leq I_1^4 + I_2^4 + I_3^4. \quad (16)$$

Неравенство (16) в обозначениях (14) имеет вид:

$$y \geq \frac{x^2}{3}.$$

Таким образом, все возможные значения токов в обозначениях (14) являются точками семейства парабол $y = kx^2$, $1/3 \leq k < 1/2$.

Оказывается, что фиксированному значению k соответствуют определенные соотношения между токами. Пусть $I_1 = \alpha I$, $I_2 = \beta I$, $I_3 = \gamma I$, $\alpha, \beta > 0$, тогда для любого действительного числа k ($1/3 \leq k < 1/2$) значения α и β удовлетворяют следующим соотношениям:

$$\left. \begin{aligned} \sqrt{1 - k\alpha^2} - \frac{k}{\sqrt{1 - k}} \beta^2 &= u; \\ \frac{\sqrt{1 - 2k}}{\sqrt{1 - k}} \beta^2 &= v. \end{aligned} \right\} \quad (17)$$

Здесь значения u, v являются точками окружности, положение центра которой и радиус зависят от k и уравнение которой имеет вид:

$$\left(u - \frac{k}{\sqrt{1 - k}}\right)^2 + \left(v - \frac{k}{\sqrt{(1 - k)(1 - 2k)}}\right)^2 = \frac{3k - 1}{1 - 2k}. \quad (18)$$

При $k = 1/2$ значение $v = 0$, и (17) является уравнением параболы; при $k = 1/3$ окружность (17) стягивается в точку, при этом $\alpha = \beta = 1$, а чем ближе значение k к $1/3$, тем ограниченнее множество значений α и β .

Таким образом, задавшись диапазоном измерения k , можно сузить область возможных значений для токов. Область допустимых значений может оказаться еще уже, так как нигде не следует, что для всех I_i , удовлетворяющих неравенству (13) и условиям (17) и (18), найдется решение системы (1)–(6). В общем случае этот вопрос не удается исследовать аналитически.

В частном случае при $U_1 = U_2 = U_3 = U$ перепишем уравнение (1) в виде

$$\sin(\varphi - \beta_1) = -\frac{V\sqrt{2}Q}{\sqrt{3}U\sqrt{I_1^2 + I_2^2 + I_3^2 + \sqrt{3}d}}. \quad (19)$$

Для существования (19) достаточно выполнить следующее неравенство:

$$[V\sqrt{3}U(I_1^2 + I_2^2 + I_3^2 + \sqrt{3}d)^{1/2}]^{-1} V\sqrt{2}Q \leq 1. \quad (20)$$

Заменяя в выражении для полной реактивной мощности ТРС значения x_i на x_{\max} и x_{\min} , сведем неравенство (20) к двум неравенствам:

$$\begin{aligned} A_{\max} &= \frac{UV\sqrt{3}}{x_{\min}\sqrt{2}} \leq \frac{I_1^2 + I_2^2 + I_3^2}{\sqrt{I_1^2 + I_2^2 + I_3^2 + \sqrt{3}d}} \leq \\ &\leq \frac{UV\sqrt{3}}{x_{\max}\sqrt{2}} = A_{\min}. \end{aligned} \quad (21)$$

Сопротивления, МОм	Значения реактивных сопротивлений при токе I_i , равном											
	3t	4t	5t	6t	7t	8t	9t	10t	11t	12t		
x_1	6,58	6,35	6,22	6,08	6,08	6,08	6,08	6,08	5,86	5,59		
x_2	5,13	4,95	4,82	4,68	4,68	4,68	4,68	4,68	4,64	4,15		
x_3	6,32	6,14	6,01	5,87	5,87	5,87	5,87	5,63	5,88	5,36		

С учетом (14) окончательно получим:

$$y \leq \frac{1}{6A_{\min}^4} x^2 (2A_{\min}^4 + 2A_{\min}^2 x - x^2); \quad (22)$$

$$y \leq \frac{1}{6A_{\max}^4} x^2 (2A_{\max}^4 + 2A_{\max}^2 x - x^2). \quad (23)$$

В области значений $0 \leq x \leq A_{\min}^2$, $0 \leq x \leq A_{\max}^2$ неравенства (22) и (23) выполняются для любых x . Для $x > A_{\min}^2$ и $x > A_{\max}^2$ неравенства (22) и (23) выполняются ниже кривых, стоящих в правой части неравенства.

На рис. 3 наглядно представлены результаты, полученные выше. Замкнутая область 1, ограниченная кривыми y_1 , $x \in [0, A_{\min}^2]$; y_3 , $x \in [A_{\min}^2, 2A_{\min}^2]$; y_2 , $x \in [0, 2A_{\min}^2]$, заведомо является областью допустимых значений токов. В областях 4 и 5 система уравнений (1)–(6) не определена. В области 2 нелинейная система не определена в частном случае $U_i = \text{const}$, в этом же случае область 3 является переходной, в некоторых ее точках система уравнений имеет решение, в некоторых нет.

Приложение 2. В области возможных значений токов, представляющей собой прямоугольный параллелепипед со сторонами, равными по величине модулю тока короткого замыкания в фазах ТРС, проведен ряд прямых, исходящих из точки с координатами $I_i = 0$ и пересекающих грани параллелепипеда. На каждой прямой выделяются отрезки, точки которых входят в область допустимых значений для токов ТРС. Значения активного сопротивления фаз рассчитаны по данным опыта полного короткого замыкания и равны: $r_1 = 0,6984$ МОм, $r_2 = 0,4848$ МОм, $r_3 = 0,7113$ МОм.

Линейные напряжения на первой ступени печного трансформатора: $U_{12} = 31,9$ кВ, $U_{23} = 31,3$ кВ, $U_{31} = 31,25$ кВ.

Принято, что реактивное сопротивление i -й фазы зависит только от тока в этой фазе. Значения реактивных сопротивлений при различных значениях токов приведены в таблице.

Здесь $t = I_{ik}/15$, I_{ik} — ток короткого замыкания i -й фазы.

Расчет максимальной полной мощности дуг проведен по алгоритмам, изложенным выше, без учета колебательности токов дуг по программе, составленной для ЦВМ «Минск-22». Расчет показал, что максимальное значение полной мощности дуг P_d достигается в точке I^0_1, I^0_2, I^0_3 , расположенной на главной диагонали прямоугольного параллелепипеда области возможных значений токов: $I^0_1 = 35,9$ кА, $I^0_2 = 41,3$ кА, $I^0_3 = 37,13$ кА, $P^0_d = 24,9$ МВт, при этом величина неравномерности выделения мощности по фазам

$$\kappa = \left(\frac{\max P_{di}}{\min P_{di}} - 1 \right) 100\% = 13,4\%.$$

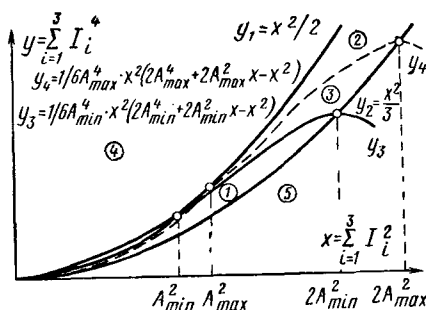


Рис. 3.

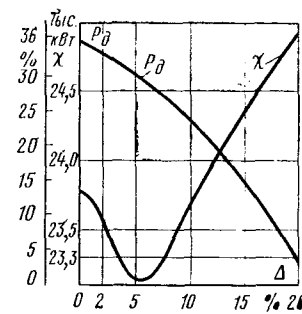


Рис. 4.

Проведем через точку I^0_1, I^0_2, I^0_3 плоскость, параллельную координатной плоскости $I_1 O I_2$ и в ней проведем прямую, соединяющую оптимальную точку с точкой O' пересечения оси $O I_3$ с плоскостью. На этой прямой рассмотрим ряд точек, координаты которых I_1 и I_2 изменены относительно оптимальной на $\Delta\%$. Для каждой такой точки подсчитаны полная мощность дуг и коэффициент κ . Графики этих кривых приведены на рис. 4.

Из графиков и расчетов следует, что существует точка, в которой реализуется максимум полной мощности дуг при достаточно жестком ограничении на неравномерность выделения мощности дуг по фазам. Так, для значений токов $I_1 = 34,14$ кА, $I_2 = 39,27$ кА, $I_3 = 37,13$ кА потери мощности составляют менее 0,9%, при этом неравномерность выделения мощности по фазам снижена до 0,98%.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Ефроймович Ю. Е. Оптимальные электрические режимы дуговых сталеплавильных печей. М., Металлургиздат, 1956.
2. Марков Н. А., Полякова Н. А. Метод расчета несимметричных трехфазных цепей с дугами. — «Электричество», 1962, № 1.
3. Алексеев С. В. Аналитический расчет несимметричных трехфазных цепей с дугами. — «Изв. АН СССР. Энергетика и транспорт», 1968, № 2.
4. Математические задачи электроэнергетики. Под ред. В. А. Веникова. М., «Высшая школа», 1970.
5. Расчет и анализ режимов работы сетей. Под ред. В. А. Веникова. М., «Энергия», 1974.
6. Трейвас В. Г. Определение электрических параметров дуговой сталеплавильной печи из опыта полного короткого замыкания. — «Электричество», 1974, № 7.
7. Алексеев С. В., Трейвас В. Г. Статистические характеристики токов дуг дуговых сталеплавильных печей. — «Изв. вузов. Электромеханика», 1971, № 1.
8. Галкин М. Ф., Кроль Ю. С., Шалыт А. И. Статистическое исследование флуктуаций тока дуги сталеплавильных печей. — В кн.: Проблемы планирования эксперимента. М., «Наука», 1969.
9. Гнеденко Б. В. Курс теории вероятностей. М., Физматгиз, 1961.
10. Алексеев С. Ф., Трейвас В. Г. Статистический расчет электрических режимов дуговых электропечных установок. — «Электричество», 1972, № 11.

[9.12.1976]



Математическое моделирование системы автоматического регулирования дуговой сталеплавильной печи во взаимосвязи с трехфазным электропечным контуром

ГАЛАКТИОНОВ Г. С., ДРОГИН В. И., ЕФРЕМОВ В. И., ФАРНАСОВ Г. А.

Москва

В условиях непрерывного увеличения производства стали в дуговых сталеплавильных печах (ДСП) для улучшения методов регулирования все большее значение придается получению подробной информации о динамических свойствах ДСП как объектов регулирования.

Присутствие в контуре дуговой печи нелинейных элементов, вызывающих несинусоидальность токов и напряжений (электрических дуг, трансформаторов), сложность электромагнитных явлений во вторичном токоподводе, несимметрия нагрузки осложняют применение аналитических методов исследования режимов работы электрического контура печи. В подобных случаях применение аналитических методов для анализа систем автоматического регулирования во взаимосвязи с нелинейным трехфазным электропечным контуром заставляет идеализировать процессы, что может привести к неверным результатам.

Создание современных конструкций печей с оптимальными параметрами электрического контура и системы регулирования, требующее проработки различных вариантов, может быть выполнено методами математического моделирования. Кроме того, на стадии проектирования с помощью таких методов анализируются основные процессы в контурах и системах регулирования, что позволяет заранее, до изготовления электропечи, получить электрические параметры в статических и динамических режимах работы ДСП. Это обеспечивает снижение затрат и сокращение сроков при вводе печей в эксплуатацию.

В отличие от экспериментальных исследований, выполнение которых на действующих печах представляет известные трудности, моделирование позволяет изучить влияние параметров контура и системы регулирования на количественную и качественную стороны протекающих процессов, создавать и исследовать любые режимы, включая и аварийные. Появляется возможность исследовать такие режимы, которые невозможно воспроизвести в производственных условиях в силу напряженности технологического цикла, а также в связи с рядом ограничений, налагаемых конструкцией печи и условиями ее эксплуатации.

Несмотря на возросший в последнее время интерес исследователей к методам математического моделирования, следует отметить, что до настоящего времени моделирование явлений в контуре ДСП проводилось в весьма упрощенной форме. Отдельные попытки математического описания процессов в трехфазном контуре ДСП сводились к рассмотрению линейной симметричной электрической цепи.

Упрощенное представление динамической вольтамперной характеристики (ВАХ) дуги без учета гистерезиса, участка с отрицательным дифференциальным сопротивлением, зависимости основных параметров и формы динамических ВАХ от длины и мощности дуги, условий ее охлаждения приводит к большим погрешностям, а также исключает возможность детального анализа явлений, присущих цепям с нелинейными элементами. Рассмотрение контура в виде трехфазной линейной симметричной цепи не позволяет анализировать несимметричные режимы ДСП, которые осложняются различной взаимной индуктивностью фаз и нелинейностью динамических ВАХ электрических дуг.

При моделировании системы регулирования ДСП [Л. 1, 3 и 6] рассматривались упрощенные однофазные модели. При этом не обеспечивалась автономность фаз. При моделировании САР во взаимосвязи с электропечным контуром последний принимался или линейным, или моделирование основывалось на таких принципиальных допущениях, что его точность оказывалась проблематичной. Электрический контур печи как объект регулирования представляли двумя его характеристиками $u(l)$ и $i(l)$. Такой подход к вопросам анализа САР дуговой печи без учета существенных нелинейностей элементов и взаимосвязи через объект между контурами регулирования дает неточные результаты при выборе оптимальных схем и параметров регулятора.

В настоящее время наблюдается тенденция к увеличению быстродействия систем автоматического регулирования ДСП. Указанные обстоятельства также требуют при моделировании учитывать взаимосвязь электропечного контура с САР электрического режима работы печи.

В статье предлагается методика моделирования системы регулирования во взаимосвязи с трехфазным электропечным контуром, позволяющая исследовать динамические характеристики системы на различных ступенях вторичного напряжения трансформатора, определять необходимые значения искомых параметров регуляторов и корректирующих устройств.

При разработке математической модели электропечного контура приняты следующие допущения:

напряжение питания печи (U) синусоидально; активные сопротивления фаз вторичного токоподвода (R_T) равны.

Схема замещения трехфазного контура ДСП (рис. 1) отличается от известных [Л. 2 и 5] наличием нелинейных элементов (рабочие электропечные дуги), многосвязной функциональной схемой.

В представленной схеме замещения не учтена нелинейность ветви намагничивания электропечного трансформатора. Следует отметить, что при исследовании авторами модели полной схемы замещения с учетом нелинейностей электропечных дуг и печного трансформатора получены [Л. 7] результаты, указывающие на относительно малые влияния нелинейности трансформаторов на электрические характеристики и процессы.

Существенное влияние нелинейность трансформатора оказывает на переходные процессы при включении и отключении электропечной установки на холостом ходу. Кроме того, переход на изготовление сердечников трансформаторов из холоднокатаной стали привел к тому, что в мощных электропечных трансформаторах резко снизился приблизительно до 1% ток холостого хода, который и определяет указанные различия.

Отмеченные обстоятельства позволяют при рассмотрении процессов в тракте «печь — регулятор» пренебречь нелинейностью электропечного трансформатора и учесть его эквивалентные параметры с сопротивлением вторичного токоподвода. Погрешность от принятого положения не превышает 4% и зависит от мощности электропечного трансформатора. Для высокоомощных крупнотоннажных электропечей она уменьшается до 1%.

В схеме замещения приняты следующие обозначения:

u_{ba} , u_{cb} — линейные напряжения вторичной обмотки печного трансформатора; i_a , i_b , i_c — токи нагрузки печи; $L_{ш.па}$, $L_{ш.пб}$, $L_{ш.пс}$ — собственные индуктивности участка шинных пакетов; $L_{г.ка}$, $L_{г.кб}$, $L_{г.кс}$ — то же участка гибких кабелей вторичного токоподвода; $L_{та}$, $L_{тб}$, $L_{тс}$ — то же участка трубошин вторичного токоподвода; $L_{э.ва}$, $L_{э.вб}$, $L_{э.вс}$ — то же электродов и ванны печи; $L_{тра}$, $L_{трб}$, $L_{трс}$ — индуктивности фаз трансформатора, приведенные к стороне вторичного напряжения; $u_{да}(i)$, $u_{дб}(i)$, $u_{дс}(i)$ — динамические ВАХ электропечных дуг; $M_{абш.п}$, $M_{бсш.п}$, $M_{асш.п}$ — взаимные индуктивности между фазами на участке шинных пакетов вторичного токоподвода; $M_{абг.к}$, $M_{бсг.к}$, $M_{асг.к}$ — то же на участке гибких кабелей вторичного токоподвода; $M_{абт}$, $M_{бсг}$, $M_{асг}$ — то же на участке трубошин вторичного токоподвода; $M_{абэ.в}$, $M_{бсэ.в}$, $M_{асэ.в}$ — то же на участке электродов и ванны.

На основании законов Кирхгофа представленная схема описывается уравнениями в мгновенных значениях:

$$\begin{aligned} u_{ba} + i_a R_{та} + (L_{тра} + L_{ш.па} + L_{г.ка} + L_{та} + L_{э.ва}) \frac{di_a}{dt} + \\ + u_{да}(i) - i_b R_{тб} - (L_{трб} + L_{ш.пб} + L_{г.кб} + L_{тб} + \\ + L_{э.вб}) \frac{di_b}{dt} - u_{дб}(i) + (M_{абш.п} + M_{абг.к} + M_{абт} + \\ + M_{абэ.в}) \frac{di_b}{dt} + (M_{асш.п} + M_{асг.к} + M_{асг} + M_{асэ.в}) \times \\ \times \frac{di_c}{dt} - (M_{абш.п} + M_{абг.к} + M_{абт} + M_{абэ.в}) \frac{di_a}{dt} - \\ - (M_{бсш.п} + M_{бсг.к} + M_{бсг} + M_{бсэ.в}) \frac{di_c}{dt} = 0; \end{aligned}$$

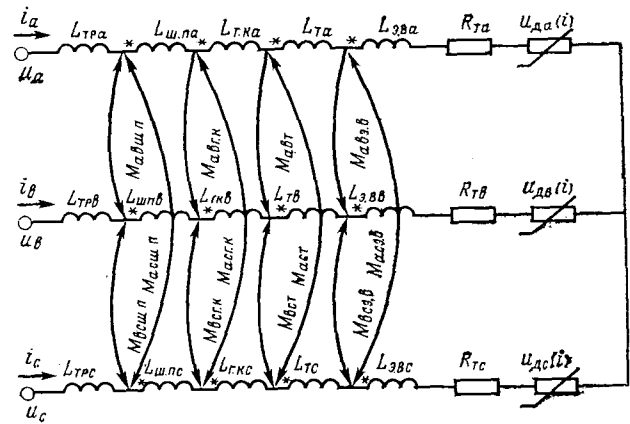


Рис. 1. Схема замещения трехфазного электропечного контура.

$$\begin{aligned} u_{cb} + i_b R_{тб} + (L_{трб} + L_{ш.пб} + L_{г.кб} + L_{тб} + L_{э.вб}) \frac{di_b}{dt} + \\ + u_{дб}(i) - i_c R_{тс} - (L_{трс} + L_{ш.пс} + L_{г.кс} + L_{тс} + L_{э.вс}) \times \\ \times \frac{di_c}{dt} - u_{дс}(i) + (M_{бсш.п} + M_{бсг.к} + M_{бсг} + M_{бсэ.в}) \times \\ \times \frac{di_c}{dt} + (M_{абш.п} + M_{абг.к} + M_{абт} + M_{абэ.в}) \frac{di_a}{dt} - \\ - (M_{асш.п} + M_{асг.к} + M_{асг} + M_{асэ.в}) \frac{di_a}{dt} - \\ - (M_{бсш.п} + M_{бсг.к} + M_{бсг} + M_{бсэ.в}) \frac{di_b}{dt} = 0; \end{aligned} \quad (2)$$

$$i_a + i_b + i_c = 0. \quad (3)$$

Для определения основных параметров, характеризующих работу печи в реальных условиях, ниже приводятся уравнения, по которым эти параметры определяются при моделировании. Фазные напряжения нагрузки печи:

$$\begin{aligned} u_a = u_{да}(i) + i_a R_{та} + (L_{ш.па} + L_{г.ка} + L_{та} + L_{э.ва}) \frac{di_a}{dt} + \\ + (M_{абш.п} + M_{абг.к} + M_{абт} + M_{абэ.в}) \frac{di_b}{dt} + (M_{асш.п} + \\ + M_{асг.к} + M_{асг} + M_{асэ.в}) \frac{di_c}{dt}; \end{aligned} \quad (4)$$

$$\begin{aligned} u_b = u_{дб}(i) + i_b R_{тб} + (L_{ш.пб} + L_{г.кб} + L_{тб} + L_{э.вб}) \frac{di_b}{dt} + \\ + (M_{абш.п} + M_{абг.к} + M_{абт} + M_{абэ.в}) \frac{di_a}{dt} + \\ + (M_{бсш.п} + M_{бсг.к} + M_{бсг} + M_{бсэ.в}) \frac{di_c}{dt}; \end{aligned} \quad (5)$$

$$\begin{aligned} u_c = u_{дс}(i) + i_c R_{тс} + (L_{ш.пс} + L_{г.кс} + L_{тс} + L_{э.вс}) \frac{di_c}{dt} + \\ + (M_{асш.п} + M_{асг.к} + M_{асг} + M_{асэ.в}) \frac{di_a}{dt} + \\ + (M_{бсш.п} + M_{бсг.к} + M_{бсг} + M_{бсэ.в}) \frac{di_b}{dt}. \end{aligned} \quad (6)$$

Аналогично формировались напряжения на электродах печи и участках вторичного токоподвода.

Математические уравнения, описывающие процессы в контуре печи (1) — (6), приводятся к виду, удобному для моделирования. При этом учитыва-

ются минимальный объем модели и исключаются возможные положительные обратные связи для увеличения устойчивости ее работы.

Для моделирования трехфазного источника питания решалось уравнение гармонического осциллятора без потерь:

$$\frac{d^2 u}{dt^2} + \omega^2 u = 0. \quad (7)$$

Решением этого уравнения является напряжение, которое в выбранном масштабе может быть принято в качестве напряжения фазы *A*. Напряжения фаз *B* и *C* получают посредством реализации тригонометрических уравнений:

$$\left. \begin{aligned} u_b &= -0,5 U_m \sin \omega t - 0,86 U_m \cos \omega t; \\ u_c &= -0,5 U_m \sin \omega t + 0,86 U_m \cos \omega t. \end{aligned} \right\} \quad (8)$$

Для стабилизации амплитуды маятника использовано вспомогательное тождество

$$\sin^2 \omega t + \cos^2 \omega t - 1 \equiv 0. \quad (9)$$

Для получения исходных данных при моделировании электропечного контура на действующих электропечных установках экспериментально получены ВАХ дуг.

Моделирование ВАХ электропечных дуг производили следующим образом: для учета гистерезиса каждая характеристика формируется из двух

участков, соответствующих изменению знаков производных токов. На модели каждый из участков характеристики набирается на отдельном блоке нелинейностей *F1* и *F2*, *F3* и *F4*, *F5* и *F6*; ВАХ формируется с помощью контактов поляризованных реле *2P1*, *2P2*, *2P3*, управляемых соответствующими значениями производных токов. Для возможности изменения гистерезиса без перестройки блоков нелинейностей к напряжению, отображающему ток в электродах, добавлялась на вторые входы усилителей составляющая

$$u = A \operatorname{sign} \frac{di}{dt}, \quad (10)$$

где *A* — постоянная для конкретного цикла плавки и типа печи.

Реализация уравнения (10) осуществляется с помощью контактов реле *1P1*, *1P2*, *1P3*. Совместная реализация ВАХ, набранной на блоках нелинейностей *F1—F6*, и уравнения (10) дают возможность исследовать электрические явления в контурах ДСП различной емкости с учетом изменений ВАХ. В режимах, соответствующих отсутствию нагрузки, на входы блоков нелинейностей *F1—F6* подается потенциал, равный нулю, что осуществляется с помощью контактов реле *1P7*, *2P7*, *1P8*, *2P8*, *1P9*, *2P9*.

В процессе экспериментальных исследований электропечных дуг получены зависимости напряжения и тока дуги от длины межэлектродного промежутка, которые формируются в модели с помощью блоков *F7—F12*.

Математическая модель объекта регулирования (трехфазного электропечного контура) представлена на рис. 2, а. В систему автоматического регулирования ДСП входят: блоки задания и сравнения мощности, тиристорный преобразователь, электродвигатель постоянного тока, редуктор, исполнительный механизм. Уравнения, описывающие работу отдельных элементов САР ДСП, записываются в операторной форме.

При построении модели регулятора приняты следующие допущения:

инерционность датчиков тока и напряжения фазы, блоков задания и сравнения мощности из-за малого ее значения не учитывается; при этом датчики тока и напряжения фазы, блок задания мощности рассматриваются как безынерционные элементы с соответствующими коэффициентами передачи, а блок сравнения как безынерционный сумматор;

падением напряжения в вентиллях пренебрегаем; режим работы тиристорного преобразователя в области прерывистых токов исключается;

параметры регуляторов и исполнительных механизмов трех фаз одинаковы;

в динамическом отношении тиристорный преобразователь представляет собой безынерционное звено с нелинейной характеристикой.

Один из способов аппроксимации тиристорного преобразователя, как динамического звена, основан на методе гармонической линеаризации при реакции преобразователя на гармоническое управляющее воздействие. Исследованиями, в которых рассмотрен этот вопрос, показано, что преобразователь

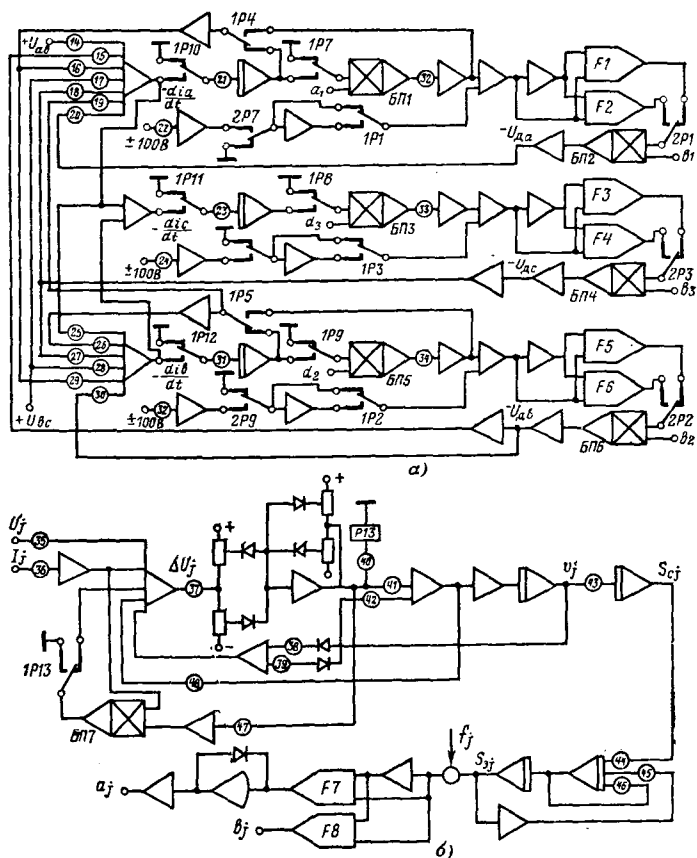


Рис. 2. Аналоговая модель вторичного токоподвода и нагрузки печи (а) и системы автоматического регулирования на одну фазу (б).

можно считать безынерционным звеном до предельной частоты:

$$f_{\text{пр}} = \frac{mf_c}{2} = 75 \text{ Гц}, \quad (11)$$

где m — число фаз; f — частота питающей сети.

Максимальная частота входного гармонического воздействия определяется частотой собственных механических колебаний электродной конструкции (стойка — электрододержатель — электрод) f_a , которая для исполнительного механизма ДСП-200 равна 1,67 Гц. Следовательно, $f_{\text{пр}} \gg f_a$. Таким образом, в нашем случае тиристорный преобразователь моделируется безынерционным усилителем.

В соответствии с принятыми допущениями записывают уравнения движения регулятора и исполнительного механизма. Сигнал, пропорциональный току дуги, снимается с трансформатора тока и подается на вход блока задания мощности (БЗМ). Напряжение на выходе БЗМ определяется зависимостью:

$$u_{li}(p) = K_{\text{п.т}i} I_i(p), \quad (12)$$

где $i=A, B, C$; I_i — ток дуги; $K_{\text{п.т}i}$ — коэффициент передачи по току печи.

Напряжение на выходе измерительного устройства напряжения фазы запишется в виде:

$$u_{ui}(p) = K_{\text{п.н}i} u_{pi}(p), \quad (13)$$

где u_{pi} — фазное напряжение печи; $K_{\text{п.н}i}$ — коэффициент передачи измерительного устройства по напряжению печи.

Уравнение суммирующего устройства

$$u_{yi}(p) = u_{li}(p) - u_{ui}(p) - u_{o.ci}(p). \quad (14)$$

Усилитель-преобразователь с нелинейным исполнительным приводом описывается уравнением:

$$(T_{\text{м}i}p + 1)v_i = F_i(u_{yi}), \quad (15)$$

где $T_{\text{м}i}$ — электромеханическая постоянная времени привода с двигателем постоянного тока; v_i — скорость перемещения стойки; $F_i(u_{yi})$ — нелинейная функция, определяемая экспериментально.

Напряжение отрицательной обратной связи определяется уравнением

$$u_{o.ci}(p) = K_{o.ci} v_i(p), \quad (16)$$

где $K_{o.ci}$ — коэффициент обратной связи, имеющий различные значения при подъеме и опускании стойки.

Скорость перемещения стойки v_i преобразуется в перемещение S_{ei} с помощью интегрирующего звена. Динамика электродной конструкции описывается уравнением колебательного звена:

$$T^2_i p^2 S_{ei}(p) = S_{ei}(p) - 2\xi_i T_i p S_{ei}(p) - S_{ei}(p), \quad (17)$$

где S_{ei} — перемещение электрода; T_i — постоянная времени; ξ_i — декремент затухания.

Возмущающие воздействия f_j ($j=A, B, C$) приведены к выходу системы регулирования. Схема набора модели регулятора для одной фазы приведена на рис. 2,б. На вход промышленных автоматических регуляторов подаются средние по модулю значения тока и напряжения фазы. Формирование

известными методами среднего по модулю значения для подачи в схему сравнения значительно осложняет схему набора модели, снижает ее надежность и точность решения.

Указанных недостатков лишена предлагаемая схема формирования средних по модулю значений тока и напряжения фазы. Схема реализует функции одно- и двухполупериодных выпрямителей со следящей системой обработки среднего по модулю значения исследуемого сигнала.

Разработанные модели элементов тракта «печь — регулятор» объединены в полную модель системы регулирования во взаимосвязи с трехфазным электропечным контуром. Взаимосвязь моделей трехфазного электропечного контура и САР осуществляется посредством блоков перемножения по току дуги БП1, БП3, БП5, по напряжению на дуге БП2, БП4, БП6 и блоков нелинейностей F7—F12, на которых реализованы зависимости $u(l)$ и $i(l)$ для изменения масштабов токов и напряжений дуг в функции перемещения электродов. Указанные зависимости получены экспериментально на действующих электропечах и уточнены при моделировании. На вход системы регулирования подаются сигналы U_j и I_j , сформированные схемами выделения среднего по модулю значения регулируемых величин.

Для изучения влияния электропечного контура на работу регуляторов различных систем и получения информации о регулируемых параметрах при несимметричных режимах исследованы системы со следующими схемами формирования управляющего сигнала:

- по полному сопротивлению фазы;
- по полному сопротивлению фазы с добавлением эталонного напряжения;
- с выделением напряжения на дуге и добавлением эталонного напряжения.

Вследствие связанности регулируемых величин нарушение нормальных условий горения в одной из фаз печи вызывает изменение тока не только этой фазы, но и двух других.

Так как печь большую часть периода расплавления работает при несимметричных режимах, то изучение поведения регуляторов с различными принципами управления при возмущениях в фазах представляет практическую ценность для построения рациональной структуры системы регулирования.

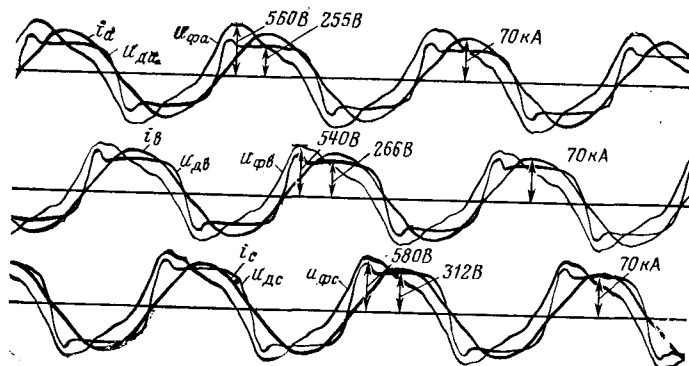


Рис. 3. Оциллограмма номинального режима работы печи; первая ступень напряжения (модель печи ДСП-200).

Режим	Данные режимов эксплуатационных коротких замыканий по фазам (модель печи ДСП-200)								
	Амплитудное значение						Напряжение горения дуг u_d , В		
	тока I_m , кА			фазного напряжения U_m , В					
	А	В	С	А	В	С	А	В	С
Номинальный	70	70	70	560	540	580	255	266	312
Короткое замыкание фазы А	106	65	96,4	450	510	640	0	263	329
фазы В	98,7	117	68,7	635	420	545	266	0	305
фазы С	58,7	102	115	495	615	430	248	290	0
фаз А и В	137	110	86,2	525	360	600	0	0	317
фаз В и С	87,5	157	112	565	500	380	258	0	0
фаз А и С	93,6	95	139	375	575	500	0	288	0

Из разнообразия несимметричных режимов на модели исследованы наиболее вероятные. В качестве примера приводятся результаты исследования для печи ДСП-200:

изменения тока при перемещении электрода одной фазы (от холостого хода до короткого замыкания) и горящих дугах других фаз при постоянных их межэлектродных расстояниях;

двухфазных коротких замыканий при горящей одной дуге;

трехфазных коротких замыканий.

На рис. 3 приведена осциллограмма регулируемых величин в номинальном режиме работы печи. Значения параметров сведены в таблицу.

На основании полученных результатов можно сделать следующие выводы.

1. При коротком замыкании одного электрода на металл и горящих двух дугах возрастает ток в фазе, опережающей по направлению вращения векторов ту, где напряжение на дуге равно нулю, до значения, близкого к току в фазе, в которой дуга отсутствует. В отстающей фазе ток снизится относительно своего номинального значения. При

этом значение токов меньше значения тока трехфазного короткого замыкания.

2. При двухфазном коротком замыкании значение тока фазы, отстающей по направлению вращения векторов от фазы, где горит дуга, превышает значение тока трехфазного короткого замыкания.

В [Л. 8] проведено аналитическое исследование поведения систем с разными принципами управления. Однако идеализация электропечного контура, используемая при исследовании указанных систем, привела к неточным выводам. Так, при исследовании системы регулирования по полному сопротивлению фазы сделан вывод о том, что при коротком замыкании в первой фазе ($u_{da}=0$) ток в трех электродах возрастает до значения, намного превышающего ее нормальное значение и электроды всех трех фаз начнут подниматься. В действительности возрастает ток в короткозамкнутой фазе и опережающей по направлению вращения векторов ту, где напряжение на дуге равно нулю. Регулятор канала опережающей фазы приведет в движение систему, устраняя возмущение «чужой» фазы.

На рис. 4 приведена осциллограмма движения системы регулирования полного сопротивления фазы при отработке трехфазного короткого замыкания. После установления номинального режима в канал регулирования фазы А внесено возмущение и регуляторы фаз А и С его обрабатывают. Регулятор фазы В не обеспечивает движения системы, так как сигнал рассогласования находится в пределах зоны нечувствительности. Движение невозмущенной по своему каналу регулирования фазы С увеличивает длину дуги и может оборвать ее в зависимости от длительности сигнала рассогласования. После ликвидации возмущения в фазе А и при обрыве дуги в фазе С системе регулирования необходимо восстанавливать рабочий режим за более длительное время, так как имеет место переходный процесс возмущенных фаз.

Для определения влияния регулируемых величин на системы регулирования построены зависимости сигналов управления от изменения тока в электроде, для устройств формирования управляющего сигнала:

- по полному сопротивлению фазы;
- по полному сопротивлению фазы с добавлением эталонного напряжения;
- с выделением напряжения на дуге и добавлением эталонного напряжения.

Изучение зависимостей сигналов управления от тока для систем регулирования по полному сопротивлению фазы при введении в регулятор сигнала по напряжению с различных точек электрической цепи печи (рис. 5) показывает, что при формировании сигнала с подвижных башмаков каналы регулирования более чувствительны к изменениям регулируемых параметров возмущенных фаз, чем при формировании его с неподвижных башмаков вторичного токоподвода.

Система регулирования с использованием импедансного принципа управления не обеспечивает независимость регулирующих воздействий относительно возмущений в «чужих» каналах.

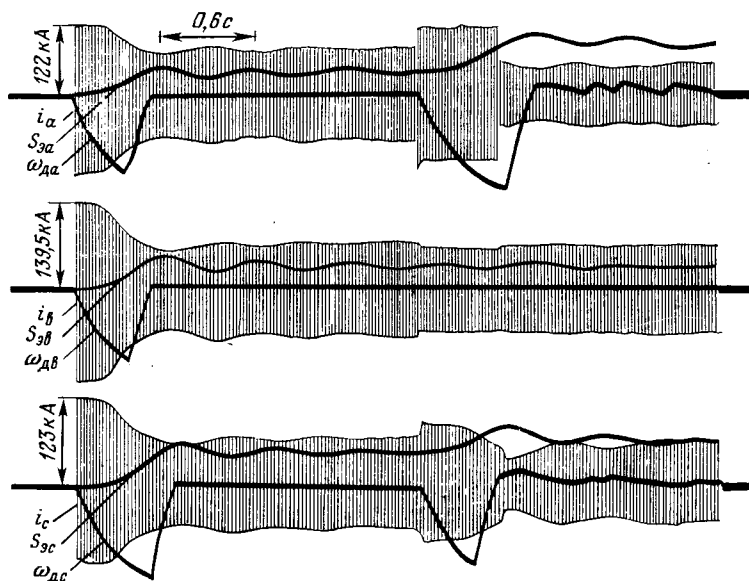


Рис. 4. Осциллограмма движения системы регулирования при отработке трехфазного короткого замыкания; первая ступень напряжения (модель печи ДСП-200).

Добавление эталонного напряжения в схему формирования управления по полному сопротивлению снижает чувствительность каналов регулирования к возмущениям в других фазах. Это стабилизирует режим горения дуг и улучшает технико-экономические показатели работы печи.

Зависимости сигналов управления от изменения тока в электроде схемы с эталоном могут использоваться для формирования целесообразной статической характеристики регулятора.

Инвариантность регулирующих воздействий относительно возмущений в других фазах обеспечивает схема формирования сигнала управления по напряжению дуги и добавлением эталонного напряжения.

При изменении нагрузки в одной из фаз сигналы управления двух других практически не изменяются. Это обеспечивает стабильное горение дуг, так как перемещения электродов, невозмущенных по своему каналу регулирования фаз отсутствуют.

Выводы. 1. Предложенный метод исследования САР ДСП в сравнении с ранее использовавшимися моделями обеспечивает большую точность, позволяет изучить реакции системы в несимметричных режимах, а также дает возможность:

выбора оптимальных параметров системы и режимов ее работы в процессе проектирования и эксплуатации САР;

выбора наиболее целесообразного принципа регулирования;

проведения сравнительных испытаний и оценки технической и экономической эффективности применения регуляторов различных типов;

определения статических и динамических характеристик регуляторов;

определения параметров настройки регуляторов.

2. Использование аналоговой модели обеспечивает снижение трудовых и материальных затрат на

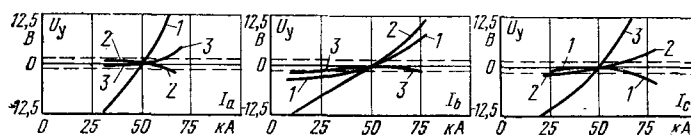


Рис. 5. Зависимости сигналов управления от изменения тока в электроде (схема по полному сопротивлению фазы, потенциал с подвижных башмаков).

стадии проектирования, внедрения и эксплуатации регуляторов. При этом появляется возможность принятия оптимальных решений.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Бейнарович В. А., Волков Н. Г., Астапенко Э. С. Методика электронного моделирования САР мощности дуговых сталеплавильных печей. VIII научно-техническая конференция по вопросам автоматизации производства. Изд-во Томского университета, 1974, т. 1.
2. Ефроймович Ю. Е. Оптимальные электрические режимы дуговых сталеплавильных печей. М., Металлургиздат, 1956.
3. Анализ нелинейной САР дуговых сталеплавильных печей методом математического моделирования с учетом случайных возмущений. VIII научно-техническая конференция по вопросам автоматизации производства. Изд-во Томского университета, т. 1. Авт.: Е. А. Наумов, Р. В. Минеев, В. М. Эдемский, В. И. Капитанов.
4. Коган Б. Я. Электронные моделирующие устройства и их применение для исследования систем автоматического регулирования. М., Физматгиз, 1963.
5. Horoszko E. Ein Beitrag zur Lebtungstheorie des Drehstromlichtbogenofens. — «International Zeitschrift für Elektrowärme», 1966, Bd 24, № 10, S. 351—356.
6. Nicholson H., Roebuck R. Simulation and Control of Electrode Position Controllers for Electric Arc Furnaces. — «Automatica», 1972, vol. 8, p. 683—693. Pergamon Press.
7. Галактионов Г. С., Рабинович В. Л., Ефремов В. И. Математическая модель электрического контура дуговой сталеплавильной печи. — «Электричество», 1975, № 11, с. 76—78.
8. Тельный С. И. Автоматическое регулирование трехфазных дуговых электропечей. — «Электричество», 1946, № 5. [10.1.1977]

УДК 621.315.61:678:536.483:537.212

Влияние длительности выдержки и частоты поля на старение полимеров в жидком азоте

КАНИСКИН В. А., СЕРЕДА Г. Г., РУМЯНЦЕВ Д. Д., ХРЕНКОВ Н. Н.

Ленинград — Москва

Проектирование и создание криогенных электротехнических устройств осваивается впервые в мировой практике и из-за отсутствия накопленного опыта и исходных данных по поведению диэлектриков в таких условиях затрудняет разработку и изготовление их систем электрической изоляции.

При разработке электрической изоляции одной из важнейших проблем является выбор рабочих напряженностей электрического поля и прогнозирование срока ее службы. В связи с этим большой интерес представляет экспериментальное исследование длительной электрической прочности диэлектриков при различных частотах.

В [Л. 1] было показано, что зависимость времени жизни τ от напряженности электрического поля E для конденсаторной бумаги и политетрафторэтиленовой пленки толщиной 0,05 мм в жидких азоте и гелии качественно имеет такой же вид, как и при комнатной температуре. Последующие исследования, проведенные на пленочных полимерных материалах в жидких азоте и гелии [Л. 2 и 3], также подтвердили эту закономерность. При этом всегда наблюдался большой разброс времени жизни τ , который связывался с наличием дефектов в полимерных пленках. Процесс электрического старения бумаги и полимерных пленок в среде

жидких азота и гелия связывался с воздействием электрических разрядов [Л. 2—4]. Интенсивность электрических разрядов в слоистой изоляции, пропитанной жидким азотом или гелием, сильно зависит от значения напряженности электрического поля и толщины изоляции [Л. 4]. Для полимерных пленок, пропитанных жидким азотом, электрические разряды появляются относительно рано (от 0,3 до $0,4E_{пр}$), и их интенсивность возрастает с ростом напряженности электрического поля.

К настоящему времени в опубликованных работах отсутствуют данные о влиянии длительного воздействия криогенных жидкостей на электрическую прочность и структуру полимеров, а также сведения о высокочастотном пробое полимерных диэлектриков при криогенных температурах.

В статье приводятся результаты экспериментального исследования электрических и физико-механических свойств ряда полимерных диэлектриков, предназначенных для систем электрической изоляции кабелей, работающих в условиях криогенных температур.

Методика проведения экспериментов и обработка результатов испытаний. Наиболее перспективными системами электрической изоляции являются слоистые конструкции, намотанные из полимерных пленочных диэлектриков, пропитанных жидкими хладагентами, которые имеют высокие электроизоляционные свойства.

Для выбора диэлектрика слоистой изоляции были исследованы следующие полярные и неполярные пленки, которые находят широкое применение для электрических кабелей и конденсаторов: поликарбонатная (ПК) толщиной 10 мкм, полиэтилен-терефталатная (ПЭТФ) — 20 мкм, полистирольная (ПС) — 20 мкм, фторопластовые Ф-4 и Ф-4МБ — 10 мкм и полиэтиленовая (ПЭ) — 40 мкм.

В измерительной ячейке, подобной использованной в [Л. 5], применялись латунные электроды: верхний (высоковольтный) диаметром 25 мм и нижний (заземленный) диаметром 50 мм. Верхний электрод прижимался к поверхности полимерной пленки пружиной, создающей давление около 100 гс/см². Испытуемая полимерная пленка, намотанная на специальный барабан, помещалась над высоковольтным электродом и все время находилась в жидком азоте; после каждого пробоя исследуемая пленка протягивалась между электродами. После сборки и заправки полимерной пленкой испытательная ячейка погружалась в сосуд Дьюара с жидким азотом на 30 мин.

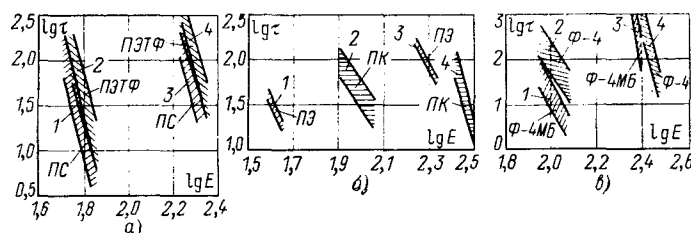


Рис. 1. Зависимости $\lg \tau = f(\lg E)$ для различных пленок в жидком азоте при частоте 70 кГц (1, 2) и 50 Гц (3, 4) в исходном состоянии и после длительной выдержки в жидком азоте.

Время жизни полимерных пленок τ определялось при значениях напряженности электрического поля от 0,9 до $0,75E_{пр}$. Обработка результатов исследования τ проводилась для каждого испытательного напряжения по интегральным функциям распределения $P=f(\lg \tau)$, которые приближенно соответствовали логарифмически нормальному закону распределения. Кривая жизни строилась по значениям $\lg \tau$, соответствующим 50%-ной вероятности пробоя испытанных образцов. Значения $\lg \tau$ в исходном состоянии и после непрерывной выдержки полимерных пленок в жидком азоте до 60 суток при данной напряженности электрического поля группируются вокруг некоторого центра. Поэтому значение коэффициента m для каждой полимерной пленки вычислено методом наименьших квадратов. Для $\lg \tau$ определены границы доверительного интервала с 95%-ной вероятностью.

Инфракрасные спектры полимерных пленок были получены при комнатной температуре как в исходном состоянии, так и после длительной непрерывной выдержки их в среде жидкого азота на инфракрасном спектрофотометре в диапазоне от 650 до 4000 см⁻¹.

Исследования механических и электрических (ϵ и $\tg \delta$) свойств полимеров производились на специально приготовленных образцах до и после выдержки их в жидком азоте в течение 65 сут. Для механических испытаний использовались микролопатки с шириной рабочего участка 3,3 мм. Испытания проводились при температуре 20°C; скорость движения нижнего зажима составляла 100 мм/мин.

Измерение диэлектрической проницаемости ϵ и $\tg \delta$ проводилось на частоте 500 МГц. Измерения проводились резонансным методом согласно [Л. 6].

Анализ полученных результатов. Графики зависимостей $\lg \tau = f(\lg E)$ полимерных пленок в исходном состоянии и после непрерывной выдержки их без напряжения в жидком азоте в течение 15, 30, 45 и 60 сут при частотах 50 Гц и 70 кГц (рис. 1) показывают, что с увеличением частоты от 50 до 70 кГц эта зависимость смещается в сторону уменьшения E при данном значении τ . Это может свидетельствовать о том, что и в среде жидкого азота старение полимерных пленок обусловлено электрическими разрядами, так как с ростом частоты электрического поля происходит увеличение частоты следования разрядов [Л. 7].

Сравнение значений $\lg \tau$ для исходных пленок и после предварительной выдержки их в среде жидкого азота от 15 до 60 сут показывает, что в большинстве случаев не обнаруживается систематической зависимости от времени выдержки. Только для пленки ПК можно заметить слабое снижение $\tau_{50\%}$, хотя это снижение весьма мало по сравнению с разбросом значений τ .

Анализ результатов по кратковременной электрической прочности полимеров показал, что значения $E_{пр.ср}$ практически не изменяются (рис. 2) при длительной (в пределах 60 сут) выдержке в среде жидкого азота; незначительные расхождения значений до и после выдержки находятся в пределах среднеквадратичного отклонения. Таким образом, для всех исследованных полимерных пленок при 50 Гц и 70 кГц как τ , так $E_{пр}$ в среде

Таблица 1

Условия эксперимента	ПЭТФ	ПС	ПЭ	ПК	Ф-4	Ф-4МБ
В жидком азоте	8,8/10,1	9,8/10,7	4,9/5,7	8,1/4,2	21,6/8,4	44,6/10,0
На воздухе при комнатной температуре [Л. 8]:						
при $E > E^*$	10,5/19,0+	9,5/14,0+	10,9/13,0++	—	6,7/9,0+	—
при $E < E^*$	4,1/4,0+	2,95/5,1+	4,0/4,1++	—	4,25/4,0+	—

Примечания. 1. Значения в числителе при 50 Гц, в знаменателе — при 70 кГц. 2. Значения m определены при частотах: +—50 кГц, ++—240 кГц.

жидкого азота практически не зависят от предварительной выдержки в жидком азоте (до 60 сут) и находятся на уровне значений для пленок в исходном состоянии.

В случае пленочных полимерных диэлектриков зависимость $\tau = f(E)$ при повышенных температурах обычно характеризуется эмпирическим соотношением [Л. 7]:

$$\tau = BE^{-m}$$

или

$$\lg \tau = \lg B - m \lg E.$$

Значение коэффициента m для полимерных диэлектриков определяется по тангенсу угла наклона прямой $\lg \tau = f(\lg E)$ к оси абсцисс:

$$m = \frac{\Delta \lg \tau}{\Delta \lg E}.$$

В статье было использовано это эмпирическое соотношение, при этом значения коэффициента m для всех исследованных полимерных пленок приведены в табл. 1.

Исследования старения полимеров при комнатной температуре показали, что наибольший коэффициент корреляции между сроком службы изоляции и характеристиками интенсивности частичных разрядов был для среднего тока [Л. 17]. Согласно трехемкостной схеме диэлектрика с включением истинное значение среднего тока

$$I_s = kf \frac{U - U_n}{h},$$

где f — частота электрического поля; U — приложенное напряжение; U_n — напряжение начала разрядов; h — толщина диэлектрика; k — постоянный коэффициент.

При исследовании полимерных пленок на воздухе при комнатной температуре, где значение U_n оставалось неизменным вплоть до частоты 240 кГц, было установлено [Л. 8], что при $E < E^*$, где E^* — напряженность электрического поля, соответствующая излому линии $\lg \tau = f(\lg E)$, значение коэффициента m практически не меняется с ростом частоты поля и, следовательно, приблизительно выполняется соотношение $\tau f = \text{const}$ при $E = \text{const}$.

Сопоставляя значения коэффициентов m для исследованных в среде жидкого азота полимерных пленок при 50 Гц и 70 кГц (табл. 1), видим, что эти значения мало отличаются между собой только для ПЭ и ПС, заметно различие для ПЭТФ и ПК и значительное различие наблюдается для пленок ПК, Ф-4, Ф-4МБ. Обращает на себя внимание также большое значение коэффициентов m для фторопластов Ф-4 и Ф-4МБ в среде жидкого азота на

частоте 50 Гц. Аналогичное увеличение коэффициента m с понижением температуры наблюдалось и при исследовании времени жизни τ пленок ПЭ и ПЭТФ на воздухе в интервале температур от 133 до 323 К [Л. 9]. Различие в значениях m при частотах 50 Гц и 70 кГц связано, вероятно, с тем, что при 50 Гц электрические разряды развиваются в прослойках жидкого и частично газообразного азота, а при 70 кГц — в основном в газообразном азоте.

Вследствие этого напряжение начала разрядов U_n понижается с увеличением частоты приложенного напряжения при этом возрастает средний ток разрядов и снижается время жизни τ .

Поэтому соотношение $\tau f = \text{const}$ при $E = \text{const}$, которое выполняется для полимерных пленок при комнатной температуре на воздухе для интервала $E < E^*$, даже для пленок ПЭ, у которых коэффициенты m при частотах 50 Гц и 70 кГц мало отличаются, в среде жидкого азота не подтверждается, так как при частоте 70 кГц произведение τf меньше, чем при частоте 50 Гц при $E = \text{const}$.

В [Л. 7, 10 и 11] указывается, что действие электрических разрядов на полимеры при комнатных температурах качественно имеет такой же характер, как и действие радиации на эти материалы. Исследование радиолитического разрушения углеводородов при комнатной температуре и в жидком азоте показало [Л. 12], что как механизм разрушения, так и основные продукты деструкции остаются одинаковыми, только в зависимости от температуры меняются их соотношения. Это дает основание предполагать, что и механизм разрушения полимерной изоляции в криогенных жидкостях под действием электрических разрядов качественно останется таким же, как и при комнатной температуре.

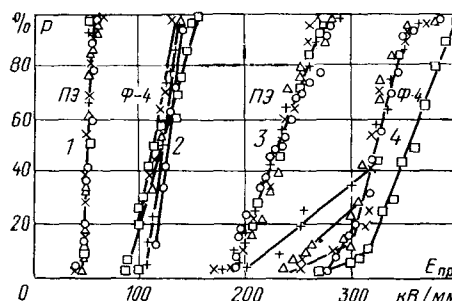


Рис. 2. Зависимость $P = f(E)$ для пленок ПЭ и Ф-4 при частоте 70 кГц (1, 2) и 50 Гц (3, 4).

○ — исходное состояние; × — после выдержки в течение 15 сут; Δ — 30 сут; + — 45 сут; □ — 60 сут.

Таблица 2

Условия эксперимента	Изменение механических характеристик фторопласта 4Д при длительной выдержке в жидком азоте		
	Предел		Относительное удлинение при разрыве, %
	текучести при растяжении, кгс/см ²	прочности при растяжении, кгс/см ²	
Исходное состояние	$\frac{131}{6,48}$	$\frac{209}{20,8}$	$\frac{355}{22}$
После выдержки	$\frac{121}{6,65}$	$\frac{219}{20,4}$	$\frac{371}{23}$

Примечание. В числителе — среднее значение, в знаменателе — среднеквадратичное отклонение.

Таблица 3

Материал	Изменение диэлектрических характеристик полимеров при длительной выдержке в жидком азоте	
	ϵ	$\lg \delta \times 10^4$
Фторопласт 4Д	2,07/2,11	3,7/3,7
4МБ2	1,99/1,98	9,8/10,6
Полиэтилен П-107-02К	2,35/2,31	3,2/3,1

Примечание. В числителе — значения в исходном состоянии, в знаменателе — после выдержки.

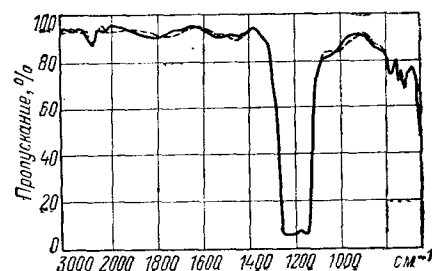
Известно, что с помощью инфракрасных спектров можно определить превращения или изменения в полимерах, происходящие при воздействии физических или химических факторов. В свою очередь превращения в полимерах приводят к изменению их электрических и механических характеристик. Подтверждением того факта, что длительная выдержка в жидком азоте не влияет на структуру полимеров, могут служить результаты исследований механических и электрических свойств (табл. 2 и 3).

Исследование ИК-спектров полимерных пленок в диапазоне от 650 до 4000 см⁻¹ в исходном состоянии и после непрерывной выдержки их в среде жидкого азота в течение 15, 30, 45 и 60 сут без воздействия электрического поля показало, что длительная выдержка не привела к существенному изменению спектров полимеров (рис. 3).

Исследование ИК-спектров различных полимеров при криогенных температурах показало, что характеристические полосы при снижении температуры вплоть до 4 К своего положения не меняют [Л. 13—16]. При этом растет коэффициент поглощения большинства полос, уменьшается полуширина полос поглощения и общий фон в области ниже 1600 см⁻¹. Это дает возможность выявить слабые полосы поглощения в спектре и получить более полную информацию о структурных особенностях полимеров. Поэтому в дальнейшем желательно исследовать ИК-спектры полимеров, снятые непосредственно при криогенных температурах после воздействия электрического поля.

Выводы. 1. При старении полимерных пленочных диэлектриков в среде жидкого азота в переменном электрическом поле наблюдается степенная зависимость времени жизни полимеров от напряжен-

Рис. 3. Инфракрасный спектр пленки Ф-4 в исходном состоянии (—) и после выдержки в жидком азоте в течение 60 сут (---).



ности электрического поля. Однако закономерности старения полимеров на воздухе при нормальных температурах и в среде жидкого азота существенно различаются.

2. Основной причиной старения полимерных пленок следует считать электрические разряды, которые появляются под действием высокой напряженности поля как в дефектах полимерных пленок, так и в прослойках жидкого азота.

3. Пленочные полимерные диэлектрики можно рекомендовать для дальнейших исследований в макетах слоистых систем электрической изоляции криогенного электротехнического оборудования и, в первую очередь, для электрических криогенных кабелей, что даст возможность значительно повысить их удельные рабочие параметры. Для радиочастотных кабелей можно рекомендовать пленки Ф-4, Ф-4МБ и ПЭ; для кабелей промышленной частоты — ПЭ, ПЭТФ и ПК. Пленку ПС из дальнейших исследований необходимо исключить из-за неудовлетворительных механических характеристик.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Stone F., McFee R. Dielectric strength of common insulating materials in liquid helium and nitrogen. — «Rev. Sci. Instr.», 1961, vol. 32, № 12, p. 1400—1401.
2. Анищенко Н. Г., Минин В. Ф. Исследование кратковременной электрической прочности и сроков службы лавсановой изоляции в криогенных условиях. — «ПТЭ», 1973, № 6, с. 176—179.
3. Минин В. Ф., Пинталь Ю. С., Анищенко Н. Г. Длительная электрическая прочность синтетических пленок в криогенных условиях. — В кн.: Сб. рефератов Всесоюз. конф. «Физика диэлектриков и перспективы ее развития», Л., 22—26 окт. 1973, т. 2, с. 222—223.
4. Bulinski A. T., Juchneiwicz J. R. Voltage ageing tests of layer insulation samples impregnated with liquid nitrogen. International Conference of Large High Voltage Electric System, Paris, 1974, Report № 15-02.
5. Dielectric Strength of polymers at cryogenic temperatures under vacuum. — «Vacuum», 1968, vol. 18, № 7, p. 397—401. Aut.: J. Bobo, M. Perrier, B. Fallow, J. Laland.
6. Кокшаров А. М. О расширении верхнего предела измерения и при исследовании диэлектриков методом коаксиального резонатора. — «ЭП. Кабельная техника», 1971, вып. 73, с. 3—5.
7. Койков С. Н., Цикин А. Н. Электрическое старение твердых диэлектриков и надежность диэлектрических деталей. Л., «Энергия», 1968.
8. Ионизационное старение полимерных пленок в широком интервале температур, напряжения и частоты. — «Электричество», 1963, № 12, с. 15—19. Авт.: Н. Н. Барабанов, С. Н. Койков, В. А. Фомин, А. Н. Фомин.
9. Температурная и временная зависимость электрической и механической прочности полимерных пленок. — «ФТТ», 1973, № 15, вып. 5, с. 1579—1584. Авт.: М. Л. Багиров, Я. Г. Рагимов, Т. Ф. Аббасов, С. А. Абасов.
10. Ильченко Н. С., Кириленко В. М. Физические основы разрушения твердых высокомолекулярных диэлектриков частичными разрядами в сильных электрических полях. — В кн.: Электрофизическая аппаратура и электрическая изоляция. М., «Энергия», 1970, с. 423—434.

11. Колесов С. Н. Старение органической изоляции под действием электрических разрядов. — В кн.: Надежность работы систем связи и развитие средств связи в республиках Средней Азии и Казахстане, Ташкент, «Фан», 1968, с. 167—176.

12. Полак Л. С. Физико-химические особенности радиолиза углеводородов. — Труды II Всесоюзного совещания и радиационной химии. М., Изд. АН СССР, 1962, с. 284—294.

13. Температурная зависимость интенсивности полос поглощения в ИК-спектре ПЭ. — «Журн. прикладн. спектроскопии», 1967, вып. 3, т. 6, с. 388—392. Авт.: Ф. Ф. Сухов, М. А. Словохотова, В. А. Каргин, Д. М. Марголин.

14. King G. W., Hainer R. M., McMahon H. O. Infrared absorption of some polymers at liquid helium temperatures. — «J. Appl. Phys.», 1949, vol. 20, № 6, p. 559—563.

15. Cernia E., Mancini C., Montando G. Contribution to the investigation of polyethylene by infrared techniques. — «J. Polym. Sci.», 1963, Part B, vol. 1, № 7, p. 271—278.

16. Сухов Ф. Ф., Ильичева З. Ф., Словохотова М. А. ИК-спектры полимеров при низких температурах. — «Высокомолекулярные соединения» (краткие сообщения), 1967, т. 9, № 11, с. 851—854.

17. Некрасов М. М. и др. Повышение надежности электроизоляционных конструкций высоковольтных установок. — В кн.: Электрофизические проблемы применения твердых и комбинированных диэлектриков в технике высоких напряжений. «Наука», Сиб. отд., 1974, с. 55—64.

[2.3.1977]

УДК [621.314.572+621.313.333]:583.3.001.24

Анализ электромагнитных процессов в системе «инвертор тока — асинхронный двигатель» в установившихся режимах

Канд. техн. наук НАТАЛКИН А. В.

ЭНИН им. Кржижановского

Инвертор тока представляет собой для асинхронного двигателя источник несинусоидальных токов. Чаще всего влияние высших гармонических составляющих на электромагнитные процессы в двигателе учитывают путем рассмотрения электромагнитных процессов от каждой гармонической составляющей и последующего их суммирования [Л. 1, 2]. Основной недостаток такого подхода к рассмотрению электромагнитных процессов заключается в громоздкости получаемых результатов и определенной неточности их, вызываемой, во-первых, ограниченным числом гармоник, учитываемых при анализе, и во-вторых, теми предположениями, которые обычно делаются [Л. 2] при составлении схем замещения двигателя для гармонических составляющих. При питании асинхронного двигателя от источников с заданной формой напряжения, как это имеет место, например, при питании двигателя от инверторов напряжения с помощью изображающего вектора напряжения и дифференциальных уравнений машины результаты анализа электромагнитных процессов в двигателе могут быть представлены в замкнутой аналитической форме [Л. 3, 4], позволяющей определять токи в статорных и роторных цепях, момент, развиваемый двигателем, и т. п. При питании асинхронного двигателя от инвертора тока в [Л. 5] в предположении неизменности инвертируемого тока и мгновенной коммутации его в фазах двигателя показано, что использование метода состояний для анализа установившихся режимов дает возможность получить результаты анализа в замкнутой аналитической форме.

В данной статье показано, что использование понятия вектора коммутационной функции инвертора тока [Л. 2] и метода припасовывания совместно с уравнениями машины и уравнением звена

постоянного тока инвертора дает возможность получить результаты анализа также в замкнутой аналитической форме, удобной, например, для определения среднего значения пульсаций электромагнитного момента и других параметров с учетом и коммутационных процессов. Приведено сравнение полученных результатов с анализом электромагнитных процессов в двигателе по первой гармонической составляющей выходного тока инвертора.

Система выходных токов в инверторах тока с искусственной коммутацией может быть представлена, как известно [Л. 2, 8] с помощью коммутационных функций в виде

$$I_a = I_{др} \rho_a(t); I_b = I_{др} \rho_b(t); I_c = I_{др} \rho_c(t), \quad (1)$$

где $I_{др}$ — ток на входе инвертора в сглаживающем дросселе; $\rho_a(t)$, $\rho_b(t)$, $\rho_c(t)$ — соответствующие коммутационные функции.

В случае симметричной работы вентиля инвертора в установившихся режимах с периодом ра-

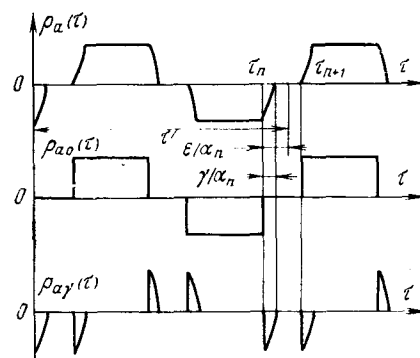


Рис. 1. Коммутационная функция и ее составляющие для инвертора тока с отсекающими вентилями.

боты вентиляей T

$$\rho_b(t) = \rho_a(t - T/3); \rho_c(t) = \rho_a(t - 2T/3)$$

и

$$\rho_a(t) + \rho_b(t) + \rho_c(t) = 0.$$

Коммутационная функция в соответствии с рис. 1, например, для схемы инвертора тока с отсекающими вентилями может быть определена в виде суммы двух функций: идеализированной коммутационной функции $\rho_{a0}(t)$, соответствующей мгновенной коммутации токов на выходе, и функции $\rho_{a\gamma}(t)$, отражающей характер протекания коммутационных процессов в схеме инвертора. Рассматривая представление, например, коммутационной функции $\rho_a(t)$ фазы a на интервале времени между двумя очередными коммутациями, происходящими в моменты времени t_n и t_{n+1} , и вводя обозначения

$$\omega_n t = \tau; \alpha_n = \frac{\pi}{3} \frac{1}{(\tau_{n+1} - \tau_n)}; \varepsilon = \alpha_n (\tau - \tau_n);$$

$$\sum_{k=0}^{n-1} \alpha_k (\tau_{k+1} - \tau_k) = \frac{\pi}{3} n (\omega_n - \text{номинальная частота}),$$

можно записать, что

$$\rho_a(\tau) = \frac{e^{j\frac{\pi}{3}n} - e^{-j\frac{\pi}{3}n}}{j\sqrt{3}} + \rho_\gamma(\varepsilon) \frac{e^{j\frac{\pi}{3}(n-2)} - e^{-j\frac{\pi}{3}(n-2)}}{j\sqrt{3}},$$

где $n=0, 1, 2, 3, \dots$;

$$\rho_\gamma(\varepsilon) = \begin{cases} 1 - \frac{I_\gamma(\varepsilon)}{I_{\text{др}}(\varepsilon)} & \text{при } 0 \leq \varepsilon \leq \gamma; \\ 0 & \text{при } \gamma \leq \varepsilon \leq \frac{\pi}{3}; \end{cases}$$

$I_\gamma(\varepsilon)$ — ток коммутации между двумя очередными фазами.

Аналогичные выражения могут быть получены для коммутационных функций фаз b и c . Переходя к вектору выходного тока инвертора \bar{I} , в произвольно вращающейся системе координат со скоростью $\alpha = \frac{dx}{dt}$ (x — угол между продольной осью d вращающейся системы координат с магнитной осью фазы a) получим на указанном интервале:

$$\bar{I}_1 = \frac{2}{3} I_{\text{др}} \left(\rho_a + \rho_b e^{j\frac{2\pi}{3}} + \rho_c e^{j\frac{4\pi}{3}} \right) e^{-jx} = I_{\text{др}} \bar{\rho}(\tau, x), \quad (2)$$

где

$$\bar{\rho}(\tau, x) = \frac{2}{j\sqrt{3}} \left(e^{j\left(\frac{\pi}{3}n-x\right)} + \rho_\gamma(\varepsilon) e^{j\left[\frac{\pi}{3}(n-2)-x\right]} \right);$$

$$\rho_d(\tau, x) = \frac{2}{\sqrt{3}} \left\{ \sin\left(\frac{\pi}{3}n-x\right) + \rho_\gamma(\varepsilon) \sin\left[\frac{\pi}{3}(n-2)-x\right] \right\};$$

$$\rho_q(\tau, x) = -\frac{2}{\sqrt{3}} \left\{ \cos\left(\frac{\pi}{3}n-x\right) + \rho_\gamma(\varepsilon) \cos\left[\frac{\pi}{3}(n-2)-x\right] \right\};$$

$\bar{\rho}$, $\rho_d(\tau, x)$, $\rho_q(\tau, x)$ — вектор коммутационной функции инвертора и его составляющие по продольной d и поперечной q осям вращающейся системы координат.

Тогда на основании баланса мощностей уравнение звена постоянного тока инвертора в относительных единицах может быть записано в виде

$$e = x_{\text{др}} \frac{di_{\text{др}}}{d\tau} + r_{\text{др}} i_{\text{др}} + \frac{3}{2} (u_d \rho_d + u_q \rho_q),$$

где $e = E/U_{m\text{ф.н}}$ — напряжение на входе инвертора; $x_{\text{др}} = \omega_n L_{\text{др}} I_{m\text{ф.н}}/U_{m\text{ф.н}}$; $r_{\text{др}} = R_{\text{др}} I_{m\text{ф.н}}/U_{m\text{ф.н}}$; $i_{\text{др}} = I_{\text{др}}/I_{m\text{ф.н}}$; $u_d = U_d/U_{m\text{ф.н}}$; $u_q = U_q/U_{m\text{ф.н}}$ — относительные значения индуктивности, сопротивления, тока сглаживающего дросселя, проекции вектора выходного напряжения инвертора по продольной и поперечной осям вращающейся системы координат.

Данное уравнение совместно с уравнениями асинхронного двигателя в относительных единицах [Л. 2] во вращающейся системе координат со скоростью α :

$$\left. \begin{aligned} \bar{u} &= r_1 \bar{i}_1 + \frac{d\bar{\Psi}_1}{d\tau} + j\alpha \bar{\Psi}_1; \\ 0 &= r_2 \bar{i}_2 + \frac{d\bar{\Psi}_2}{d\tau} + j(\alpha - \nu) \bar{\Psi}_2; \\ \bar{\Psi}_1 &= x_1 \bar{i}_1 + x_0 \bar{i}_2; \\ \bar{\Psi}_2 &= x_0 \bar{i}_1 + x_2 \bar{i}_2; \\ \mu &= -\text{Im}(\bar{\Psi}_1 \bar{i}_1^*); \mu = \mu_c + H \frac{d\nu}{d\tau} \end{aligned} \right\} \quad (3)$$

образует систему дифференциальных уравнений, характеризующих электромагнитные процессы в системе «инвертор — асинхронный двигатель».

При анализе установившихся процессов обычно полагают, что скорость двигателя остается неизменной. Тогда при известном характере коммутационных процессов [Л. 6] (т. е. коммутационная функция инвертора задана) задача сводится к анализу электромагнитных процессов в системе «инвертор — двигатель» в межкоммутационных интервалах.

Уравнение звена постоянного тока в межкоммутационных интервалах [$\rho_\gamma(\varepsilon) = 0$] в неподвижной системе координат принимает вид:

$$e = x_{\text{др}} \frac{di_{\text{др}}}{d\tau} + r_{\text{др}} i_{\text{др}} + \sqrt{3} \left(u_a \sin \frac{\pi}{3} n - u_p \cos \frac{\pi}{3} n \right),$$

где u_α , u_β — проекции вектора выходного напряжения на соответствующие оси в неподвижной системе координат.

Это уравнение с постоянными коэффициентами на каждом интервале, но меняющимися от интервала к интервалу. Однако следует отметить, что если от вектора u в неподвижной системе координат перейти к вектору

$$\bar{u}_e = j\bar{u}e^{-j\frac{\pi}{3}n},$$

умножить в уравнениях нагрузки все векторные величины на $j e^{-j\frac{\pi}{3}n}$, перейти также соответственно к векторам:

$$\bar{i}_{1e} = \bar{i}_1 j^{-i\frac{\pi}{3}n}; \quad \bar{i}_{2e} = \bar{i}_2 j^{-i\frac{\pi}{3}n}$$

и учесть, что в межкоммутационных интервалах

$$\bar{i}_{1e} = \frac{2}{\sqrt{3}} i_{др},$$

то можно перейти к следующей системе дифференциальных уравнений для определения токов на входе и выходе преобразователя на n -м межкоммутационном интервале

$$\left. \begin{aligned} e &= x_{др} \frac{di_{др}}{d\tau} + r_{др} i_{др} + \sqrt{3} u_{e\alpha}; \\ u_{e\alpha} &= \frac{2}{\sqrt{3}} r_1 i_{др} + x_0 \frac{di_{2e\alpha}}{d\tau} + \frac{2}{\sqrt{3}} x_1 \frac{di_{др}}{d\tau}; \\ 0 &= r_2 i_{2e\alpha} + \frac{2}{\sqrt{3}} x_0 \frac{di_{др}}{d\tau} + x_2 \frac{di_{2e\alpha}}{d\tau} + v x_2 i_{2e\beta}; \\ 0 &= r_2 i_{2e\beta} + x_2 \frac{di_{2e\beta}}{d\tau} - \frac{2}{\sqrt{3}} v x_0 i_{др} - v x_2 i_{2e\alpha}. \end{aligned} \right\} \quad (4)$$

Данная система представляет собой систему уравнений третьего порядка с постоянными и неизменными коэффициентами на каждом интервале и по существу представляет собой запись системы уравнений звена постоянного тока и уравнений машины в дискретно вращающейся системе координат. Решение данной системы не вызывает особых трудностей, если известны условия стыковки инерциальных величин в конце n -го и начале $(n+1)$ -го межкоммутационных интервалов [Л. 7]. Инерциальными величинами в данном случае являются токи в индуктивностях (а также потокоцепления). Эти величины остаются неизменными в конце n -го и в начале $(n+1)$ -го коммутационного интервала $[\rho_1(\varepsilon) \neq 0]$ работы вентилей инвертора.

Для инвертора, работающего с некоторой произвольной относительной частотой выходных токов α , для инерциальных величин в неподвижной системе координат можно записать:

$$\bar{i}(\alpha\tau_{n+1}) = \bar{i} \left(\alpha\tau_n + \frac{\pi}{3} \right), \quad (5)$$

или в дискретно вращающейся системе координат

$$\bar{i}_e(\alpha\tau_{n+1}) = e^{-j\frac{\pi}{3}} \bar{i}_e \left(\alpha\tau_n + \frac{\pi}{3} \right). \quad (6)$$

Очевидно также, что в установившихся режимах

$$\bar{i}_e(\alpha\tau_n + \varepsilon) = \bar{i}_e(\alpha\tau_{n+1} + \varepsilon). \quad (7)$$

Так как электромагнитные процессы на каждом интервале рассмотрения начинаются с коммутационных процессов, то для нахождения связи между инерциальными величинами в конце n -го и в начале $(n+1)$ -го межкоммутационного процесса необходимо найти связь между инерциальными величинами в начале и конце коммутационного процесса.

Обычно при анализе коммутационных процессов полагают, что в течение этих процессов ток в сглаживающем дросселе остается неизменным, т. е. при $0 \leq \varepsilon \leq \gamma$ на $(n+1)$ -м интервале

$$i_{др}(\alpha\tau_{n+1}) = i_{др}(\alpha\tau_{n+1} + \varepsilon) = i_{др} \left(\alpha\tau_n + \frac{\pi}{3} \right). \quad (8)$$

Тогда, решая на коммутационном интервале в дискретно вращающейся системе координат второе уравнение системы (3), которое может быть записано как

$$0 = r_2 \bar{i}_{2e} + \frac{d\bar{\Psi}_{2e}}{d\tau} - jv\bar{\Psi}_{2e}$$

или

$$\frac{x_0 r_2}{x_2} \bar{i}_{1e} = \frac{r_2}{x_2} \bar{\Psi}_{2e} + \frac{d\bar{\Psi}_{2e}}{d\tau} - jv\bar{\Psi}_{2e},$$

найдем

$$\frac{d e^{-p\varepsilon} \bar{\Psi}_{2e}}{d\varepsilon} = \frac{x_0 r_2}{\alpha x_2} e^{-p\varepsilon} \bar{i}_{1e}, \quad (9)$$

где $p = -\frac{r_2}{\alpha x_2} + j\frac{v}{\alpha}$.

Проинтегрировав уравнение (9) от 0 до γ , получим для $(n+1)$ -го интервала:

$$\begin{aligned} e^{-p\gamma} \bar{\Psi}_{2e}(\alpha\tau_{n+1} + \gamma) - \bar{\Psi}_{2e}(\alpha\tau_{n+1}) &= \\ &= \frac{x_0 r_2}{\alpha x_2} \int_0^\gamma e^{-p\varepsilon} \bar{i}_{1e}(\alpha\tau_{n+1} + \varepsilon) d\varepsilon. \end{aligned}$$

Учитывая, что

$$\bar{i}_{1e}(\alpha\tau_{n+1} + \varepsilon) = \frac{2}{\sqrt{3}} \left[1 + \rho_1(\varepsilon) e^{-j\frac{2\pi}{3}} \right] i_{др}(\alpha\tau_{n+1})$$

и

$$\bar{\Psi}_{2e} = x_0 \bar{i}_{1e} + x_2 \bar{i}_{2e},$$

а также условия (6) и (8), окончательно найдем:

$$\begin{aligned} \bar{i}_{2e}(\alpha\tau_{n+1} + \gamma) &= e^{p\gamma - j\frac{\pi}{3}} i_{2e} \left(\alpha\tau_n + \frac{\pi}{3} \right) + \\ &+ \frac{2}{\sqrt{3}} \left[\frac{jv x_0}{r_2 - jv x_2} \left(1 - e^{-j\frac{\pi}{3} + p\gamma} \right) - \right. \\ &\left. - \frac{x_0 r_2 e^{-j\frac{2\pi}{3} + p\gamma}}{x_2 (r_2 - jv x_2)} \int_0^\gamma e^{-p\varepsilon} \frac{d\rho_1(\varepsilon)}{d\varepsilon} d\varepsilon \right] i_{др} \left(\alpha\tau_n + \frac{\pi}{3} \right). \end{aligned} \quad (10)$$

Это условие совместно с условием (8) и являются условиями стыковки инерциальных величин в начале и конце межкоммутационных процессов, описываемых системой уравнений (4) на соответствующих интервалах.

На основании (7) для установившихся режимов эти условия приобретают вид:

$$\left. \begin{aligned} i_{др}(\alpha\tau_n + \gamma) &= i_{др}\left(\alpha\tau_n + \frac{\pi}{3}\right); \\ \bar{i}_{2s}(\alpha\tau_{n+1} + \gamma) &= e^{-i\frac{\pi}{3} + p\gamma} \bar{i}_{2s}\left(\alpha\tau_n + \frac{\pi}{3}\right) + \\ &+ \frac{2}{V^3} \left[\frac{jv x_0}{r_2 - jv x_2} \left(1 - e^{-i\frac{\pi}{3} + p\gamma}\right) - \right. \\ &\left. - \frac{x_0 r_2 e^{-j\frac{2\pi}{3} + p\gamma}}{x_2(r_2 - jv x_2)} \int_0^\gamma e^{-p\varepsilon} \frac{dp_\gamma(\varepsilon)}{d\varepsilon} d\varepsilon \right] i_{др}\left(\alpha\tau_n + \frac{\pi}{3}\right). \end{aligned} \right\} \quad (11)$$

Заметим, что при линейном изменении коммутационного тока

$$p_\gamma(\varepsilon) = 1 - \frac{\varepsilon}{\gamma} \quad \text{при } 0 \leq \varepsilon \leq \gamma;$$

$$\int_0^\gamma e^{-p\varepsilon} \frac{dp_\gamma(\varepsilon)}{d\varepsilon} d\varepsilon = -e^{-p\frac{\gamma}{2}} \frac{\operatorname{sh} p\frac{\gamma}{2}}{p\frac{\gamma}{2}} \approx -e^{-p\frac{\gamma}{2}},$$

т. е. в этом случае

$$\begin{aligned} \bar{i}_{2s}(\alpha\tau_{n+1} + \gamma) &= e^{-i\frac{\pi}{3} + p\gamma} \bar{i}_{2s}\left(\alpha\tau_n + \frac{\pi}{3}\right) + \\ &+ \frac{2}{V^3} \left[\frac{jv x_0}{r_2 - jv x_2} \left(1 - e^{-i\frac{\pi}{3} + p\gamma}\right) + \right. \\ &\left. + \frac{x_0 r_2}{x_2(r_2 - jv x_2)} e^{-i\frac{2\pi}{3} + p\frac{\gamma}{2}} \right] i_{др}\left(\alpha\tau_n + \frac{\pi}{3}\right). \end{aligned}$$

Проиллюстрируем применение данной методики для анализа электромагнитных процессов в системе «инвертор тока — асинхронный двигатель» для случая, когда на входе инвертора установлен дроссель с достаточной индуктивностью, когда изменениями тока в сглаживающем дросселе можно пренебречь не только в течение коммутационного процесса, но и в течение межкоммутационного процесса:

$$i_{др}(\tau) = i_{др} = \text{const.}$$

В этом случае задача сводится к решению двух последних уравнений системы (4). Решая ее на n -м межкоммутационном интервале, найдем с учетом условий (11):

$$\bar{i}_{2s} = \frac{2}{V^3} i_{др} \left(\frac{jv x_0}{r_2 - jv x_2} + \bar{C} e^{p(\varepsilon - \gamma)} \right),$$

где

$$\bar{C} = C e^{i\left(\varphi_1 - \varphi_2 - \frac{2\pi}{3} + \frac{v}{\alpha} \frac{\gamma}{2}\right)};$$

$$C = \frac{x_0 r_2 e^{-\frac{r_2 \gamma}{2\alpha x_2}}}{x_2 \sqrt{r_2^2 + v^2 x_2^2} \sqrt{1 - 2B \cos \frac{\pi}{3} \left(1 - \frac{v}{\alpha}\right) + B^2}};$$

$$B = e^{-\frac{r_2}{\alpha x_2} \frac{\pi}{3}};$$

$$\operatorname{tg} \varphi_1 = \frac{vx_2}{r_2}; \quad \operatorname{tg} \varphi_2 = \frac{\sin \frac{\pi}{3} \left(1 - \frac{v}{\alpha}\right)}{\frac{1}{B} - \cos \frac{\pi}{3} \left(1 - \frac{v}{\alpha}\right)}.$$

Так как

$$\bar{i}_{1s} = \frac{2}{V^3} i_{др} \quad \text{и} \quad \mu = -x_0 \operatorname{Im}(\bar{i}_{2s} \bar{i}_{1s}^*),$$

момент двигателя на межкоммутационном интервале

$$\begin{aligned} \mu(\varepsilon) &= \frac{4}{3} x_0 i_{др}^2 \left[C e^{-\frac{r_0}{\alpha x_2}(\varepsilon - \gamma)} \sin\left(\varphi_1 - \varphi_2 + \right. \right. \\ &\left. \left. + \frac{\pi}{3} + \frac{v}{\alpha}(\varepsilon - \gamma) + \frac{v}{\alpha} \frac{\gamma}{2}\right) - \frac{vx_0 r_2}{r_2^2 + v^2 x_2^2} \right], \\ &\gamma \leq \varepsilon \leq \frac{\pi}{3}. \end{aligned} \quad (12)$$

Определяя аналогично (10) ток в роторе на коммутационном интервале, можно найти выражение для электромагнитного момента на коммутационном интервале. Однако, если при определении тока \bar{i}_{2s} на этом интервале пренебречь сопротивлением ротора r_2 , то выражение для момента на коммутационном интервале приобретает вид:

$$\begin{aligned} \mu(\varepsilon) &= \frac{1}{\sin\left(\frac{\pi}{3} + \frac{v}{\alpha} \gamma\right)} \left\{ \left[\mu(\gamma) \sin\left(\frac{\pi}{3} + \frac{v}{\alpha} \varepsilon\right) + \right. \right. \\ &\left. \left. + \mu(0) \sin \frac{v}{\alpha}(\gamma - \varepsilon) \right] + p_\gamma(\varepsilon) \left[\mu(0) \sin\left(\frac{\pi}{3} - \right. \right. \right. \\ &\left. \left. - \frac{v}{\alpha}(\gamma - \varepsilon)\right) - \mu(\gamma) \sin\left(\frac{\pi}{3} - \frac{v}{\alpha} \varepsilon\right) \right] \right\}, \quad 0 \leq \varepsilon \leq \gamma. \end{aligned} \quad (13)$$

Более упрощенный результат можно получить, если предположить, что потокосцепление ротора определяется первыми гармоническими составляющими токов не только на коммутационных, но и на межкоммутационных интервалах, т. е.

$$\delta \bar{\Psi}_2 = \bar{\Psi}_2 - \bar{\Psi}_{21} = 0. \quad (14)$$

Здесь $\bar{\Psi}_{21}$ — потокосцепление, определяемое первыми гармониками токов статора и ротора.

Связь между векторами первых гармоник тока статора \bar{i}_{11} и ротора \bar{i}_{21} может быть определена из второго уравнения системы (3), записанного в системе координат, вращающейся со скоростью α ,

$$\bar{i}_{21} = -\frac{j\beta x_0}{r_2 + j\beta x_2} \bar{i}_{11},$$

где $\beta = \alpha - v$ — абсолютное скольжение машины.

В соответствии с (14) получим:

$$\bar{i}_2 = -\frac{x_0}{x_2} \bar{i}_1 + \left(\frac{x_0}{x_2} - \frac{j\beta x_0}{r_2 + j\beta x_2} \right) \bar{i}_{11}. \quad (15)$$

Отсюда видно, что если известна связь между векторами \bar{i}_1 и \bar{i}_{11} , то вычисление моментной характеристики двигателя не представляет особых за-

труднений. Ток первых гармоник фаз, например, в неподвижной системе координат может быть представлен в виде

$$i_{a1} = Ae^{ix} + \bar{A}^* e^{-ix}; \quad i_{b1} = \bar{A} e^{j\left(x - \frac{2\pi}{3}\right)} + \bar{A}^* e^{-j\left(x - \frac{2\pi}{3}\right)};$$

$$i_{c1} = \bar{A} e^{j\left(x - \frac{4\pi}{3}\right)} + \bar{A}^* e^{-j\left(x - \frac{4\pi}{3}\right)}, \quad x = \alpha\tau,$$

где

$$\bar{A} = \frac{1}{\pi} \int_0^\pi i_a e^{-ix} dx = \frac{1}{\pi} \int_0^\pi i_b e^{-j\left(x - \frac{2\pi}{3}\right)} dx =$$

$$= \frac{1}{\pi} \int_0^\pi i_c e^{-j\left(x - \frac{4\pi}{3}\right)} dx$$

или

$$\bar{A} = \frac{1}{3\pi} \int_0^\pi e^{-ix} \left(i_a + i_b e^{j\frac{2\pi}{3}} + i_c e^{j\frac{4\pi}{3}} \right) dx =$$

$$= \frac{1}{2\pi} \int_0^\pi \bar{i}_1 e^{-ix} dx.$$

Образую вектор первой гармоники выходного тока инвертора, получим:

$$\bar{i}_{11} = \frac{2}{3} \left(i_{a1} + i_{b1} e^{j\frac{2\pi}{3}} + i_{c1} e^{j\frac{4\pi}{3}} \right) = 2\bar{A} e^{ix}$$

или

$$\bar{i}_{11} = \frac{3}{\pi} e^{ix} \int_0^{\pi/3} \bar{i}_1 e^{-ix} dx. \quad (16)$$

Отсюда следует, что среднее значение величины $\bar{i}_{11} \bar{i}_{11}^*$ равно квадрату амплитуды вектора первой гармоники. Действительно,

$$\frac{3}{\pi} \int_0^{\pi/3} \bar{i}_{11} \bar{i}_{11}^* dx = \frac{3}{\pi} \int_0^{\pi/3} \bar{i}_1^* e^{ix} dx - \frac{3}{\pi} \int_0^{\pi/3} \bar{i}_1 e^{-ix} dx =$$

$$= 4\bar{A} \bar{A}^* = i_{m1}^2. \quad (17)$$

Подставляя в (16) значение тока из (2), найдем:

$$\bar{i}_{11} = \frac{2\sqrt{3}}{j\pi} i_{\text{др}} e^{jx} \int_0^{\pi/3} \left[1 + \rho_1(\varepsilon) e^{-j\frac{2\pi}{3}} \right] e^{-j\varepsilon} d\varepsilon$$

$$\bar{i}_{11} = K_1 i_{\text{др}} e^{j\left(x - \frac{2\pi}{3} - \gamma_1\right)}, \quad (18)$$

или

где

$$K_1 = \left| \frac{2\sqrt{3}}{\pi} \int_0^1 e^{-j\varepsilon} \frac{d\rho_1(\varepsilon)}{d\varepsilon} d\varepsilon \right|;$$

$$e^{-j\gamma_1} = \frac{2\sqrt{3}}{K_1 \pi} \int_0^1 e^{-j\varepsilon} \frac{d\rho_1(\varepsilon)}{d\varepsilon} d\varepsilon.$$

При линейном характере изменения коммутационного тока

$$K_1 = \frac{2\sqrt{3}}{\pi} \frac{\sin \frac{\gamma}{2}}{\gamma/2} \approx \frac{2\sqrt{3}}{\pi}; \quad \gamma_1 = \frac{\gamma}{2}.$$

Учитывая, что на интервале между двумя очередными коммутациями $x = \frac{\pi}{3}n + \varepsilon$ в соответствии с (3), (15) и (18), выражение для электромагнитного момента можно записать в виде

$$\mu_1 = \frac{2K_1}{\sqrt{3}} i_{\text{др}}^2 r(\beta) \times$$

$$\times \operatorname{Im} \left[j \left(j - \frac{r_2}{\beta x_2} \right) \left(1 + \rho_1(\varepsilon) e^{j\frac{2\pi}{3}} \right) e^{-j\left(\frac{2\pi}{3} + \gamma_1\right)} \right]$$

или

$$\mu_1 = \frac{2K_1}{\sqrt{3}} i_{\text{др}}^2 r(\beta) \left\{ \left[\cos \left(\varepsilon - \frac{\pi}{6} - \gamma_1 \right) - \right. \right.$$

$$\left. - \frac{r_2}{\beta x_2} \sin \left(\varepsilon - \frac{\pi}{6} - \gamma_1 \right) \right] - \rho_1(\varepsilon) \left[\sin(\varepsilon - \gamma_1) + \right.$$

$$\left. + \frac{r_2}{\beta x_2} \cos(\varepsilon - \gamma_1) \right] \}. \quad (19)$$

где

$$r(\beta) = \frac{x_0^2}{x_2 \left(\frac{r_2}{\beta x_2} + \frac{\beta x_2}{r_2} \right)}.$$

Усредненное значение момента согласно (17), (19)

$$\mu_{1\text{ср}} = K^2 i_{\text{др}}^2 r(\beta) = i_{m1}^2 r(\beta), \quad (20)$$

что соответствует широко известному выражению момента двигателя, питающегося от синусоидального источника тока [Л. 2], т. е. при сделанных выше предположениях среднее значение момента равно значению момента, определенного для первой гармоники выходного тока инвертора. Отметим, что среднее значение момента, определенное на основании (12) ($\gamma \approx 0$)

$$\mu_{\text{ср}} = \frac{4}{3} x_0 i_{\text{др}}^2 \left[\frac{3\alpha x_2 C C_1}{\pi \sqrt{r_2^2 + \alpha^2 x_2^2}} \sin(2\varphi_1 - \varphi_2 - \varphi_3 + \right.$$

$$\left. + \frac{\pi}{3}) - \frac{\alpha x_0 r_2}{r_2^2 + \alpha^2 x_2^2} \right], \quad (21)$$

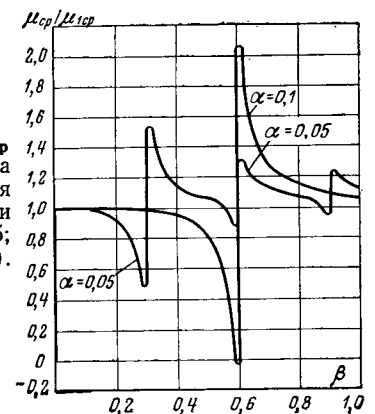


Рис. 2. Зависимость $\mu_{\text{ср}}/\mu_{1\text{ср}}$ при различных частотах на выходе инвертора тока для двигателя с усредненными параметрами ($r_1=r_2=0,035$; $x_1=x_2=3,1$; $x_0=3$; $\beta_n=0,04$).

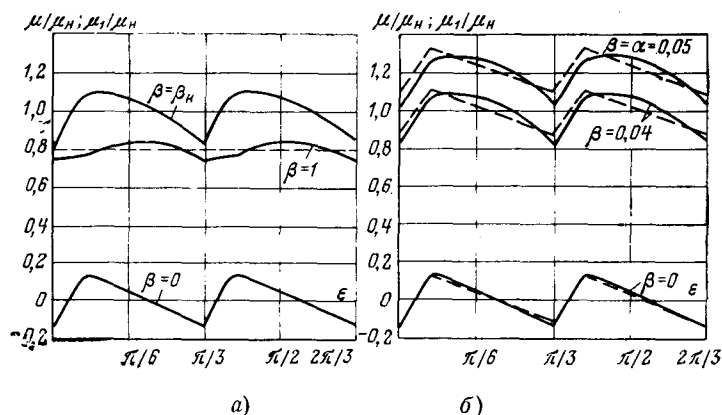


Рис. 3. Кривые моментов асинхронного двигателя с усредненными параметрами.
а — при $\alpha=1$; б — при $\alpha=0,05$.

где

$$C_1 = \sqrt{1 + B^2 - 2B \cos \frac{\pi}{3} \frac{\nu}{\alpha}};$$

$$\operatorname{tg} \varphi_s = \frac{\sin \frac{\pi}{3} \frac{\nu}{\alpha}}{\frac{1}{B} - \cos \frac{\pi}{3} \frac{\nu}{\alpha}}, \quad \gamma = 0.$$

Расчеты, проведенные на вычислительной машине МИР-2, показывают, что при всех значениях $\beta \leq \alpha$ формулы (20) и (21) для определения усредненного момента дают практически совпадающие результаты. Расхождение не превышает 0,5%. При $\alpha < (0,2 \div 0,1)$ и $\beta > \alpha$ расхождения в определении средних значений момента по более точной формуле (21) и приближенной формуле (20) может достигать более существенных значений.

На рис. 2 показана зависимость $\mu_{\text{ср}}/\mu_{\text{ср1}}$ в функции от β при частотах $\alpha=0,1$ и $\alpha=0,05$ для двигателя с усредненными параметрами. Эти расхождения обуславливаются влиянием высших гармонических составляющих выходного тока на среднее значение момента двигателя. Причем для положительных значений β наибольшее влияние оказывают гармоники обратной последовательности (5, 11, 17-я и т. д.), для отрицательных β — соответственно гармоники прямой последовательности (7, 13, 19-я и т. п.).

Существенные расхождения в определении среднего значения момента по формулам (21) и (20)

наблюдаются также в зоне скольжений, близких к нулю, когда значение момента составляет менее десятых долей процента номинального значения момента, что также обусловлено влиянием высших гармонических составляющих.

На рис. 3 приведены кривые относительных моментов (μ/μ_n и μ_1/μ_n), развиваемых асинхронным двигателем при регулировании машины по номинальному закону с компенсацией падения напряжения на активном сопротивлении статора: $|\bar{u} - \bar{i}_r| = \alpha$.

Кривые рис. 3 построены для различных скольжений соответственно по формулам (19) и (12), (13). Анализ этих кривых показывает, что при $\beta \ll \alpha$ и средних значениях момента, больших $0,01\mu_n$, момент двигателя можно оценивать по приближенной формуле (19), а при β , приближенно равных или больших α , а также когда среднее значение момента равно нулю, момент двигателя целесообразно оценивать по более точной формуле (12), (13).

Кроме того, из этих кривых видно, что пульсации момента могут достигать 13—14% номинального значения момента даже при холостом ходе машины, несмотря на то, что среднее значение момента равно нулю.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Костенко М. П. Электрические машины. М.—Л., Госэнергоиздат, 1949.
2. Кривицкий С. О., Эпштейн И. И. Динамика частотно-регулируемых электроприводов с автономными инверторами. М., «Энергия», 1970.
3. Глазенко Г. А., Гончаренко Р. Б. Полупроводниковые преобразователи частоты в электроприводах. Л., «Энергия», 1969.
4. Жеглов В. А., Коркия Э. Я., Лабунцов В. А. Пульсации момента асинхронного двигателя при частотном управлении и широко-импульсном регулировании питающего напряжения. — «ЭП. Электропривод», 1975, № 7, 42.
5. Lipo T. A., Cornell E. P. State variable steady-state analysis a controlled current induction motor drive. Conf. Rec. 9th. Annu. Meet. — «IEEE», Ind. Appl. Soc., Pittsburgh, Pa, 1974; New-York, 1974, p. 851—859.
6. Аранчий Г. В., Жемеров Г. Г., Эпштейн И. И. Тиристорные преобразователи частоты для регулируемых электроприводов. М., «Энергия», 1968.
7. Толстов Ю. Г., Придатков А. Г. Переходные процессы в автономных инверторах с независимым управлением. — «Изв. АН СССР. Энергетика и транспорт», 1967, № 2.
8. Мерабишвили П. Ф. Использование операторного метода для расчета установившихся и переходных процессов в трехфазных автономных инверторах. — «Электричество», 1972, № 2.

[4.1.1977]

Переходные режимы статических преобразователей напряжения с учетом реальной петли гистерезиса магнитопровода силового трансформатора

ГЛИБИЦКИЙ М. М., МЕЗЕНИНА Н. С.

Харьков

В настоящее время весьма актуальна проблема создания экономичных и малогабаритных полупроводниковых преобразователей напряжения для питания различных систем автоматики, вычислительной техники, радиотехнических комплексов от низковольтных источников постоянного тока: аккумуляторных или солнечных батарей, топливных элементов, ядерных или изотопных источников и т. п.

Одной из основных мер по уменьшению массы и габаритов преобразовательных устройств является повышение рабочей частоты f . При $f \geq 1$ кГц в качестве материала магнитопровода силовых трансформаторов чаще всего используют магнитную ленту из высококачественных никельсодержащих сплавов типа 50НП, 79НМ, 34НМКП, 65НП и других, а также из магнитомягкой холоднокатаной стали Э-310. Эти материалы имеют небольшие удельные потери на повышенных частотах и прямоугольную петлю гистерезиса (ППГ). Если силовой трансформатор выполнен из материала с ППГ, в работе преобразователя может возникнуть несимметричный режим глубокого насыщения (РГН), когда рабочая точка на характеристике $B = f(H)$ магнитопровода в конце одного из полупериодов выходит на горизонтальный участок. Режим глубокого насыщения возникает независимо от типа коммутирующего полупроводникового прибора преобразователя (тиристорный или транзисторный ключ).

К основным причинам возникновения РГН относятся: несимметрия полупериодов управляющих импульсов; различие времени включения и выключения коммутирующих элементов и технологический разброс параметров элементов плеч силовой цепи; несимметрия полуобмоток трансформатора, несимметрия и нелинейность нагрузки; асимметрия частных циклов перемагничивания материалов с ППГ в области положительного и отрицательного значений напряженности магнитного поля; нарушение симметрии схемы в результате отказа резервных элементов силовой цепи и т. п.

Режим глубокого насыщения может возникнуть даже тогда, когда перечисленные факторы по абсолютному значению весьма незначительны, так как у магнитопроводов с ППГ имеет место известный [Л. 1] «эффект накопления индукции», возникающий при условии:

$$\int_0^{t_2} U_2 dt > \Delta\Phi_{0\min} W, \quad (1)$$

где U_2 — напряжение импульса, приложенного к обмотке магнитопровода с числом витков W в течение времени t_2 ; $\Delta\Phi_{0\min}$ — минимальное пороговое значение обратимой составляющей потока, превышение которого ведет к интегрированию потока магнитопровода вплоть до насыщения сердечника.

Для сердечников из сплавов 50НП, 65НП, 34НМКП с толщиной ленты 50, 20, 10 мкм $\Delta\Phi_{0\min}$ находится в пределах от 0,3 до 1%, а для сплава 37 НКДП может снижаться до 0,1% максимального значения потока при $100 < H < 300$ (А/М) [Л. 2].

Значение $\Delta\Phi_{0\min}$ может изменяться в зависимости от уровня и скорости изменения магнитного потока, толщины ленты, температуры окружающей среды, длительности и формы импульса [Л. 1—3]. Поэтому, если условие (1) не выполняется, то поток в сердечнике «застывает» на некотором уровне внутри предельной ПГ и процесс накопления прекращается.

В полупроводниковом преобразователе к первичной обмотке трансформатора приложено двухполярное импульсное напряжение с неодинаковой вольт-секундной площадью полупериодов за счет влияния несимметрии. Тогда возникновение условия накопления потока можно записать:

$$\int_0^{T_1} U_1 dt - \int_0^{T_2} U_2 dt > \Delta\Phi_{0\min}(n) W_1 = \epsilon, \quad (2)$$

где T_1 и T_2 — длительности полупериодов преобразователя напряжения; U_1 и U_2 — напряжения, приложенные к первичной обмотке магнитопровода с числом витков W_1 в течение интервала времени T_1 и T_2 соответственно.

В этом случае имеет место существенное уменьшение влияния $\Delta\Phi_0$ на процесс накопления [Л. 1]. Согласно [Л. 1 и 2] $\Delta\Phi_{0\min}(n)$ уменьшается примерно на порядок по сравнению с (1) и даже при незначительном ϵ неизбежно возникает режим накопления потока. Выполненные авторами измерения с нижним порогом чувствительности схемы $\delta = 8 \cdot 10^{-7}$ Вб показали, что в преобразователе при частоте $f = 5$ кГц и коэффициенте прямоугольности материала магнитопровода $K_H = 0,94$ процесс накопления потока начинается даже когда $\epsilon < \delta$. При $B \gg B_r$ значение $\Delta\Phi_0$ резко возрастает и процесс накопления прекращается.

Таким образом, процесс выхода в режим насыщения можно разделить на два этапа: переходный, на котором рабочая точка за N периодов непрерывно перемещается из своего начального положения на петле гистерезиса (ПГ) в точку B_r ; квазистационарный, на котором рабочая точка в течение всех последующих периодов совершает перемещение по ПГ от точки B_r на горизонтальный участок. Глубина выхода на горизонтальный участок определяется значением ϵ по (2).

При выходе рабочей точки на горизонтальный участок ПГ из-за очень малого изменения индукции энергия во вторичную цепь практически не трансформируется. В то же время ток в первичной обмотке резко возрастает, что приводит к перегрузке полупроводникового ключа (ППК) в соответствующем плече по току при значительном увеличении мощности статических и динамических потерь в ППК, что может привести к снижению к. п. д. инвертора и выходу ППК из строя.

Для выяснения основных закономерностей влияния различных параметров схемы на протекание РГН, оценки ожидаемых перегрузок ППК с целью обоснованного выбора и разработки средств защиты необходимо проанализировать переходный процесс в инверторе с учетом реальной ПГ магнитопровода трансформатора. Эти вопросы рассматриваются в данной статье.

Эквивалентная схема одного плеча инвертора с выводом средней точки трансформатора представлена на рис. 1. При анализе вводятся следующие допущения:

коммутирующий прибор K является идеальным ключом; источником питания является источник напряжения с внутренним сопротивлением, равным нулю;

трансформатор представляется Т-образной эквивалентной схемой замещения;

активные сопротивления первичной полуобмотки трансформатора, источника питания, предохранителей, ошиновки отнесены к резистору r_1 ;

нагрузка инвертора активно-индуктивная; влияние паразитных емкостных связей между элементами конструкции трансформатора не учитывается.

Остальные обозначения общепринятые: L_{s1} , L'_{s2} — индуктивности рассеяния первичной и (приведенная) вторичной обмоток; r'_2 — приведенное активное сопротивление вторичной обмотки; z_μ — полное сопротивление намагничивающего контура; U — напряжение источника питания.

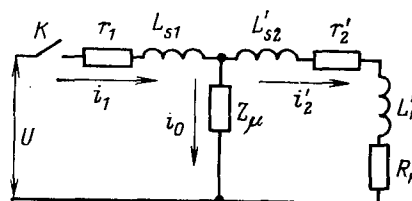


Рис. 1. Эквивалентная схема одного плеча фазы инвертора.

Исходными уравнениями являются:

$$\left. \begin{aligned} U &= r_1 i_1 + L_{s1} \frac{di_1}{dt} + W_1 \frac{d\Phi}{dt}; \\ W_1 \frac{d\Phi}{dt} &= r'_2 i'_2 + L'_{s2} \frac{di'_2}{dt} + L'_H \frac{di'_2}{dt} + R'_H i'_2; \\ i_0 &= i_1 - i'_2. \end{aligned} \right\} \quad (3)$$

Здесь

$$\left. \begin{aligned} W_1 \frac{d\Phi}{dt} &= W_1 S \frac{d[B(H)]}{dt}; \\ H &= \frac{W_1 i_0}{l}; \end{aligned} \right\} \quad (4)$$

W_1 — число витков первичной полуобмотки; S — площадь активного сечения магнитопровода; B — магнитная индукция; Φ — основной магнитный поток в сердечнике трансформатора; H — напряженность магнитного поля; l — длина средней линии магнитопровода.

Значения параметров и переменных величин схемы рис. 1 для различных вариантов приведены в табл. 1 и 2.

Нелинейная и неоднозначная связь между магнитной индукцией и напряженностью поля представляется экспериментальной квазистатической зависимостью $B=f(H)$ (рис. 2, а), построенной по результатам статической обработки измерений ПГ 450 тороидальных ленточных образцов, изготовленных из материалов 50 НП с толщиной ленты 0,1 мм при частоте 50 Гц.

Вместе с тем методика расчетов и полученные результаты могут быть использованы непосредственно и при повышенных частотах до 0,5 кГц. В этом диапазоне частот динамическая ПГ, сохраняя форму статической ПГ, незначительно расширяется в основном за счет магнитной вязкости [Л. 1]. На более высоких частотах расширение динамической ПГ происходит главным образом за счет вихревых токов. Для уменьшения влияния вихревых токов в диапазоне частот от 50 Гц до 10 кГц толщину ленты выбирают оптимальной в пределах от 100 до 20 мкм [Л. 4]. При соблюдении этого условия форма ПГ от частоты изменяется незначительно [Л. 5]. Поэтому влияние увеличения частоты вплоть до 10 кГц в результате воздействия вязкости и вихревых токов может быть учтено соответствующим изменением динамической коэрцитивной силы H_c при заданной частоте и выбранной оптимальной толщине ленты [Л. 6]. Аппроксимирующие ПГ функции могут оставаться без изменений.

Из многих известных аналитических представлений ПГ наиболее целесообразным и с меньшей погрешностью аппроксимации для данного случая оказалось рассмотренное в [Л. 7] представление ПГ гиперболической дробно-линейной функцией:

для верхней восходящей ветви ПГ (II квадрант)

$$B_B = C_B \frac{H - H_c}{H + a_B}; \quad (5)$$

для нижней восходящей ветви (IV квадрант)

$$B_H = -C_H \frac{H - H_c}{H - a_H}. \quad (6)$$

Здесь H_c — значение при $B=0$; C_B , C_H , a_B , a_H — постоянные, определяемые из экспериментальной кривой $B=f(H)$ для восходящей верхней и нижней ветвей соответственно.

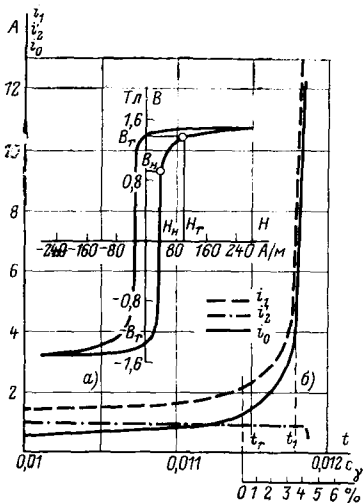


Рис. 2. Предельная петля гистерезиса тороидального сердечника (а) и изменения токов инвертора в режиме насыщения (б).

Таблица 1

Номер варианта	Значение параметра		
	Сопротивление, Ом		Индуктивность L'_H , Гн
	r_1	R'_H	
1	$7 \cdot 10^{-3}$	1	0
2	$7 \cdot 10^{-3}$	1	0
3	$7 \cdot 10^{-3}$	1	10^{-4}
4	$7 \cdot 10^{-3}$	1,193	0
5	0,2	1	0

Примечание: $S=4 \cdot 10^{-4}$ м²; $l=0,125$ м; $W_1=10$; $U=1$. Во всех вариантах $r'_2=7 \cdot 10^{-3}$ Ом; $L_{s1}=L_{s2}=0,2 \cdot 10^{-6}$ Гн.

Таблица 2

Номер варианта	Значение переменных величин							
	В номинальном режиме при $T_1=0,01$ с				В граничном режиме при $t=T_r$			
	Ток, А			H'_H , А/м	B'_H , Тл	Ток, А		
	i_1	i_0	i'_2			i_{1r}	i_{0r}	i'_{2r}
1	1,510	0,530	0,98	42,4	1,035	2,220	1,25	0,970
2	1,526	0,546	0,98	43,7	1,070	2,225	1,25	0,975
3	1,530	0,550	0,98	44,0	1,079	2,227	1,25	0,977
4	1,447	0,662	0,825	49,8	1,180	2,070	1,25	0,820
5	1,140	0,400	0,740	32,0	0,457	1,850	1,25	0,600

Погрешность аппроксимации петли выражениями (5) и (6) не превышает $\pm 2\%$. С учетом выражений (4) и (6) система (3), разрешенная относительно производных токов i_1 , i'_2 , i_0 , запишется в виде:

$$\left. \begin{aligned} \frac{di_1}{dt} &= \frac{[l(i^*_0 - a_H)^2 - D](U - r_1 i_1) + DR_2 i'_2}{(i^*_0 - a_H)^2 L_{s1} l - DL}; \\ \frac{di'_2}{dt} &= \frac{D(r_1 i_1 - U) - [(i^*_0 - a_H)^2 \frac{L_{s1} l}{L_2} - D]R_2 i'_2}{(i^*_0 - a_H)^2 L_{s1} l - DL}; \\ \frac{di_0}{dt} &= \frac{l(i^*_0 - a_H)^2 [L_2(U - r_1 i_1) + L_{s1} R_2 i'_2]}{L_2 [(i^*_0 - a_H)^2 L_{s1} l - DL]}, \end{aligned} \right\} \quad (7)$$

где

$$\begin{aligned} R_2 &= r'_2 + R'_H; \quad L = L_{s1} + L'_{s2} + L'_H; \\ L_2 &= L'_{s2} + L'_H; \quad D = \frac{W_1^2 S C_H (H_c - a_H)}{L'_{s2} + L'_H}; \\ i^*_0 &= \frac{W_1 i_0}{l}. \end{aligned}$$

При решении системы (7) предполагается следующее.

1. К моменту включения ключа K магнитопровод находится в состоянии отрицательной остаточной намагниченности B_r (рис. 2, а). Положение рабочей точки $-B_r$, как и в любой другой на ПГ равновероятно. Однако выбор точки $-B_r$ в качестве исходной позволяет проследить весь процесс ее движения в диапазоне от $-B_r$ до $+B_r$ и далее на горизонтальный участок и одновременно упростить решение.

2. Момент времени $t=T_1=0,01$ с соответствует номинальному рабочему режиму, при котором рабочая точка на кривой $B=f(H)$ находится в начале изгиба верхней восходящей ветви ПГ (рис. 2, а, точка B_H , H_H).

3. На вход преобразователя при включении ключа K подается идеальный прямоугольный импульс с амплитудой U и длительностью $T=t$. При этом $\tau=T_1-T_2$ характеризует несимметрию полупериодов преобразователя по длительности при $U_1=U_2$ и является переменной величиной, от которой зависит глубина выхода рабочей точки B_H в область насыщения и значение перегрузки. Несимметрия схемы характеризуется отношением

$$\gamma = \frac{\tau}{T_1} = \frac{T_1 - T_2}{T_1}.$$

4. Когда рабочая точка переместится из B_H в $+B_r$, процесс накопления потока прекращается и переходный этап выхода в РГН заканчивается. Этот режим является границей нормальной работы преобразователя и протекает при отно-

сительно небольших перегрузках ППК. В зависимости от τ число периодов, за которое рабочая точка выходит в $+B_r$, равно:

$$n = \frac{B_r - B_n}{U_\tau} SW_1.$$

Граничные условия переходного режима характеризуются значениями $t=t_r$, $i_1=i_{1r}$, $i_2=i_{2r}$, $i_0=i_{0r}$, которые являются начальными для квазистационарного режима. Поэтому при исследовании квазистационарного режима началу отсчета t соответствует точка t_r .

5. Ключ второго плеча преобразователя закрыт вплоть до момента времени $t=T_1+t$.

Интегрирование уравнений (7) выполнялось методом Рунге — Кутты на ЦВМ по стандартной программе с начальными условиями: $i_1=0$, $i_2=0$, $i_0=0$ и автоматическим выбором шага при заданной точности решения. После получения значения токов i_{10} , i_{20} , i_{00} в точке ($H=H_c$, $B=0$) дальнейшее решение системы проводилось при замене в ней коэффициентов выражения (6) коэффициентами (5) с начальными условиями: $i_1=i_{10}$; $i_2=i_{20}$; $i_0=i_{00}$.

Анализ результатов. На рис. 2,б приведены зависимости $i_1=f(t)$, $i_0=\varphi(t)$, $i_2=\psi(t)$, полученные в результате решения уравнений (7) для инвертора, параметры эквивалентной схемы которого приведены в табл. 1, вариант 1. Рассмотрим характер изменения токов i_1 , i_0 и i_2 при перемещении рабочей точки на характеристике $B=f(H)$ (рис. 2,а) от точки B_n , H_n в область РГН. Из рис. 2,б следует, что асимметрия схемы инвертора, равная 3,5%, в квазистационарном режиме работы приводит к многократному увеличению токов i_1 и i_0 при незначительном уменьшении тока нагрузки i_2 .

Представленные на рис. 3 кривые позволяют проследить влияние на переходный процесс следующих параметров схемы инвертора: R'_n , L'_n , L_{s1} , L_{s2} , r_1 и r_2 . Влияние перечисленных параметров оценивается по моменту наступления РГН — времени t_r перехода рабочей точки из B_n в $+B_r$ (рис. 2). В табл. 3 даны результаты расчетов для пяти вариантов различных комбинаций параметров, численные значения которых приведены в табл. 1. Сравнение производится по отношению к $t_{r(1)}$ — времени наступления РГН в варианте 1.

При прочих равных условиях и $\gamma=\text{const}$ увеличение L'_n (кривая 3) ведет к более раннему наступлению РГН из-за увеличения реактивной составляющей напряжения, приложенной к намагничивающему контуру. К такому же результату ведет увеличение индуктивности рассеяния трансформатора L_{s1} и L_{s2} (вариант 2). Интересно отметить, что снижение нагрузки (увеличение R'_n) также ускоряет момент наступления РГН благодаря уменьшению шунтирующего влияния тока i_2 на контур намагничивания (кривая 4).

При наступлении РГН в некоторый момент времени в схеме инвертора возможно установление режима ограничения, при котором ток i_1 достигает своего максимально возможного значения $I_{1\max}$. Дальнейший рост тока i_1 прекращается из-за ограничивающего влияния сопротивления первичной цепи r_1 (сопротивление ППК, ошиновки и т. п.) и уменьшения за счет этого составляющей входного напряжения, приложенной к намагничивающему контуру. На рис. 3,б приведены кривые $i_1=f(t)$, $i_0=\varphi(t)$, $i_2=\psi(t)$ при наличии режима ограничения в схеме. В режиме ограничения ток первичной цепи асимптотически приближается к предельному значению $I_{1\max}$, ток i_0 в пределе стремится к току i_1 , а ток i_2 стремится к нулю. Определив условия наступления режима ограничения и от каких параметров схемы зависит амплитуда тока ограничения $I_{1\max}$.

Таблица 3

Номер варианта	Изменение параметров по отношению к варианту 1	$t_{r(N)}/t_{r(1)}$
1	1	1
2	$L_{s1(2)}/L_{s1(1)}=5=L'_{s2(2)}/L'_{s2(1)}$	0,994
3	$L'_{n(3)}=10^{-4}\text{Гн}$, $L'_{n(1)}=0$	0,993
4	$R'_{n(4)}/R'_{n(1)}=1,193$	0,973
5	$r_{1(5)}/r_{1(1)}=30$	1,26

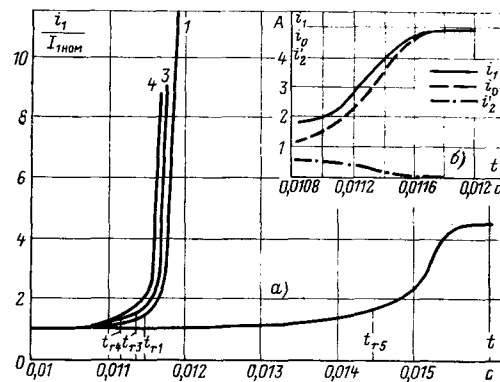


Рис. 3. Влияние на РГН параметров схемы инвертора (индексы относятся к номерам вариантов).

Полагая в уравнениях системы (7) $\lim i_2=0$, $\lim \frac{di_1}{dt}=0$, $\lim \frac{di_2}{dt}=0$, $\lim \frac{di_0}{dt}=0$, находим выражение для максимально возможного тока в первичной цепи при любой несимметрии схемы:

$$I_{1\max}=U/r_1. \quad (8)$$

Наличие L_{s1} не оказывает никакого влияния на значение $I_{1\max}$, так как при установлении $i_1=I_{1\max}$ имеет место равенство $di_1/dt=0$, т. е. заканчивается переходный процесс. Следует отметить, что момент достижения $I_{1\max}$ своего предельного значения по (8) зачастую имеет место в момент подключения преобразователя к источнику постоянного тока, когда в обесточенном трансформаторе рабочая точка на характеристике $B=f(H)$ остается в B_r , а направление тока при включении приводит к росту индукции от B_r к B_s .

Выход в РГН сопровождается значительным увеличением импульсных значений мощностей, рассеиваемых на ППК и активном сопротивлении первичной цепи. Это иллюстрируется графиками рис. 4,а. При $\gamma=3,7\%$ кратность увеличения импульсной мощности по отношению к номинальной $\sigma=105$, а при $\gamma=4,1\%$ соответственно $\sigma=575$. При $\gamma=\text{const}$ график справедлив для любой частоты преобразования, если коэффициент прямоугольности материала магнитопровода $K_p=0,94$. Уменьшение K_p при $\gamma=\text{const}$ будет приводить к меньшим перегрузкам по току и рассеиваемой мощности. Геометрические

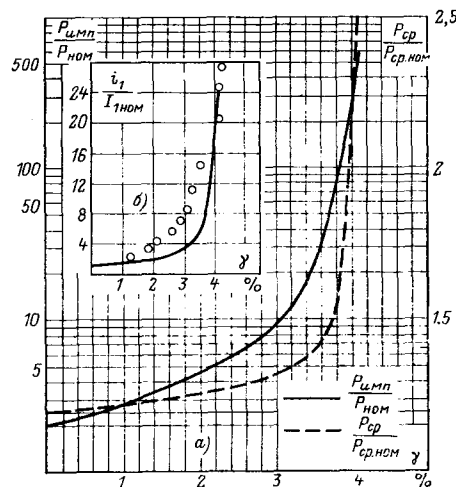


Рис. 4. Зависимость импульсной мощности и мощности, рассеиваемой за первый период на ППК и активных элементах первичной цепи, от несимметрии схемы инвертора (а) и расчетные (сплошная кривая) и экспериментальные (точки) значения перегрузок по току в первичной цепи преобразователя в зависимости от величины несимметрии схемы (б).

размеры сердечника не оказывают заметного влияния, так как переходный процесс в РГН протекает при насыщенном магнитопроводе [Л. 1].

С повышением частоты преобразования возрастает опасность РГН, поскольку при практически постоянном абсолютном значении t причины, вызывающие асимметрию, фактически не зависят от частоты, а пропорционально частоте увеличивается значение несимметрии схемы, так как $\gamma = 2ft$. Например, если на частоте $f = 50$ Гц несимметрия $\gamma = 0,41\%$ вызывает увеличение тока i_1 до $1,52 I_{ном}$, то на частоте 500 Гц она эквивалентна $\gamma = 4,1\%$ и $i_1 = 24 I_{ном}$. Это обстоятельство приводит к большей вероятности выполнения условия (2) и к более глубокому насыщению сердечника.

Выполненные экспериментальные исследования дают достаточно близкие к расчетным кратности импульсных перегрузок по току в первичной цепи в квазистационарном режиме в зависимости от значения несимметрии γ (рис. 4,б). В переходном режиме предельное значение тока перегрузки равно $1,6 I_{ном}$.

Кратность перегрузки в реальном преобразователе при $\gamma = 4,3$ равна 28.

Установленные особенности и закономерности переходного процесса при наступлении РГН получены в результате решения дифференциальных уравнений, отображающих с принятыми допущениями физические процессы в преобразователях независимо от их мощности. Численные расчеты проведены для преобразователя мощностью 1 кВт. Экспериментальная проверка подтвердила полученные результаты. Поэтому можно полагать, что они справедливы для преобразователей, отличающихся от рассчитанного мощностью нагрузки, так как параметры тороидальных трансформаторов при мощностях, больших или равных 600 Вт, изменяются незначительно [Л. 8, рис. 2.35].

Выводы. 1. Полученные результаты позволяют производить более обоснованный выбор схем и времени срабатывания защиты преобразователя:

для повышения чувствительности схемы защиты, увеличения ее быстродействия и более раннего обнаружения несимметрии датчик перегрузки ППК должен выполнять операцию

$i_0 = i_1 - i'_2$ с последующим сравнением полученных значений с пороговыми и воздействием на исполнительный орган; целесообразно, чтобы схемы защиты срабатывали еще на переходном режиме выхода в РГН; время срабатывания защиты t_3 определяется перегрузочной способностью ППК исходя из выбранных номинальных значений и ожидаемых значений несимметрии; желательно, чтобы оно не превышало

$$t_3 \leq \pi \tau = \frac{B_r - B_n}{U} SW_1.$$

2. При сбросе нагрузки преобразователя при переходе в режим холостого хода и наличии несимметрии режим выхода в РГН ускоряется из-за отсутствия (или уменьшения) шунтирующего влияния нагрузки.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Розенблат М. А. Магнитные элементы автоматики и вычислительной техники. М., «Наука», 1966.
2. Липман Р. А. Магнитные накопительные счетчики. М., «Энергия», 1967.
3. Пирогов А. И., Шамаев Ю. М. Магнитные сердечники для устройств автоматики и вычислительной техники. М., «Энергия», 1973.
4. Липман Р. А., Негневицкий И. Б. Магнитные усилители постоянного тока с самонасыщением. М., Изд. МЭИ, 1966.
5. Рабкин Л. И. Высокочастотные ферромагнетики. М., ГИФМЛ, 1960.
6. Александров Ф. И. Параметры ленточных сердечников, переманичиваемых от источников переменного напряжения прямоугольной формы. — «Электротехника», 1966, № 12.
7. Панасенко Н. А. Электромагнитные расчеты устройств с нелинейными распределенными параметрами. М., «Энергия», 1971.
8. Проектирование статических преобразователей. М., «Энергия», 1974.

[23.5.1977]



ВНИМАНИЮ РУКОВОДИТЕЛЕЙ ПРЕДПРИЯТИЙ И ОРГАНИЗАЦИЙ!

Издательство «Энергия» сообщает, что бланки заказов с приложением иллюстрированных планов выпуска на плакаты по технике безопасности и экономии электрической и тепловой энергии будут высылаться (бесплатно) в первом полугодии 1978 г. для сбора заказов на 1978—1979 гг.

Издательство «Энергия»

Определение параметров силовоточных измерительных шунтов

Канд. техн. наук ИЗОТОВ А. З.

Московский энергетический институт

В настоящее время при испытаниях коммутационных аппаратов используются разнообразные измерительные устройства. Так, для измерения остаточных токов и процессов перехода тока короткого замыкания через нуль наибольшее распространение нашли низкоомные силовоточные шунты. Очень важным параметром шунтов, от которого зависит точность измерения, является условная постоянная времени, равная отношению индуктивности шунта к его омическому сопротивлению.

Согласно литературным данным при испытаниях коммутационной аппаратуры используются шунты с сопротивлениями 0,2—0,001 Ом. Индуктивность шунтов обычно равна 10^{-9} — 10^{-12} Г. Естественно, что определение постоянной времени устройства со столь малыми значениями ее составляющих представляет значительные практические трудности.

Известно несколько способов экспериментального определения постоянной времени шунтов. Например, постоянная времени определяется по кривой Лиссажу, получаемой на осциллограмме при подаче на шунт и эталонное сопротивление высокочастотного затухающего импульса [Л. 1].

В [Л. 2] описываются конструкции шунтов с сопротивлениями в диапазоне от 0,1 до 0,02 Ом и показан способ измерения постоянной времени шунтов, который заключается в том, что сравниваются формы выходных напряжений на испытуемом шунте и на образцовом. Входной ток значением до 10 А имеет форму, близкую к экспоненциальной, которая получена путем разряда емкости через цепь с индуктивностью и сопротивлением, сильно демпфирующим процесс разряда. Начальная скорость изменения этого тока соответствует скорости перехода через нуль тока короткого замыкания 200 кА частотой 50 Гц. В статье отмечается, что точность определения постоянной времени шунтов находится в пределах 20%. Однако, судя по представленным таблицам испытаний шунтов, ясно, что такая точность измерения может быть достигнута в редких случаях. Даже для шунта 0,103 Ом индуктивность была определена с точностью $\pm 70\%$. Значения измеренных постоянных времени шунтов равны от 2 до 0,07 мкс. Все опыты проводились с использованием электронного усилителя (0—300 кГц).

Там же [Л. 2] описывается и другой способ измерения постоянной времени шунтов. Он заключается в определении сдвига по времени между нулями тока и напряжения на дуге с высокой проводимостью. Однако, как отмечает автор, этот метод требует высокой точности определения значения напряжения в момент перехода тока через нуль.

В настоящей статье описывается способ измерения параметров шунтов, обладающий некоторыми преимуществами по сравнению с вышеописанными. К этим преимуществам можно отнести следующие:

возможность испытания шунтов без применения эталонного сопротивления;

возможность проведения в ряде случаев прямых испытаний шунтов без использования промежуточных вспомогательных устройств, например, электронных усилителей, которые могут внести свои погрешности при измерениях;

возможность оценки поведения всего измерительного тракта от шунта к пластинам осциллографа и определения верхней граничной частоты этого тракта, при которой появляются погрешности измерения, превышающие допустимое значение.

Эксперименты проводились на низкоомных шунтах с сопротивлениями порядка 0,2—0,002 Ом в лаборатории кафедры электроаппаратостроения МЭИ. Все шунты изготовлены во Всесоюзном электротехническом институте им. В. И. Ленина. Там же они успешно прошли испытания на термическую и динамическую устойчивость.

Математические предпосылки способа измерения параметров шунтов. Для возбуждения на зажимах измерительного шунта выходного сигнала предполагается пропускать по цепи, в которую включен шунт, полуволну синусоидального тока малой длительности. В этом случае форма выходного

сигнала может быть определена методом временного интегрирования [Л. 3]. Полная эквивалентная схема низкоомного шунта обычно представляется в виде цепочки активного сопротивления и индуктивности, шунтированных емкостью, как это указано на рис. 1. Не представляет трудностей определить выражение для выходного напряжения $u_{\text{вых}}(t)$ при протекании по шунту синусоидального тока:

$$u_{\text{вых}}(t) = A \sin 2\pi \Omega t + B \cos 2\pi \Omega t + \left(D \sin \frac{R}{2L} t \sqrt{4m-1} + E \cos \frac{R}{2L} t \sqrt{4m-1} \right) \times \exp \left(-\frac{R}{2L} t \right), \quad (1)$$

где

$$A = \frac{I_m R}{\left(1 - \frac{\Omega^2}{\omega^2} \right)^2 + \frac{\Omega^2}{m\omega^2}};$$

$$B = \frac{I_m R \sqrt{m} \left(1 - m^{-1} - \frac{\Omega^2}{\omega^2} \right)}{\left(1 - \frac{\Omega^2}{\omega^2} \right)^2 + \frac{\Omega^2}{m\omega^2}} \frac{\Omega}{\omega};$$

$$D = \frac{I_m R \sqrt{m} \left(\frac{\Omega^2}{\omega^2} - 3 + m^{-1} \right)}{\sqrt{4m-1} \left[\left(1 - \frac{\Omega^2}{\omega^2} \right)^2 + \frac{\Omega^2}{m\omega^2} \right]} \frac{\Omega}{\omega};$$

$E = -B$; I_m — амплитуда синусоидального тока входного сигнала, А; Ω — частота входного сигнала, Гц; ω — собственная частота исследуемого шунта, Гц, равная $\frac{1}{2\pi \sqrt{LC}}$; $m =$

$= \frac{L}{R^2 C}$ — добротность исследуемого шунта при некоторой условной круговой частоте, численно равной $(RC)^{-1}$.

Практически для измерительных шунтов можно пренебречь быстрозатухающими высокочастотными составляющими с коэффициентами D и E . Тогда выражение (1) примет вид:

$$u_{\text{вых}}(t) = A \sin 2\pi \Omega t + B \cos 2\pi \Omega t. \quad (2)$$

В момент $t = \frac{1}{4\Omega}$ входной сигнал будет иметь максимум, а выходной сигнал равен коэффициенту $A = i_{0,5} R$; в момент $t = \frac{1}{2\Omega}$ входной сигнал равен нулю, а выходной сигнал равен коэффициенту $(-B) = \delta i_{0,5} R$. Найдем отношение значений этих величин:

$$\Delta = -\frac{B}{A} = \frac{\delta i_{0,5}}{i_{0,5}} = -\frac{\Omega}{\omega} \sqrt{m} \left(1 - m^{-1} - \frac{\Omega^2}{\omega^2} \right). \quad (3)$$

Если шунт работает в колебательном режиме при $m > 25$ и собственной частоте шунта на порядок больше частоты входного сигнала ($\omega > 10\Omega$), то с точностью до 5% выражение (3) преобразуется к виду

$$\Delta = -\frac{\Omega \sqrt{m}}{\omega} = -6,28 \frac{\Omega L}{R}. \quad (4)$$

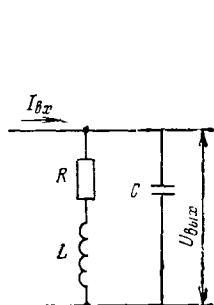


Рис. 1. Эквивалентная схема замещения низкоомного измерительного шунта ($I_{вх} = I_m \sin 2\pi\Omega t$).

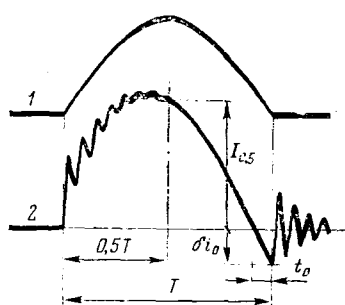


Рис. 2. Форма выходного сигнала на шунте при $m > 25$, $\omega > 10\Omega$.

1 — входной сигнал $I_{вх} = I_m \sin 2\pi\Omega t$;
2 — выходной сигнал.

Следовательно, зная частоту входного синусоидального импульса или его длительность, можно по осциллограмме испытания шунта определить его постоянную времени:

$$\frac{L}{R} = -\frac{\Delta}{6,28\Omega} = -\frac{\delta i_0}{6,28\Omega i_{0,5}} = -\frac{T\delta i_0}{3,14 i_{0,5}}, \quad (5)$$

где T — длительность входного сигнала, с.

Частота входного сигнала всегда может быть выбрана много меньше собственной частоты испытываемого шунта. Труднее обстоит дело, если добротность шунта m невелика. Тогда для определения параметров шунта можно прибегнуть к экспериментам с подключением параллельно шунту добавочных емкостей известного значения. Сравнивая две осциллограммы, снятые для разных значений добавочных емкостей, можно вычислить по выражению (3) составляющие параметров шунта. Добротность шунта m может быть меньше 25, во-первых, в случае, когда шунт изготовлен из материала с высоким удельным электрическим сопротивлением, во-вторых, когда собственная емкость шунта велика, и в третьих, когда индуктивность шунта весьма мала. Шунт с низким значением добротности m должен представлять собой цилиндр, изготовленный из тонкой пленки высокоомного металла с чрезвычайно малым зазором между прямой и обратной петлями токоведущей части. В настоящее время технология изготовления цилиндрических шунтов такова, что осуществление низкого значения добротности шунта практически невозможно.

Если эксперименты с подключением добавочных емкостей дадут противоречивые результаты, то можно осуществить более громоздкий способ определения параметров шунта. Он состоит в том, что путем ряда экспериментов подбирают такую осциллограмму, которая по своему виду в точности подобна осциллограмме, снятой на модели шунта, параметры которой в несколько раз больше, чем у реального шунта. Подобие осциллограмм согласно выражению (3) возможно лишь при равенстве параметров m . В этом случае параметры модели шунта, обозначенные индексом «м», должны отличаться от параметров реального шунта следующим образом: $R_m = nR$; $C_m = nC$; $L_m = n^3L$, а частота входного сигнала при проведении экспериментов на модели должна быть равна $\Omega_m = n^{-2}\Omega$, где

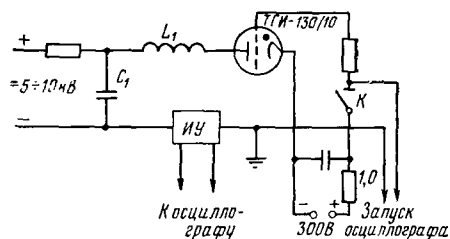


Рис. 3. Схема испытания низкоомных шунтов.
ИУ — испытуемое устройство.

n любое положительное число. Подобие осциллограмм дает возможность примерно оценить значение добротности исследуемого низкоомного шунта.

В процессе эксперимента наложение высокочастотных составляющих может затруднить определение Δ . Тогда постоянная времени шунта может быть вычислена посредством измерения отрезка времени t_0 , соответствующего времени опережения перехода через нулевое значение выходного сигнала относительно момента подхода к нулю входного сигнала при $t = 1/2\Omega$. Переход через нуль выходного напряжения на шунте

происходит при $t = \frac{1}{2\Omega} + t_0$, поэтому, приравнявая выражение (2) нулю, находим

$$\operatorname{tg}(\pi + 2\pi\Omega t_0) = -\frac{B}{A} = \operatorname{tg} 2\pi\Omega t = \Delta. \quad (6)$$

Определяя по осциллограмме время t_0 , можно вычислить Δ . Таким образом, если испытательная схема позволяет реализовать пропускание по шунту импульсов тока в виде полусинусоидальной волны, то параметры шунта могут быть определены путем измерения значения $\Delta = \delta i_0 / i_{0,5}$ или времени t_0 , как указано на рис. 2. В качестве вспомогательного средства для оценки добротности шунта можно провести эксперименты на моделях шунтов для подбора аналогичной осциллограммы.

Схема испытания. Для получения удовлетворительных результатов при испытании шунтов необходимо иметь генератор полусинусоидальных импульсов тока достаточно высокой частоты и значительной амплитуды. Современная электронная техника располагает для этого необходимыми средствами. Схема испытания, представленная на рис. 3, состоит из предварительно заряженного конденсатора C_1 и индуктивности L_1 . Разряд конденсатора через индуктивность и испытуемый шунт происходит после подачи на сетку мощного тиристора типа ТГИ-130/10 поджигающего напряжения. Путем подбора параметров контура C_1-L_1 и значения зарядного напряжения можно регулировать длительность и амплитуду разрядного тока. Схема позволяет получать полусинусоидальные импульсы с частотой до 500 кГц и амплитудой тока до 130 А, что соответствует амплитуде тока 1300 кА частотой 50 Гц.

Возможности схемы могут быть значительно повышены, если использовать более мощные тиристоры, например, ТГИ-400/16. Обратные токи, возникающие при заперении тиристора, на точность измерений не влияют. Это можно легко доказать, используя выражение (1) и принцип суперпозиций, согласно которому в момент, соответствующий подходу прямого тока к нулю, на осциллограмме испытания должен наблюдаться излом кривой исследуемого выходного напряжения, так как амплитуда (и скорость изменения) прямого тока много больше обратного.

Источник 300 В и кнопка K в схеме служат для отпирания тиристора и синхронного запуска осциллографа. В опыта по исследованию шунтов использовался трехлучевой осциллограф ЗКО-20 и усилитель от осциллографа ЭО-53 с максимальным коэффициентом усиления 800 и полосой пропускания 20 Гц — 10 МГц.

Проверка метода измерений на моделях. Перед испытаниями шунтов методика измерений была апробирована на моделях шунтов, в качестве которых служили обычные катушки, намотанные проводом разного сечения из меди и константана. Катушка является моделью шунта, так как ее эквивалентная схема замещения аналогична схеме замещения шунта рис. 1.

Добротность катушек $m_m = \frac{L_m}{R_m^2 C_m}$ изменялась посредством

подключения добавочных емкостей. Был исследован весь диапазон значений добротностей катушек от критической, равной 0,25, до значений порядка $8 \cdot 10^4$.

В качестве источника полусинусоидальных волн тока различной частоты использовался генератор звуковых колебаний ЗГ-33. Испытуемые катушки подключались к генератору через диод Д-226, нагрузочное сопротивление 8 кОм и эталонное сопротивление 10 Ом, которое использовалось для контроля длительности входного импульса. Осциллограммы фотографировались на двухлучевом осциллографе Cossor с усилителем постоянного тока 0—350 кГц и 0—470 кГц. На рис. 4 представлены наиболее интересные осциллограммы испытания катушек — моделей шунтов. Значения добротности

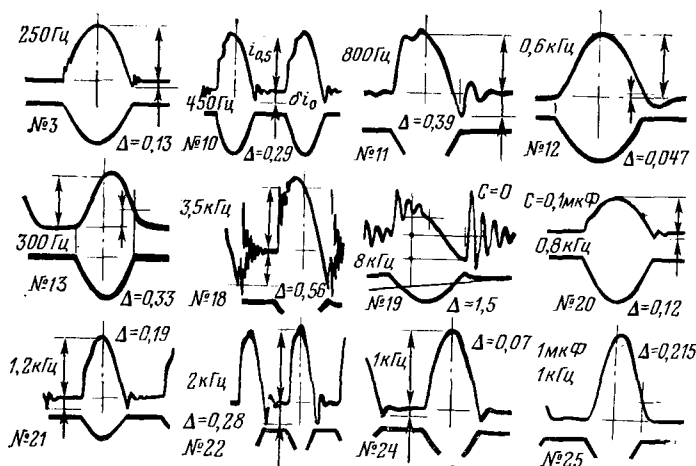


Рис. 4. Осциллограммы испытания моделей низкоомных шунтов. Верхний луч — напряжение на модели шунта; нижний луч — на эталонном сопротивлении.

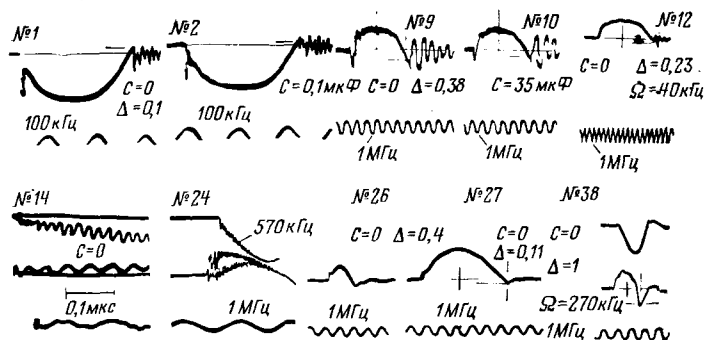


Рис. 5. Осциллограммы испытания низкоомных шунтов (нижний луч — градуировка по времени, средний — напряжение на шунте, верхний луч на осциллограммах № 14, 24 и 38 — напряжение на эталонном сопротивлении 0,6 Ом).

стей m_m и добавочных емкостей приведены далее:

Номер осциллограммы рис. 4	Добавочная емкость, мкФ	Добротность
3	0,25	35,5
10	1,0	9,3
11	1,0	9,3
12	8,0	1,18
13	25,0	0,378
18	0,0	46,7
19	0,0	46,7
20	0,1	4,56
21	0,1	4,56
22	0,1	4,56
24	0,25	1,93
25	1,0	0,5

Во всех опытах с моделями значения Δ , рассчитанные по выражению (6), отличаются от экспериментальных не более, чем на 5%.

Испытание низкоомных измерительных шунтов. Испытанные низкоомные шунты конструктивно представляют собой набор токоведущих элементов, симметрично укрепленных по окружности латунных фланцев и образующих цилиндрическое тело. Каждый элемент выполнен из материала с высоким удельным электрическим сопротивлением в виде петли из прямой и обратной ветвей с изоляционным зазором между ними. Изоляцией служит стеклоткань толщиной 0,2—0,3 мм.

Испытаниям подвергались четыре шунта: $2 \cdot 10^{-3}$ Ом; $6,7 \cdot 10^{-3}$ Ом; 0,02 Ом и 0,2 Ом. Шунт $6,7 \cdot 10^{-3}$ Ом выполнен из нихрома. Каждый из 30 элементов нихрома имеет ширину 12 мм и толщину 0,8 мм. Шунт $2 \cdot 10^{-3}$ Ом представляет собой цилиндрический набор 24-х элементов из ленточного кон-

стантана сечением 40 мм \times 0,5 мм, а шунт 0,02 Ом — набор из трех таких же элементов.

Шунт 0,2 Ом состоит из трех параллельно включенных элементов, которые выполнены в виде зигзагообразной ленты из константана 40 \times 0,5 мм. Число прямых и обратных ветвей равно 22 (т. е. 11 петель). Толщина изоляции между ветвями 0,3 мм. Каждый элемент собран в виде пакета, сжатого плоскими латунными фланцами толщиной 5 мм.

В процессе наладки схемы испытания возникли некоторые трудности. Первое — это значительные наводки при использовании электронного усилителя и второе — возбуждение усилителя при подаче импульса тока на вход шунта. Наилучшие результаты получены при двойном экранировании измерительного кабеля. Причем, внутренний экран заземлялся, а наружный оставался разомкнутым. С точки зрения возбуждений наиболее устойчивым оказался усилитель от осциллографа ЭО-53.

Некоторые осциллограммы испытания шунтов представлены на рис. 5 (осциллограммы № 1 и 2 — шунт $6,7 \cdot 10^{-3}$ Ом; № 9, 10, 12 — шунт $20 \cdot 10^{-3}$ Ом; № 14, 24, 26, 27 — шунт 0,2 Ом без усилителя; № 38 — шунт 0,2 Ом с усилителем).

Постоянная времени определялась по значениям $\Delta = \delta i_0 / i_{0,5}$ и t_0 . Испытания шунта $2 \cdot 10^{-3}$ Ом не дали результатов из-за значительных помех. Параметры шунта 0,2 Ом определялись как путем прямых испытаний (осц. № 26 и 27), так и путем испытаний с усилителем (осц. № 38). Сравнение двух осциллограмм, полученных на одной и той же частоте входного сигнала (№ 26 и 38), показывает, что усилитель вносит добавочные погрешности. Постоянная времени, рассчитанная по осциллограмме, снятой с усилителем, почти в 2,5 раза выше, чем при прямых испытаниях.

Точность измерения постоянных времени шунтов в проведенных экспериментах 15—50% в зависимости от качества осциллограмм и может быть значительно повышена, если использовать более чувствительный осциллограф с хорошей фокусировкой луча, а также путем подачи входного импульса тока от более мощной схемы испытаний.

В некоторых случаях проводились опыты при включении на выходные зажимы шунта добавочных емкостей. Значение емкости указано на осциллограммах рис. 5. Действие емкости не согласуется с выражением (3), и это обстоятельство должно быть подвергнуто более детальному исследованию.

Осциллограмма № 24 рис. 5 иллюстрирует форму выходного сигнала при отсутствии согласующего волнового сопротивления на выходе измерительного кабеля, а осц. № 14 показывает начало этого процесса в растянутом во времени масштабе.

Сравнение осциллограмм № 27 рис. 5 с осциллограммами № 21 и 24 рис. 4 показывает, что между ними может быть аналогия. Однако определение значения собственной частоты шунта 0,2 Ом из предположения, что параметр m равен 1,5—10, дает значение собственной частоты шунта в пределах от 2 до 4 мГц. На осц. № 27 следов такой частоты не наблюдается. В начале выходного импульса заметна значительно более высокая частота, которая может быть отнесена к недостаточно точному согласованию измерительного кабеля с выходным согласующим сопротивлением. В то же время на выходной импульс осц. № 27 наложена слабо выраженная высокочастотная составляющая с периодом порядка 1,13 мкс, что соответствует частоте 885 кГц. Поэтому, учитывая, что частота входного импульса осц. № 27 равна 88 кГц, нетрудно оценить значение добротности шунта 0,2 Ом согласно выражению (3) она равна 120. Постоянная времени шунта по осц. № 26 равна 0,23 мкс. Следовательно, собственная емкость шунта равна $2 \cdot 10^{-3}$ мкФ. Такой же порядок значения соб-

Номер п/п	Сопротивление шунта, Ом	Результаты измерения			
		L/R, мкс		C по собственной частоте, мкФ	Верхняя граничная частота (кГц) при $\Delta = 0,325$
		по значению Δ	по значению t_0		
1	$2 \cdot 10^{-3}$	—	—	—	(Помехи)
2	$6,7 \cdot 10^{-3}$	0,74	0,63	—	70—82
3	$20 \cdot 10^{-3}$	0,56	0,75	—	69—92
4	0,2	0,59	—	—	88
5	0,2	0,22	0,23	$2 \cdot 10^{-3}$	225—235

Примечание. Шунты № 1—4 испытаны с усилителем; шунт № 5 — без усилителя.

ственной емкости получился и при определении добротности путем сравнения осц. № 27 с осциллограммами, снятыми на моделях.

Результаты испытаний низкоомных измерительных шунтов сведены в таблицу. В ней же для сравнения представлены значения верхних граничных частот шунтов, которые были определены для условия $\Delta=0,325$, что соответствует времени t_0 равному 5% длительности входного сигнала T .

Значения постоянных времени шунтов находятся в пределах от 0,2 до 1 мкс. Длительность входного импульса иногда контролировалась сигналом с эталонного сопротивления (верхний луч на осциллограммах № 14, 24, 38), однако для расчета параметров шунта в этом нет необходимости.

Выводы. 1. Методика испытания может быть применена для определения параметров шунтов с постоянной времени порядка 0,1—1 мкс и выше при активном сопротивлении шунтов не меньше 2—5 МОм.

2. Экспериментальное определение параметров шунтов должно производиться при использовании электронного усилителя с верхней граничной частотой не ниже 10 МГц, присоединенного к шунту высокочастотным кабелем с двойным экраном.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Bahrs D. Institute «Prüf. f. elektr. Hochleistung», Dresden, 1966, TWB 14/66-T.
2. Smithers B. W. Current and voltage recording around the current zero period in circuit-breaker research. — «Electr. Res. Assoc. Rept.», 1968, № 5177, vol. 42, p. 111.
3. Гоноровский И. С. Радиотехнические цепи и сигналы. М., «Советское радио», 1971. 209 с.

[20.4.1977]

УДК 621.314.224.8.064.1.001.24

Волновые токи при коротких замыканиях вблизи высоковольтных распределительных устройств и их воздействие на каскадные трансформаторы тока

Доктор техн. наук ДРОЗДОВ А. Д., кандидаты техн. наук ГАРМАШ В. А., ХЛЕБНИКОВ С. Д.

Новочеркасск

При коротких замыканиях и других видах коммутации в первичной сети наблюдаются быстропеременные электромагнитные процессы, связанные с выделением энергии, запасенной в электрическом поле системы, — разряд линий и шин с многократным отражением и преломлением волн на границах однородных участков (концы линий, узлы их сопряжения и т. д.). Токи и напряжения, характеризующие этот процесс, принято называть волновыми.

Трансформация волновых токов высоковольтными трансформаторами тока сопровождается большими импульсными напряжениями, которые могут привести к пробоем изоляции обмоток. Эти пробой кратковременные (менее 1 мс), поэтому непосредственно на работу релейных защит не влияют. Однако на промежуточной ступени каскадного трансформатора тока при коротких замыканиях возникает высокое напряжение промышленной частоты, и импульсный пробой при определенных условиях может перейти в устойчивую дугу [Л. 1]. Эта дуга шунтирует трансформатор тока и нарушает его нормальную работу в самый ответственный момент — при коротком замыкании.

Многочисленные импульсные пробой, возникающие при других видах коммутации, ослабляют изоляцию промежуточной ступени, облегчая пробой при коротких замыканиях.

В статье проводится анализ волновых токов, возникающих при близких к ОРУ-500 кВ мощной станции коротких замыканиях, и напряжений, индуцируемых ими на обмотках каскадных трансформаторов тока.

На рис. 1 показана характерная форма тока короткого замыкания вблизи распределительного устройства. В начале короткого замыкания имеет место скачок тока, вызванный разрядом линий, шин и оборудования. В интервале времени от 0 до t_1 наблюдаются колебания тока с частотой порядка десятков килогерц. Эти колебания вызваны многократными отражениями волн внутри распределительного устройства (в основном в блочных переключателях и поврежденном участке линии) и, имея вначале довольно высокий уровень, быстро затухают ($t_1 < 1$ мс).

В интервале от t_1 до t_2 волновые колебания имеют меньшую частоту. Они обусловлены многократными отражениями от концов неповрежденных длинных линий. Частота колебаний определяется длиной линий, а уровень зависит от условий на концах линий. Время затухания t_2 соизмеримо с периодом

промышленной частоты. В интервале от t_1 до t_2 также наблюдаются высокочастотные колебания, но они выражены гораздо слабее, чем в начале процесса. Это объясняется тем, что волны, отраженные от концов линий, имеют меньшие уровни и сглаженные фронты. Начиная с момента t_2 , в токе короткого замыкания отсутствуют высокочастотные составляющие, порожденные волновыми процессами.

Будем рассматривать волновые токи только на интервале $0-t_1$.

На рис. 2,а представлена типовая схема ОРУ высокого напряжения мощной станции. Она включает в себя три блока генератор-трансформатор, находящихся на расстоянии l_6 , два автотрансформатора связи на расстоянии l_a , пять отходящих линий. Шины представлены четырьмя участками по ширине ячейки ОРУ l_n . Короткое замыкание происходит на одной из линий на удалении $l_{к.з.}$. Выбрана средняя линия, что позволяет упростить исходную схему. На рис. 2 з — волновые сопротивления присоединений. Так как станция имеет двойную систему шин, волновое сопротивление шин принято равным $z/2$.

На рис. 2,б изображена схема замещения для расчета волновых токов, составленная при следующих допущениях: все присоединения — линии без потерь, имеющие одинаковые волновые сопротивления; для сети 500 кВ принято $z = 300$ Ом;

неповрежденные линии считаются бесконечно длинными, так как расчетное время t_1 (рис. 1) меньше времени прихода волн, отраженных от концов линий; это позволяет учитывать линию сосредоточенным активным сопротивлением, равным волновому;

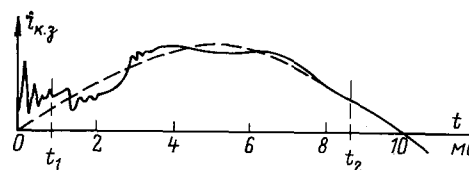


Рис. 1. Форма тока начальной стадии короткого замыкания в высоковольтной сети.

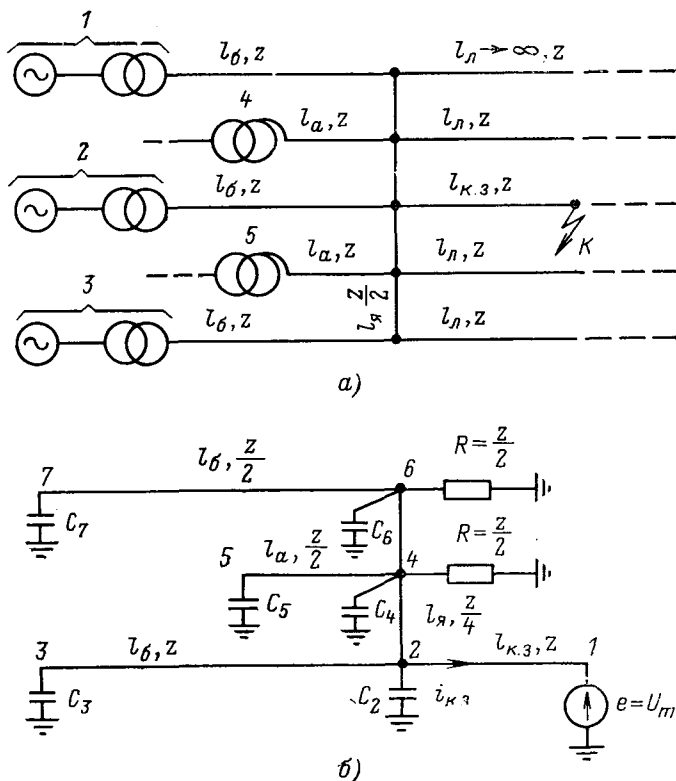


Рис. 2. Схема ОРУ-500 кВ (а) и расчетная схема замещения (б).

блоки и автотрансформаторы учитываются своими входными емкостями C_3, C_5, C_7 ;

оборудование ОРУ учитывается сосредоточенными емкостями в узлах 2, 4, 6;

расчетная схема приведена к нулевым начальным условиям введением в точку короткого замыкания эквивалентного источника $e = u_0$.

Принято, что короткое замыкание происходит в момент максимального напряжения в сети $u_0 = U_m$; при этом величина волнового тока наибольшая.

Расчет волновых токов производился по методу [Л. 2], позволяющему рассчитывать сложные схемы, узлы которых могут быть соединены как через сосредоточенные емкости, индуктивности, активные сопротивления, так и через линии с распределенными параметрами. Схема замещения ОРУ (рис. 2) может быть представлена набором однотипных узлов. К каждому узлу подключено n линий без потерь, соединяющих его с другими узлами, а также сосредоточенное активное сопротивление R (бесконечно длинные линии) и сосредоточенная емкость C , соединяющая данный узел с землей.

Необходимо определить мгновенные значения узловых напряжений и токов в момент времени t ; предполагается, что их значения в предшествующий момент $t - \Delta t$, где Δt — шаг интегрирования, известны. Для единообразия уравнений будем считать, что все токи направлены от узла. При этом токи в начале и конце линии, соединяющей узлы j и q , обозначаются через i_{jq} и i_{qj} , токи в емкости C и активном сопротивлении R — i_{Cj} и i_{Rj} .

Для каждого узла в любой момент времени

$$\sum_{j=1}^n i_{jq}^{(t)} + i_{Cj}^{(t)} + i_{Rj}^{(t)} = 0. \quad (1)$$

Для линии без потерь [Л. 2] можно записать:

$$u_q^{(t-\tau)} + z i_{qj}^{(t-\tau)} = u_j^{(t)} + z [-i_{jq}^{(t)}]. \quad (2)$$

Здесь $\tau = \frac{l}{v}$ — время пробега волны от узла q к узлу j ; l — длина линии; v — фазовая скорость.

Из (2) следует:

$$i_{jq}^{(t)} = \frac{1}{z} u_j^{(t)} + k_{jq}^{(t-\tau)}, \quad (3)$$

где значение коэффициента $k_{jq}^{(t-\tau)}$ определяется значениями токов и напряжений на другом конце линии в момент $t - \tau$:

$$k_{jq}^{(t-\tau)} = - \left[\frac{1}{z} u_q^{(t-\tau)} + i_{qj}^{(t-\tau)} \right]. \quad (4)$$

Для учета емкости используется выражение

$$u_j^{(t)} = u_j^{(t-\Delta t)} + \frac{1}{C} \int_{t-\Delta t}^t i_{Cj} dt.$$

При интегрировании по способу трапеций с постоянным шагом Δt

$$u_j^{(t)} = u_j^{(t-\Delta t)} + \frac{\Delta t}{2C} [i_{Cj}^{(t)} + i_{Cj}^{(t-\Delta t)}].$$

Тогда выражение для тока в емкости имеет вид:

$$i_{Cj}^{(t)} = \frac{2C}{\Delta t} u_j^{(t)} + k_{Cj}^{(t-\Delta t)}, \quad (5)$$

где

$$k_{Cj}^{(t-\Delta t)} = - \frac{2C}{\Delta t} u_j^{(t-\Delta t)} - i_{Cj}^{(t-\Delta t)}. \quad (6)$$

Учет активного сопротивления осуществляется по формуле

$$i_{Rj}^{(t)} = \frac{u_j^{(t)}}{R}. \quad (7)$$

Подставляя в (1) выражения (3)–(6), получим уравнение для узла j :

$$\left[\sum_{q=1}^n \frac{1}{z_{jq}} + \frac{2C}{\Delta t} + \frac{1}{R} \right] u_j^{(t)} = - \left[\sum_{q=1}^n k_{jq}^{(t-\tau)} + k_{Cj}^{(t-\Delta t)} \right]. \quad (8)$$

Выражения (2)–(8) использованы при составлении программы расчета волнового тока на ЦВМ. Программа позволяет рассчитывать волновой ток в любой схеме, содержащей любое количество однотипных узлов.

Для расчета волновых токов по схеме рис. 2 приняты следующие исходные данные:

- емкость силового трансформатора и (автотрансформатора) равна 4000 пФ;
- суммарная емкость оборудования ОРУ — $3 \cdot 10^4$ пФ ($C_2 = C_4 = C_6 = 10^4$ пФ);
- длина блочных переключателей $l_6 = 60 \div 1200$ м;
- волновое сопротивление линий $z = 300$ Ом;
- удаленность короткого замыкания $l_{к.з} = 30 \div 12000$ м;
- шаг расчета $\Delta t = 0,1$ мкс;
- шаг ячейки $l_n = 30$ м.

Минимальная длина линии $l_{min} = v \Delta t = 30$ м.

На рис. 3 приведены временные диаграммы волнового тока в начале поврежденной линии (в месте установки трансформатора тока) при $l_6 = 1200$ м, $l_n = 60$ м и различных удаленностях короткого замыкания. Волновые токи имеют особенности. В токе есть постоянная слагающая i_0 , которая обусловлена волновым током присоединенных линий. Ее величина при однофазном коротком замыкании рассчитывается по формуле:

$$i_0 = n i_n = n \frac{U_{m\phi}}{z},$$

где i_n — ток разряда одной линии; n — число неповрежденных линий.

Для схемы рис. 2 (при $n = 4$)

$$i_0 = 4 \frac{\sqrt{2} \cdot 500}{\sqrt{3} \cdot 300} = 4 \cdot 1,35 = 5,4 \text{ кА.}$$

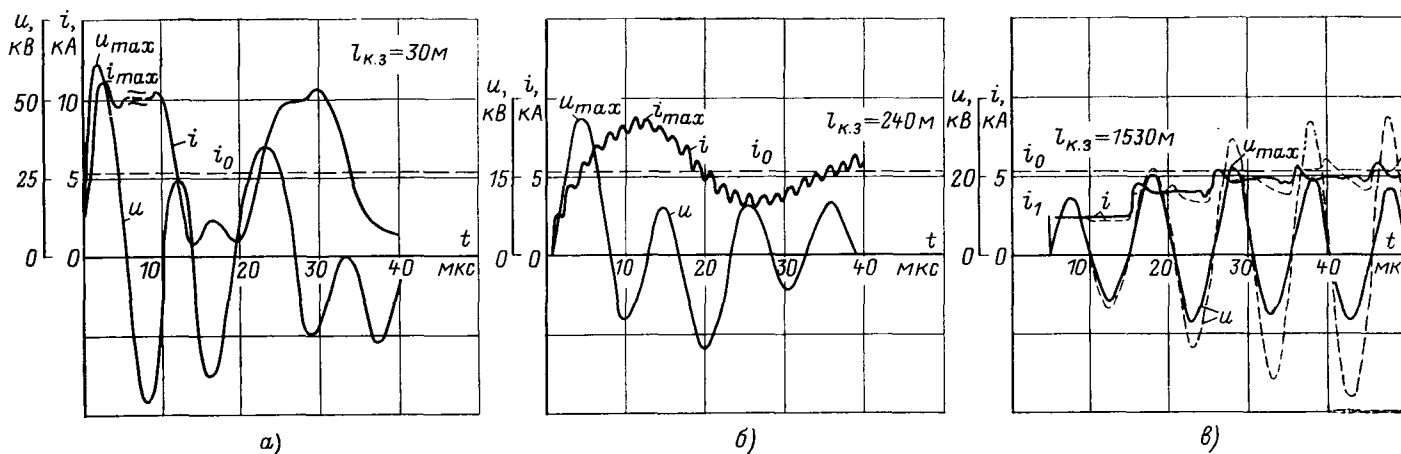


Рис. 3. Формы волновых токов и индуктированных ими напряжений на промежуточной ступени трансформатора тока ТРН-500, рассчитанные при $l_b=1200$ м, $l_a=60$ м, пунктиром обозначены кривые, рассчитанные при $l_a=l_b=600$ м.

Величина i_0 с удалением точки короткого замыкания от ОРУ не изменяется.

Колебания волнового тока наиболее ярко выражены на рис. 4,б. Колебания меньшей основной частоты f_1 (назовем их колебаниями первого рода) обусловлены многократными отражениями волн в блочных переключателях и поврежденной линии. Колебания большой частоты f_2 (второго рода) обусловлены в основном многократными отражениями волн в поврежденном участке линии. Из-за большой разницы в значениях f_1 и f_2 на рис. 4,а показана только f_1 ; а на рис. 3,в — f_2 .

Частота колебаний первого рода зависит от удаленности повреждения и при $l_b=1200$ м, $l_a=60$ м, $l_{k.3}=30$ м $f_1=45$ кГц. С уменьшением длины блочных переключателей частота f_1 увеличивается; так, при $l_{k.3}=30$ м и $l_b=l_a=60$ м $f_1=120$ кГц.

Основная частота колебаний второго рода полностью определяется удаленностью повреждения и может быть подсчитана по формуле

$$f_2 = \frac{v}{2l_{k.3}}.$$

С удалением точки короткого замыкания f_2 уменьшается. При $l_{k.3}=30$ м $f_2=5$ МГц, т. е. превосходит f_1 на два порядка (на рис. 3,а показан лишь размах этих колебаний на одном из участков кривой тока).

Максимальная величина волнового тока при коротком замыкании в непосредственной близости к ОРУ не превосходит суммарного тока разряда всех неповрежденных присоединений, т. е. $i_{max} \leq m i_{л}$, где m — число неповрежденных присоединений. С удалением точки короткого замыкания i_{max} уменьшается, приближаясь к i_0 (рис. 3).

При коротком замыкании в непосредственной близости к ОРУ крутизна фронта волнового тока определяется f_1 . При удалении точки повреждения ток приобретает ступенчатую форму за счет колебаний второго рода. Первая «ступенька» тока имеет фронт, близкий к прямоугольному, а уровень может быть рассчитан как сумма прямой и обратной волн первого отражения по формуле:

$$i_1 \approx i_{л} \left(1 + \frac{z - \frac{z}{m}}{z + \frac{z}{m}} \right),$$

где m — число присоединений ОРУ. Так, для $i_{л}=1,35$ кА, $m=7$ $i_1=2,4$ кА, что близко к точному расчету на рис. 3,в.

При расчете напряжений, индуктируемых на обмотках промежуточной ступени каскадного трансформатора тока, последний представлялся эквивалентной параллельной r , L , C — цепью [Л. 3]. Расчет перенапряжений производился на ЦВМ одновременно с расчетом волнового тока для двух типов трансформаторов тока — ТРН-500 и ТФНКД-500, эквивалентные параметры и характеристики которых приведены в [Л. 2].

На рис. 4 приведены зависимости напряжений на обмотках промежуточной ступени от удаленности короткого замы-

кания для схемы рис. 2. Проанализируем характер зависимости $u_{max}(l_{k.3})$ для ТФНКД-500.

При коротком замыкании в непосредственной близости от трансформатора тока индуктируется наибольшее напряжение $u_{max}=102$ кВ. На участке $l_{k.3}=(0-3)$ км наблюдается уменьшение напряжения u_{max} до 25 кВ. Объясняется это уменьшением амплитуды и крутизны фронта волнового тока. При $l_{k.3}>3$ км величина напряжения практически не изменяется и является результатом воздействия первой «ступеньки» волнового тока. Последующие отражения сказываются лишь в том случае, когда частота f_2 совпадает с резонансной частотой трансформатора тока; на графике это имеет место при $l_{k.3} \approx 10$ км.

Можно производить оценочный расчет характерных значений u_{max} по простым формулам.

При коротком замыкании в непосредственной близости всегда справедливо:

$$i'_{op} < u_{max} < m i'_{лp}.$$

Здесь i_0 — постоянная слагающая волнового тока, приведенного к промежуточной ступени; $i'_{л}$ — разрядный ток присоединения (приведенное значение); m — количество неповрежденных присоединений (линии и блочные переключатели).

Для тока на рис. 3,а при $i_0=5,4$ кА, $i_{л}=1,35$ кА, $m=7$ и коэффициенте трансформации 400 получаем $65 \text{ кВ} < u_{max} < 114 \text{ кВ}$ (точное значение $u_{max}=102$ кВ). Для $l_{k.3}>3$ км u_{max} можно рассчитать по величине тока первой «ступеньки» i_1 :

$$u_{max} = i'_{лp} \exp\left(-\frac{\delta T'}{4}\right) = \frac{2400}{400} \times \\ \times 4,82 \exp\left(-\frac{0,81 \cdot 10^{-6} \cdot 62,5 \cdot 10^{-6}}{4}\right) = 26 \text{ кВ}.$$

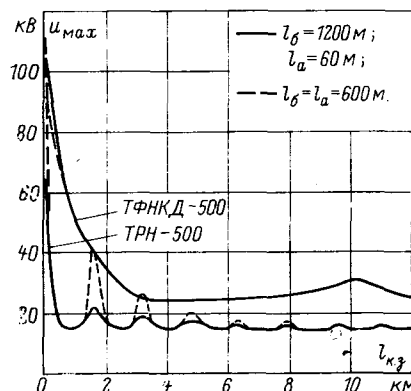


Рис. 4. Зависимости напряжений на обмотках каскадных трансформаторов тока от удаленности короткого замыкания.

Точное значение $u_{\max} = 25$ кВ.

Характер зависимости $u_{\max}(l_{к.з})$ для каскадного трансформатора типа ТРН-500 (рис. 4), такой же, как у ТФНКД-500, только резонансные пики выражены четче; помимо основного пика на расстоянии $l_{к.з} \approx 1,6$ км наблюдаются пики субгармонических резонансов на удаленностях, кратных 1,6 км. Значение u_{\max} при коротком замыкании в непосредственной близости к ОРУ составляет 66 кВ.

С ростом $l_{к.з}$ происходит резкое уменьшение u_{\max} . Уже на расстоянии 0,5 км $u_{\max} = 15,2$ кВ. Основным фактором, определяющим быстрый спад u_{\max} на начальном участке, является фронт волнового тока, как это показано на рис. 3. При $l_{к.з} = 30$ м $i_{\max} = 12,8$ кА, а $u_{\max} = 66$ кВ. При $l_{к.з} = 240$ м амплитуда тока уменьшилась до 8,8 кА, а напряжения — до 25 кВ. На рис. 4, в наблюдается нарастание напряжения, обусловленное резонансом: частота пиков волнового тока соответствует резонансной частоте трансформатора тока.

Оценочный расчет для ТРН-500 дает следующие значения напряжений: для начального участка $36 \text{ кВ} < u_{\max} < 81,5 \text{ кВ}$ (точный расчет 66 кВ); от воздействия первой «ступеньки» $u_{\max} = 16 \text{ кВ}$ (точное значение 15,2 кВ).

Отметим, что величина резонансных пиков напряжений для ТРН-500, а также начальные значения напряжений u_{\max} для обоих типов трансформаторов зависят от длины блочных переключателей l_6 (пунктир на рис. 4 и 3, в).

Испытательное напряжение изоляции обмоток промежуточной ступени трансформаторов тока обоих типов составляет 3,5 кВ. Между тем, напряжения, индуцируемые в этих обмотках при близких коротких замыканиях, как видно из рис. 4, могут превышать испытательное более чем в 4 раза в ТРН-500 и в 7 раз — у ТФНКД-500; при коротких замыка-

ниях в непосредственной близости от трансформаторов тока это превышение имеет кратность нескольких десятков. Таким образом, близкие короткие замыкания могут приводить к импульсным пробоям или перекрытиям изоляции обмоток промежуточной ступени.

Выполнение конструкции каскадного трансформатора тока, в котором изоляция промежуточной ступени могла бы выдерживать столь высокие импульсные напряжения, представляется нереальным. Поэтому все существующие конструкции каскадных трансформаторов тока должны быть защищены от импульсных перенапряжений, возникающих на обмотках промежуточной ступени при близких коротких замыканиях [Л. 4]. Наиболее простой способ защиты — установка специального вентильного разрядника, шунтирующего выводы промежуточной ступени.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Гармаш В. А., Логанчук Л. М. О воздействии волновых токов на обмотки электрических аппаратов при коротких замыканиях. — «Изв. вузов. Электромеханика», 1972, № 11.
2. Веников В. А. и др. Применение вычислительных машин в энергетике. М., «Энергия», 1968, с. 262—280.
3. Дроздов А. Д., Хлебников С. Д., Гармаш В. А. Схема замещения каскадного трансформатора тока для высоких частот. — «Электричество», 1972, № 12.
4. Повышение устойчивости каскадных трансформаторов тока при коротких замыканиях. — «Изв. вузов. Электромеханика», 1975, № 7. Авт.: А. Д. Дроздов, С. Д. Хлебников, В. А. Гармаш, Л. М. Логанчук.

[25.11.1976]

УДК 621.316.066.6.001.24

Определение оптимального соотношения размеров контактных сердечников герконов для обеспечения максимального контактного нажатия

Канд. техн. наук ШОФФА В. Н.
Московский энергетический институт

В герконах контактные нажатия малы. Представляет интерес определить такое соотношение размеров контактных сердечников герконов, при которых контактное нажатие максимально.

Контактное нажатие

$$F_k = F_{э.к} - F_{м.к}, \quad (1)$$

где $F_{э.к}$, $F_{м.к}$ — электромагнитная и механическая противодействующие силы при замкнутых контактных сердечниках, Н.

Электромагнитная сила [Л. 1]

$$F_{э.к} = \frac{10^7 \Phi_m^2}{8\pi [ab + (k_1 b + k_2 h) \delta_k]}, \quad (2)$$

где Φ_m — максимальный магнитный поток в сердечниках, Вб; a , b , h — соответственно перекрытие, ширина и толщина сердечников (рис. 1), м; δ_k — конечный немагнитный зазор между сердечниками; $k_1 = 6,66$, $k_2 = 44,4$ — постоянные коэффициенты.

Механическая сила для одинаковых сердечников

$$F_{м.к} = \frac{Ebh^3}{8l^3} (\delta_n - \delta_k), \quad (3)$$

где E — модуль упругости материала сердечников, Н/м²; l — длина плоской части сердечника до середины перекрытия сердечников (гибкостью участка между плоской частью сердечника и местом его сварки с баллоном геркона пренебрегаем),

м; δ_n — начальный немагнитный зазор между сердечниками (при отсутствии воздействия на геркон магнитного поля), м. Зная $F_{э.к}$ и $F_{м.к}$, найдем:

$$F_k = \frac{10^7 \Phi_m^2}{8\pi [ab + (k_1 b + k_2 h) \delta_k]} - \frac{Ebh^3}{8l^3} (\delta_n - \delta_k). \quad (4)$$

Продифференцировав (4) по b или h и приравняв производную нулю, определим оптимальные размеры поперечного сечения сердечников, при которых контактное нажатие максимально.

Определение оптимальной толщины контактных сердечников при постоянстве их ширины ($b = \text{const}$). Решение найдем при постоянстве максимальной магнитной индукции в сердечниках ($B_m = \text{const}$).

Учитывая, что

$$\Phi_m = B_m Q = B_m b h,$$

где Q — площадь поперечного сечения сердечника, м², преобразуем (4) к виду:

$$F_k = \frac{10^7 B_m^2 b^2 h^2}{8\pi [ab + (k_1 b + k_2 h) \delta_k]} - \frac{Ebh^3}{8l^3} (\delta_n - \delta_k). \quad (5)$$

Дифференцируя (5) по h и приравнявая производную нулю, после преобразований получаем уравнение, определяющее

$h_{\text{опт}}$:

$$3\pi E k_2 h^3_{\text{опт}} + 6\pi E k_2 b \delta_k (\delta_n - \delta_k) (a + k_1 \delta_k) h^2_{\text{опт}} - \\ - [10^7 k_2 b \delta_k B_m^2 l^3 - 3\pi E b^2 (\delta_n - \delta_k) (a + k_1 \delta_k)^2] h_{\text{опт}} - \\ - 2 \cdot 10^7 b^2 B_m^2 l^3 (a + k_1 \delta_k) = 0. \quad (6)$$

Для проверки (5) и (6) на увеличенной физической модели геркона был проведен эксперимент по нахождению контактного нажатия, которое определялось как разность измеренных значений $F_{\text{э.к}}$ и $F_{\text{м.к}}$. В модели использовались сердечники постоянной ширины и различной толщины. Значения величин B_m , δ_n , δ_k и E/l^3 , входящих в (5), поддерживались неизменными; перекрытие сердечников дискретно менялось. Значения $h_{\text{опт}}$, найденные по экспериментальным зависимостям $F_k = f(h)$, близки рассчитанным по (5).

В частном случае ($\delta_k = 0$) из (6) следует:

$$h_{\text{опт}} = \frac{2 \cdot 10^7 B_m^2 l^3}{3\pi E \delta_n a}, \quad (7)$$

соответственно

$$(b/h)_{\text{опт}} = \frac{3}{2} \pi \cdot 10^{-7} \frac{E b \delta_n a}{B_m^2 l^3}. \quad (8)$$

Формула (7) показывает, что при $\delta_k = 0$ с уменьшением перекрытия сердечников $h_{\text{опт}}$ возрастает, что подтверждается экспериментом.

По выражению (6) на ЦВМ «Промынь» с помощью стандартной программы решения кубических уравнений были рассчитаны зависимости $h_{\text{опт}} = f(\delta_k)$ при различных B_m для герконов типа КЭМ-1. За постоянные величины в расчете приняты: $b = 0,255 \cdot 10^{-2}$ м; $a = 10^{-3}$ м; $\delta_n = 2,5 \cdot 10^{-4}$ м; $l = 1,95 \times 10^{-2}$ м; $E = 1,38 \cdot 10^{11}$ Н/м², которые выбраны на основании определения размеров большого количества герконов (параметры a и δ_n), а также размеров и жесткости их сердечников (параметры b , l и E). Рассчитанные зависимости $h_{\text{опт}} = f(\delta_k)$ сплошными линиями обозначены на рис. 2. Анализ (6) показал, что размеры выпускаемых в настоящее время герконов позволяют пренебречь первым членом этого уравнения, при этом оно преобразуется в квадратное уравнение, решение которого имеет вид:

$$h_{\text{опт}} = \frac{-M + \sqrt{M^2 + \Pi}}{N}, \quad (9)$$

где

$$M = 3\pi E b^2 (\delta_n - \delta_k) (a + k_1 \delta_k)^2 - 10^7 k_2 b \delta_k B_m^2 l^3; \quad (10)$$

$$\Pi = 48 \cdot 10^7 \pi E k_2 b^3 B_m^2 l^3 (\delta_n - \delta_k) (a + k_1 \delta_k)^2; \quad (11)$$

$$N = 12\pi E k_2 b \delta_k (\delta_n - \delta_k) (a + k_1 \delta_k). \quad (12)$$

Рассчитанные по (9) зависимости $h_{\text{опт}} = f(\delta_k)$ для вышеуказанных постоянных величин показаны на рис. 2 пунктиром.

По данным рис. 2 и выражению (5) с учетом (1) определяются зависимости $F_{\text{э.к}}$, $F_{\text{м.к}}$ и F_k от конечного зазора при $h_{\text{опт}}$ и $b = \text{const}$ ($0,255 \cdot 10^{-2}$ м) для герконов КЭМ-1. Из (1), (5) и (7) при $\delta_k = 0$ получаем:

$$F_{\text{э.к}} = \frac{10^{21} B_m^6 b l^6}{18\pi^3 E^2 \delta_n^2 a^3}; \quad (13)$$

$$F_{\text{м.к}} = \frac{10^{21} B_m^6 b l^6}{27\pi^3 E^2 \delta_k^2 a^3}; \quad (14)$$

$$F_k = \frac{10^{21} B_m^6 b l^6}{54\pi^3 E^2 \delta_k^2 a^3}. \quad (15)$$

Из (13) — (15) получаем:

$$F_k = \frac{1}{3} F_{\text{э.к}}; F_{\text{м.к}} = \frac{2}{3} F_{\text{э.к}}. \quad (16)$$

Как следует из (7), при $\delta_k = 0$ увеличение ширины сердечников при постоянстве остальных параметров не влечет за собой изменения $h_{\text{опт}}$; контактное нажатие при этом [см. (15)] растет пропорционально увеличению ширины сердечника (рис. 3, пунктир); отношение $(b/h)_{\text{опт}}$ увеличивается [см. (8)].

Анализ (5) при $\delta_k \neq 0$ показывает, что функция $F_k = f(b)$ имеет экстремум. Выражение, определяющее b_0 , при котором

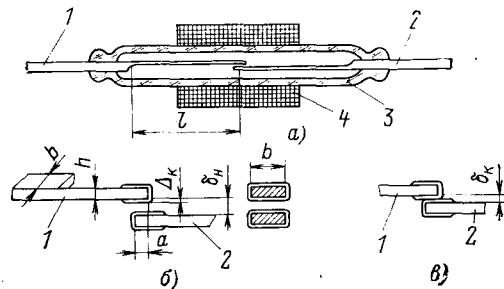


Рис. 1. Реле с симметричным замыкающим герконом. а — основные элементы реле; б — контактные сердечники разомкнуты; в — контактные сердечники замкнуты; 1, 2 — контактные сердечники геркона; 3 — стеклянный баллон геркона; 4 — катушка.

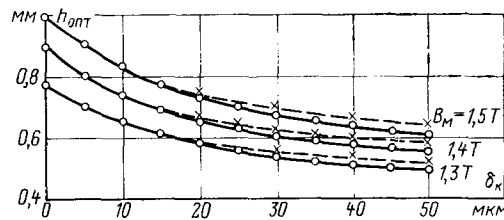


Рис. 2. Зависимости оптимальной толщины контактных сердечников от конечного зазора при $b = \text{const}$ и различных B_m . ○ — по кубическому уравнению; × — по квадратному уравнению.

F_k достигает экстремума, представляет собой квадратное уравнение:

$$[10^7 B_m^2 l^3 (a + k_1 \delta_k) - \pi E h (\delta_n - \delta_k) (a + k_1 \delta_k)^2] b^2_0 + \\ + 2 [10^7 k_2 b \delta_k B_m^2 l^3 - \pi E k_2 h^2 \delta_k (\delta_n - \delta_k) (a + k_1 \delta_k)] b_0 - \\ - \pi E k_2 h^3 \delta_k^2 (\delta_n - \delta_k) = 0. \quad (17)$$

Однако экстремум функции $F_k = f(b)$ лежит в области отрицательных значений F_k (рис. 3, сплошные линии), и определение его не имеет смысла.

Если (5) приравнять нулю, то после преобразования можно получить выражение для определения b_0 (рис. 3), которую нужно увеличить при остальных постоянных параметрах, входящих в (5), для достижения положительного значения F_k :

$$b_0 = \frac{\pi E k_2 h^2 \delta_k (\delta_n - \delta_k)}{10^7 B_m^2 l^3 - \pi E h (\delta_n - \delta_k) (a + k_1 \delta_k)}. \quad (18)$$

Приравняв (5) нулю, можно также получить выражение для магнитной индукции, при которой происходит «отпуска» геркона:

$$B_{\text{м.отп}} = \sqrt{\frac{\pi E h (\delta_n - \delta_k) [b (a + k_1 \delta_k) + k_2 h \delta_k]}{10^7 b l^3}} \quad \text{Т.} \quad (19)$$

При вышеуказанных постоянных параметрах по (19) были рассчитаны зависимости $B_{\text{м.отп}} = f(\delta_k)$ для герконов КЭМ-1. Полученные данные согласуются с рекомендациями [Л. 2] — проектировать герконы с магнитной индукцией при отпуске, лежащей в диапазоне $(0,6-0,75)B_s$, где B_s — индукция насыщения материала контактных сердечников (для герконов типа КЭМ-1 $B_s = 1,5$ Т).

Определение оптимальных размеров контактных сердечников при постоянстве площади их поперечного сечения ($Q = \text{const}$). При $B_m = \text{const}$ максимальный поток Φ_m для рассматриваемого случая постоянен. Умножая числитель и знаменатель (4) на h и учитывая (5), можно написать:

$$F_k = \frac{10^7 \Phi_m^2 h}{8\pi [aQ + (k_1 Q + k_2 h^2) \delta_k]} - \\ - \frac{E Q h^2}{8 l^3} (\delta_n - \delta_k). \quad (20)$$

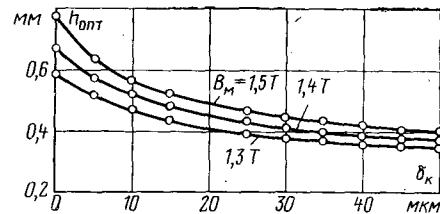
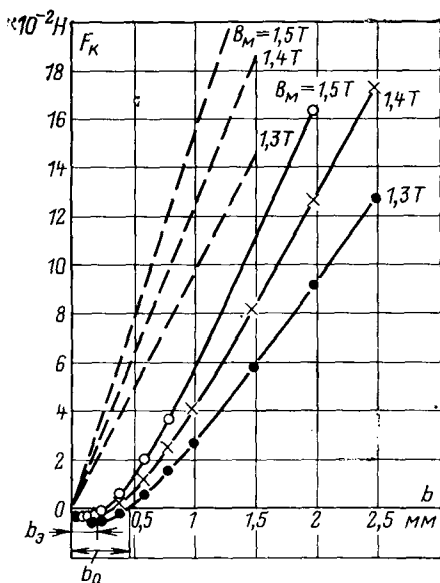


Рис. 4. Зависимости оптимальной толщины контактных сердечников от конечного зазора при $Q=\text{const}$ и различных B_m .

Рис. 3. Зависимости контактного нажатия от ширины контактных сердечников при $h=\text{const}$ и различных B_m .
--- $\delta_k=0$; — $\delta_k=30$ мкм.

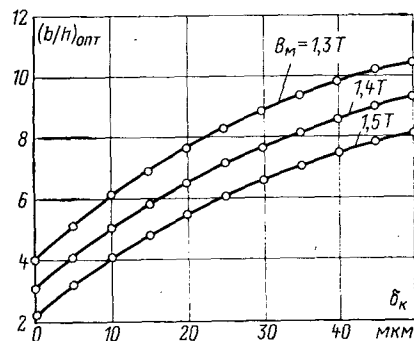


Рис. 5. Зависимости оптимального соотношения размеров поперечного сечения контактных сердечников от конечного зазора при $Q=\text{const}$ и различных B_m .

Продифференцировав (20) по h при постоянстве остальных величин и приравняв производную нулю, после преобразований с учетом (5) получим выражение для определения оптимальной толщины $h_{\text{опт}}$:

$$2\pi E h^2 Q \delta_k^2 (\delta_n - \delta_k) h_{\text{опт}}^2 + 4\pi E k_2 Q^2 \delta_k (\delta_n - \delta_k) \times \\ \times (a + k_1 \delta_k) h_{\text{опт}}^3 + 10^7 k_2 Q^2 \delta_k B_m^2 l^3 h_{\text{опт}}^2 + \\ + 2\pi E Q^3 (\delta_n - \delta_k) (a + k_1 \delta_k)^2 h_{\text{опт}} - \\ - 10^7 Q^3 B_m^2 l^3 (a + k_1 \delta_k) = 0. \quad (21)$$

В частном случае ($\delta_k=0$) из (21) следует:

$$h_{\text{опт}} = \frac{10^7 B_m^2 l^3}{2\pi E \delta_n a}. \quad (22)$$

С учетом (5) и (22) находим оптимальную ширину сердечников при $\delta_k=0$:

$$b_{\text{опт}} = 2\pi \cdot 10^{-7} \frac{E Q \delta_n^2 a}{B_m^2 l^3}. \quad (23)$$

Из (22) и (23) в случае $\delta_k=0$ получаем выражение для оптимального соотношения размеров поперечного сечения сердечников:

$$(b/h)_{\text{опт}} = 4\pi \cdot 10^{-14} \frac{E^2 Q \delta_n^2 a}{B_m^4 l^6}. \quad (24)$$

Для нахождения $h_{\text{опт}}$ по (21) необходимо использовать численные методы [Л. 3]. Анализ (21), однако, показывает, что для существующих герконов первым членом этого уравнения можно пренебречь, при этом получаем уравнение третьей степени:

$$4\pi E k_2 Q^2 \delta_k (\delta_n - \delta_k) (a + k_1 \delta_k) h_{\text{опт}}^3 + \\ + 10^7 k_2 Q^2 \delta_k B_m^2 l^3 h_{\text{опт}}^2 + 2\pi E Q^3 (\delta_n - \delta_k) (a + k_1 \delta_k)^2 h_{\text{опт}} - \\ - 10^7 Q^3 B_m^2 l^3 (a + k_1 \delta_k) = 0, \quad (25)$$

точное решение которого может быть найдено.

На рис. 4 приведены зависимости $h_{\text{опт}}=f(\delta_k)$ для различных B_m , рассчитанные по (25) при следующих постоянных параметрах: $Q=1,32 \cdot 10^{-6} \text{ м}^2$; $a=10^{-3} \text{ м}$; $\delta_n=2,5 \cdot 10^{-4} \text{ м}$; $l=1,95 \cdot 10^{-2} \text{ м}$; $E=1,38 \cdot 10^{11} \text{ Н/м}^2$, соответствующих геркону КЭМ-1. Расчет проводился на ЦВМ «Проминь».

Сопоставление (21) и (25) показывает, что различие в результатах расчета по ним должно возрасти с увеличением конечного зазора и максимальной магнитной индукции. При зазоре $\delta_k=0,5 \cdot 10^{-4} \text{ м}$ и $B_m=1,5 \text{ Т}$ результаты расчета отличались примерно на 2%.

Данные рис. 4 дают возможность определить зависимости оптимального соотношения размеров поперечного сечения контактных сердечников геркона КЭМ-1 от конечного зазора при $Q=\text{const}$ (рис. 5).

По данным рис. 4 и выражению (20) с учетом (1) и (5) на рис. 6 построены зависимости $F_{\text{э.к}}$, $F_{\text{м.к}}$ и F_k от конечного зазора при $h_{\text{опт}}$ и $Q=\text{const}$ ($1,32 \cdot 10^{-6} \text{ м}^2$) для герконов типа КЭМ-1.

Из (1), (5) и (20) с учетом (22) получаем ($\delta_k=0$):

$$F_{\text{э.к}} = \frac{10^{14} B_m^4 Q l^3}{16\pi^2 E \delta_n a^2}; \quad (26)$$

$$F_{\text{м.к}} = \frac{10^{14} B_m^4 Q l^3}{32\pi^2 E \delta_n a^2}; \quad (27)$$

$$F_k = \frac{10^{14} B_m^4 Q l^3}{32\pi^2 E \delta_n a^2}. \quad (28)$$

Из (26) — (28) получаем, что при $\delta_k=0$

$$F_k = F_{\text{м.к}} = \frac{1}{2} F_{\text{э.к}}. \quad (29)$$

Как следует из (22), при $\delta_k=0$ увеличение площади поперечного сечения сердечников при постоянстве остальных параметров не влечет за собой изменения $h_{\text{опт}}$; контактное нажатие при этом растет [см. (28)] пропорционально увеличению площади поперечного сечения за счет увеличения ширины сердечников; отношение $(b/h)_{\text{опт}}$ также увеличивается [см. (24)].

Зависимости рис. 6,б показывают, что при $B_m=1,4 \text{ Т}$ и $\delta_k=0,2 \cdot 10^{-4} \text{ м}$ значение $F_{\text{э.к}}=0,36 \text{ Н}$. Эксперимент, проведенный на контактных сердечниках геркона типа КЭМ-1, имеющих $h=0,5 \cdot 10^{-3} \text{ м}$, $b=0,26 \cdot 10^{-2} \text{ м}$ ($Q=1,3 \cdot 10^{-6} \text{ м}^2$) и суммарную толщину двух контактных покрытий $2\Delta_k=0,2 \cdot 10^{-4} \text{ м}$, показал, что при $a=10^{-3} \text{ м}$ и $B_m \approx 1,4 \text{ Т}$ значение $F_{\text{э.к}}=0,45 \text{ Н}$. Необходимо отметить, однако, что данные рис. 6,б соответствуют $h_{\text{опт}}=0,45 \cdot 10^{-3} \text{ м}$, $(b/h)_{\text{опт}}=6,5$ и $b=0,292 \times 10^{-2} \text{ м}$ (при $Q=1,32 \cdot 10^{-6} \text{ м}^2$), что следует из рис. 4 и 5, т. е. отличаются от экспериментальных данных. Пересчет значения $F_{\text{э.к}}=0,36 \text{ Н}$ по формуле (2) с учетом изменения h с $0,45 \cdot 10^{-3}$ на $0,5 \cdot 10^{-3} \text{ м}$ и b с $0,292 \cdot 10^{-2}$ на $0,26 \cdot 10^{-2} \text{ м}$ (при практически постоянной Q) дает новое значение $F_{\text{э.к}}=0,394 \text{ Н}$, которое отличается от экспериментального всего в 1,14 раза.

Из рис. 4 и 5 следует, что в диапазоне $B_m=(1,4-1,5) \text{ Т}$ — рабочие значения максимальной магнитной индукции в герконах и $\delta_k=(0,1-0,2) \cdot 10^{-4} \text{ м}$ оптимальная толщина сердечников составляет $(0,45-0,56) \cdot 10^{-3} \text{ м}$, а оптимальное соотношение размеров их поперечного сечения (4—6,5). Контактные сердечники герконов КЭМ-1 имеют суммарную толщину контактных покрытий $2\Delta_k=(0,1-0,2) \cdot 10^{-4} \text{ м}$, диапазон изменения толщины $(0,475-0,5) \cdot 10^{-3} \text{ м}$, соотношение размеров поперечного сечения (5,1—5,4). Таким образом, если считать, что $\delta_k=2\Delta_k$, то сердечники герконов КЭМ-1 выполнены рационально с точки зрения достижения максимального контактного

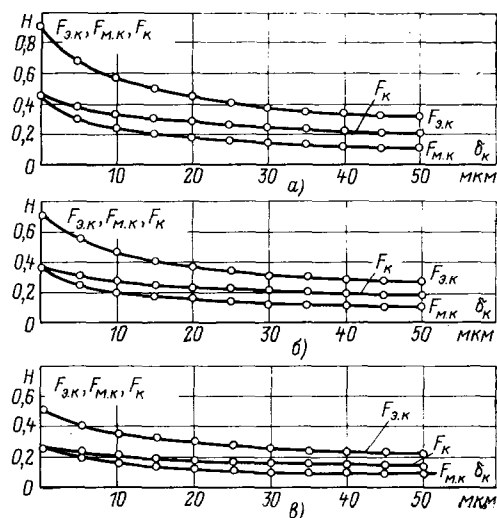


Рис. 6. Зависимости $F_{э.к}$, $F_{м.к}$ и $F_к$ от конечного зазора при $Q = \text{const}$, $h_{\text{опт}}$ и различных $B_м$.
а — $B_м = 1,5$ Т; б — $B_м = 1,4$ Т; в — $B_м = 1,3$ Т.

нажатия. Однако значение $\delta_к$ определяется также неплотностью прилегания контактирующих поверхностей и возможным изменением магнитных свойств на границе между телом сердечников и их покрытием из-за взаимного диффундирования материалов, особенно интенсивного при термообработке сердеч-

ников после их гальванопокрытия. Поэтому окончательный вывод о рациональности размеров сердечников герконов КЭМ-1 может быть сделан только после определения истинных значений $\delta_к$, что является самостоятельной задачей.

Исключив из (4) величину h и продифференцировав это выражение по b , можно найти аналогично (8) для $h_{\text{опт}}$ уравнение для $b_{\text{опт}}$ при $Q = \text{const}$:

$$10^7 B_m^2 I^3 (a + k_1 \delta_к) b_{\text{опт}}^5 - 2\pi E Q (\delta_н - \delta_к) (a + k_1 \delta_к)^2 b_{\text{опт}}^4 - 10^7 k_2 Q \delta_к B_m^2 I^3 b_{\text{опт}}^3 - 4\pi E k_2 Q^2 \delta_к (\delta_н - \delta_к) (a + k_1 \delta_к) b_{\text{опт}}^2 - 2\pi E k_2^2 Q^2 \delta_к^2 (\delta_н - \delta_к) = 0. \quad (30)$$

При $\delta_к = 0$ из (30) получается (23). Анализ показывает, что для герконов реальных размеров можно пренебречь пятым членом (30), тогда после сокращения оставшихся членов на $b_{\text{опт}}^3$ для определения $b_{\text{опт}}$ достаточно найти решение следующего уравнения третьей степени:

$$10^7 B_m^2 I^3 (a + k_1 \delta_к) b_{\text{опт}}^2 - 2\pi E Q (\delta_н - \delta_к) \times (a + k_1 \delta_к)^2 b_{\text{опт}} - 10^7 k_2 Q \delta_к B_m^2 I^3 b_{\text{опт}} - 4\pi E k_2 Q^2 \delta_к (\delta_н - \delta_к) (a + k_1 \delta_к) = 0. \quad (31)$$

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Peek R. Magnetization and pull characteristics of mating magnetic reeds. — «The Bell system technical journal», 1961, vol. XL, № 2, p. 523—546.
2. Рабкин Л. И., Евгенова И. Н. Магнитоуправляемые герметизированные контакты. М., «Связь», 1976. 104 с.
3. Корн Г., Корн Т. Справочник по математике для научных работников и инженеров. Пер. с англ. М., «Наука», 1970, 720 с.

[18.10.1976]

Статистическая модель надежности изоляции шахтного электрооборудования

Инж. КУЗЬМИН Г. С.

Калининский политехнический институт

Увеличение требований к надежности шахтного электрооборудования вызывает необходимость анализа связи между математическими методами расчета надежности и физической природой отказов. Так, для решения экономико-математических задач технического обслуживания электрооборудования необходимо обоснованно выбрать функцию распределения уровней надежности изоляции, обусловленную реальными физическими процессами ее разрушения. Такая функция представляет собой математическую модель, отражающую изменение возможных контролируемых параметров объекта. В статье обосновывается статистическая модель, которую предполагается использовать для целей вероятностного прогноза диагностических проверок шахтного электрооборудования с контролем состояния изоляции.

Наиболее полным параметром, характеризующим надежность изоляции, считается электрическая прочность. Однако существующие методы ее измерения непосредственно в подземных выработках запрещены Правилами безопасности для угольных и сланцевых шахт и не могут быть использованы при диагностике. В шахтных условиях в качестве единственно возможного параметра для этих целей используется сопротивление изоляции. Своевременный контроль его в процессе эксплуатации позволяет предотвратить значительную часть аварийных ситуаций, вызванных отказами. Следовательно, построение математической модели должно основываться на анализе этого параметра. Вполне понятно, что такой подход не позволяет охватить все возможные процессы, приводящие к снижению надежности изоляции. Однако он вполне правомерен, так как дает возможность реально отразить те процессы, которые могут быть подвергнуты контролю, и тем самым представить адекватную картину, позволяющую вести обоснованный прогноз имеющимися средствами диагностики.

Поскольку функция распределения представляет собой некоторую зависимость вероятностей появления отказов от времени (наработки, срока службы), то для ее вывода необходимо воспользоваться временными характеристиками изменения диэлектрических свойств изоляции в процессе эксплуатации. На рисунке приведены зависимости снижения активного сопротивления изоляции от наработки, полученные в реальных условиях эксплуатации магнитных пускателей, фидерных автоматов и электродвигателей. Анализ этих кривых показывает, что в среднем в первые 15 суток эксплуатации сопротивление изоляции снижается особенно быстро в результате загрязнения пылью и интенсивного поглощения влаги. Тепловой режим электрооборудования ускоряет процесс влагонасыщения и способствует быстрому установлению относительно стабильного уровня сопротивления изоляции. Затем наблюдается дальнейшее снижение сопротивления, обусловленное необратимыми процессами, происходящими в изоляционных материалах под воздействием факторов, сопутствующих эксплуатации.

Эксплуатация шахтного электрооборудования допускается лишь с уровнем сопротивления изоляции выше критических норм, предписанных для различных видов электрооборудования Правилами безопасности. Если сопротивление изоляции оказалось ниже критического уровня R_k , то либо происходит последующий пробой изоляции, либо возникает опасная ситуация, и независимо от того, может данное электрооборудование работать или нет, по условиям электробезопасности его эксплуатация должна быть приостановлена, а изделие подвергнуто восстановлению. Для изоляции это обстоятельство определяет свойство работоспособности, как способность сохранять уровень сопротивления выше критических норм, и понятие отказа, как момента достижения критического уровня сопротивления. Поэтому время безотказной работы в основном определяется моментом выхода рабочей характеристики сопротивления изоляции за предельный критический уровень R_k .

Приведенные зависимости, как показано в [Л. 1, 2], могут быть аппроксимированы выражением вида

$$R=1/G=1/(at+b),$$

где R и G — соответственно активное сопротивление и проводимость изоляции; t — время эксплуатации электрооборудования; b — постоянная величина, характеризующая проводимость изоляции в начале эксплуатации ($t=0$); a — скорость изменения проводимости.

В некоторых работах подобные кривые предлагается аппроксимировать двойной экспоненциальной зависимостью, однако в этом нет принципиального отличия. В любом случае производить прогнозирование технического обслуживания электрооборудования только по этим детерминированным зависимостям не всегда возможно, поскольку как для группы изделий, так и для отдельного изделия можно высказать лишь вероятностное суждение о значении сопротивления изоляции в будущем.

Обозначим через $r(t)$ случайное значение сопротивления изоляции в момент времени t . Заметим, что зависимости, изображенные на рисунке а, представляют собой кривые изменения средних значений сопротивления изоляции, определенные по группе пускателей. Единичная реализация одного изделия $r(t)$ представляет собой извилистую линию, изменяющуюся случайным образом в зависимости от условий эксплуатации и прежде всего от режима загрузки электрооборудования [Л. 3]. Усредненное значение общего уровня сопротивления изоляции, зависящее от необратимых процессов, уменьшается монотонно. Это наглядно видно на рисунке б, представляющем единичные реализации и усредненные значения снижения сопротивления изоляции двигателей. Скорость снижения сопротивления изоляции отдельно взятого изделия $\xi(t)=dr(t)/dt$ все время меняется относительно среднего значения $R(t)$, причем это изменение носит случайный характер. Кроме того, случайный характер изменения скорости снижения сопротивления изоляции наблюдается при переходе от одного изделия к другому. Более «слабые» изделия имеют ниже лежащие кривые и больший угол наклона, что соответствует большему значению $\xi(t)$.

Описанные свойства $\xi(t)$ означают, что с формальных позиций процесс изменения сопротивления можно представить марковским процессом

$$R_0 \rightarrow R_1 \rightarrow R_2 \rightarrow \dots \rightarrow R_i \rightarrow R_{i+1} \rightarrow \dots \rightarrow R_k \quad (1)$$

постепенного перехода изоляции из состояний R_i с более высоким сопротивлением в состояния R_{i+1} с более низким сопротивлением до предельного критического состояния R_k . Здесь i ($i=0, 1, 2, \dots, k$) — номер состояния; k — число переходов до критического состояния.

Физическая интерпретация (1) представляет собой процесс постепенного ухудшения диэлектрических свойств изоляции, приводящих к снижению уровня ее надежности. Обычно процесс постепенного ухудшения свойств изоляции объясняют тепловым старением ее, возникающим при перегрузках электрооборудования. При этом срок службы изоляции определяется на основании учета рабочих температур, а при длительных перегрузках делают соответствующую корректировку [Л. 4]. Однако, как показывают статистические исследования надежности электрооборудования, эксплуатационный срок службы изоляции во много раз меньше срока ее теплового старения, а основной причиной выхода из строя изоляции являются микродефекты, возникающие вследствие комплексного воздействия всевозможных внешних и внутренних факторов, сопутствующих процессу эксплуатации [Л. 5—7].

Хотя в шахтах тяжелый режим работы электрооборудования приводит к кратковременным перегревам изоляции, общая продолжительность загрузки электрооборудования составляет в среднем 75% номинальной мощности [Л. 8—10], а кратковременные перегрузки приводят к более интенсивному процессу образования и развития дефектов. Возникающие при этом периоды перегрева и последующего охлаждения приводят в основном к колебаниям сопротивления изоляции $r(t)$ относительно снижающейся постоянной составляющей $R(t)$ [Л. 3]. Увлажнение изоляции имеет обратимый процесс, однако оно всегда приводит к ускорению электрохимических процессов, развитию дефектов и последующему пробоев изоляции.

Как показывает анализ причин выхода из строя шахтного электрооборудования [Л. 11—15], очень часто в новых или вышедших из ремонта электродвигателях и пускателях изоляция уже имеет скрытые дефекты механического происхождения, обусловленные различными факторами. Так, например, в процессе изготовления обмотки электродвигателя изоляция получает многочисленные повреждения, особенно при рихтовке и укладке схемы соединения. При пропитке обмоток некоторые дефекты «залечиваются», и в сухих помещениях такие обмотки работают удовлетворительно. В условиях шахты из-за недостаточной влагостойкости обмотки в каналах дефектов образуются токопроводящие мостики, по мере накопления которых происходит постоянное снижение объемного сопротивления изоляции и ее пробой.

Этому способствует также механическое и вибрационное старение изоляции, например, для электродвигателей — в лобовых частях, в местах соприкосновения с распорками и выступающими частями статора, на вводных концах обмоток статора. В изоляции образуются микротрещины, изломы и расслоения, которые под действием увлажнения приводят к постепенному созданию и развитию путей для утечки тока.

Для целей формализации процесса изменения диэлектрических свойств изоляции образование и развитие каждого такого дефекта целесообразно рассматривать как последовательное проявление микроповреждений, понимая под ними не только повреждения механического происхождения, но и любое микроструктурное изменение состояния изоляционного материала, приводящее к ухудшению его диэлектрических свойств, в частности, к снижению среднего уровня сопротивления. Тогда процесс изменения диэлектрических свойств изоляции можно представить дискретной ступенчатой кривой с малым шагом Δt , соответствующим проявлению i -го микроповреждения. При этом, если к моменту времени (наработки) t в изоляции накоплено i повреждений, будем говорить, что она находится в состоянии R_i , что соответствует определенному уровню сопротивления изоляции. При этом изоляция последовательно переходит из одного состояния с более высоким сопротивлением в другое — с более низким. Образуется эволюционный процесс, описываемый цепочкой состояний (1). Тогда вероятность возникновения единичного повреждения, соответствующая вероятности перехода $R_i \rightarrow R_{i+1}$ за время от t до $t + \Delta t$ будет:

$$\gamma(t) = \gamma = \lambda \Delta t. \quad (2)$$

Здесь λ — некоторый коэффициент, характеризующий линейную зависимость вероятности γ от времени перехода Δt .

Состояние изоляции при образовании каждого дефекта характеризуется функциями $P_i(t)$ ($i=0, 1, \dots, k$), где $P_i(t)$ есть вероятность того, что к моменту t изоляция находится в состоянии R_i (обладает сопротивлением R_i). На основании (2) нетрудно показать [Л. 16], что выражение для $P_i(t)$ имеет вид:

$$P_i(t) = \frac{(\lambda t)^i}{i!} e^{-\lambda t}. \quad (3)$$

Система функций $\{P_i(t)\}$ задает распределение некоторой случайной величины, равной количеству накопленных к моменту t повреждений. Время безотказной работы изоляции исчисляется до момента появления k -го по счету повреждения. Поскольку при появлении k -го повреждения происходит отказ, то вероятность того, что время безотказной работы τ будет не меньше t (вероятность того, что к моменту t не произойдет отказа), по формуле полных вероятностей определится из выражения

$$R\{\tau \geq t\} = \sum_{i=0}^{k-1} P_i(t). \quad (4)$$

Тогда, подставив (3) в (4), получим функцию распределения наработок на отказ изоляции:

$$F(t) = P\{\tau < t\} = 1 - \sum_{i=0}^{k-1} \frac{(\lambda t)^i}{i!} e^{-\lambda t} = \frac{\lambda^k}{\Gamma(k)} \int_0^t t^{k-1} e^{-\lambda t} dt, \quad (5)$$

представляющую собой гамма-распределение с параметром масштаба λ и параметром формы k .

Можно также привести довольно простой эвристический вывод функции (5). Поскольку процесс (1) марковский, то вероятность единичного перехода $R_i \rightarrow R_{i+1}$ за Δt имеет экспоненциальную плотность распределения (п. р.) Время перехода из R_0 в R_k равно сумме продолжительностей k единичных переходов. Тогда функции п. р. вероятности перехода $R_0 \rightarrow R_k$ (наработок на отказ) определится как k -кратная свертка экспоненциальных п. р., имеющая вид (5).

Для исследования функций распределения наработок на отказ изоляции шахтного электрооборудования в условиях эксплуатации на 42 очистных участках шахт Подмосквового угольного бассейна был осуществлен сбор статистической информации об отказах изоляции взрывобезопасных электродвигателей, магнитных пускателей и автоматических фидерных выключателей. Для получения достоверных оценок все электрооборудование было разбито на группы с учетом одинаковых режимов работы и выполняемых технологических функций.

Силовое электрооборудование: ДК — электродвигатели комбайнов; ДСК — электродвигатели скребковых конвейеров; ДЛК — электродвигатели ленточных конвейеров; ДНМ — электродвигатели насосов маслостанций комплексов; ДЭТ — электродвигатели толкателей участков погрузочных пунктов; ДЭЛ — электродвигатели лебедок; ДНВ — электродвигатели насосов участкового водоотлива; СЭР — электросверла ручные.

Коммутационно-пусковая аппаратура: ПК — комбайновые пускатели; ПСК — пускатели скребковых конвейеров; ПЛК — пускатели ленточных конвейеров; ПНМ — пускатели насосов маслостанций комплексов; ПЭТ — пускатели электродвигателей толкателей участков погрузочных пунктов; ПЭЛ — пускатели электродвигателей лебедок; ПНВ — пускатели насосов участкового водоотлива; АФВ — автоматические фидерные выключатели.

На основании информации об отказах рассчитывались значения усеченных и полных наработок. Обработка статистического материала производилась на ЭВМ по методике, изложенной в [Л. 17]. В таблице приведены значения наработок на отказ изоляции рассматриваемых видов электрооборудования (Т), а также сведения по объему статистических выборок, представляющему собой количество полных и усеченных наработок.

По значениям усеченных и полных наработок на ЭВМ формировались гистограммы исследуемых величин и проводи-

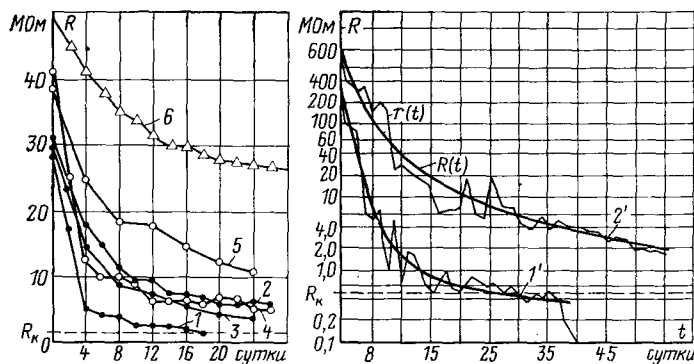


График зависимости активного сопротивления изоляции от наработки.

а — коммутационно-пусковой аппаратуры; б — электродвигателей ЭДКО4-2м.
1, 2, 3 — ПМВР-1441; 4, 5 — ПМВ-1357; 6 — АФВ; 1' — с непротитанными обмотками; 2' — с пропитанными обмотками.

Наименование электрооборудования	Объем вы- борки	Наработка на отказ T, ч	Гамма-распределение				Значения χ^2 для распределений			
			k	$\lambda \cdot 10^3, 1/\text{ч}$	χ^2	$P\{\chi^2\}$	Вейбулла	логарифмическое нормальное	экспоненциальное	усеченное нормальное
ДК	94	6900	3,30	0,478	3,523	0,31	4,872	5,152	14,07	9,662
ДСК	184	6280	3,40	0,542	5,383	0,37	5,723	4,615	20,11	7,012
ДЛК	198	7890	4,59	0,582	1,042	0,58	2,779	6,821	56,36	4,552
ДНМ	136	10 750	4,71	0,438	2,323	0,51	2,780	5,151	191,3	9,237
ДЭТ	76	6520	2,19	0,336	3,809	0,28	3,572	5,729	12,53	9,054
ДЭЛ	64	9780	3,12	0,319	1,465	0,49	1,378	8,698	15,19	2,343
ЛНВ	138	11 120	3,82	0,343	1,134	0,77	1,063	12,17	18,48	7,707
СЭР	68	12 500	2,69	0,215	1,822	0,39	2,713	4,766	29,31	1,340
ПК	193	3210	2,95	0,920	4,297	0,36	5,076	6,265	12,96	10,21
ПСК	227	5460	3,95	0,724	3,437	0,63	2,817	9,845	16,01	6,151
ПЛК	236	6310	3,84	0,608	1,211	0,75	2,912	10,52	16,26	7,438
ПНМ	173	8320	4,87	0,586	1,187	0,55	1,909	5,493	18,67	2,783
ПЭТ	106	7150	3,15	0,441	3,457	0,49	5,214	6,982	10,27	12,74
ПЭЛ	67	9070	3,46	0,381	2,153	0,34	2,286	5,247	13,49	2,641
ПНВ	124	11,720	3,35	0,286	3,172	0,20	3,342	6,283	16,37	3,745
АФВ	73	13 900	4,89	0,352	3,386	0,48	3,565	8,756	25,79	5,144

лась по критерию хи-квадрат проверка их соответствия с каждым из пяти теоретических законов распределения: усеченным нормальным, экспоненциальным, логарифмически-нормальным, Вейбулла и гамма-распределением.

Для каждого закона рассчитывались: его параметры (k и λ для гамма-распределения), χ^2 — значение критерия степени соответствия хи-квадрат; $P\{\chi^2\}$ — вероятность соответствия экспериментальной гистограммы теоретическому распределению. В таблице с целью облегчения анализа значения параметров и вероятности соответствия $P\{\chi^2\}$ приведены только для гамма-распределения. Для остальных законов приводятся лишь значения хи-квадрат.

Анализ степени соответствия законов распределения наработок на отказ изоляции электрооборудования показывает, что экспериментальные гистограммы наиболее хорошо аппроксимируются гамма- и Вейбулла-распределениями. Как видно из таблицы, эти распределения имеют наименьшие значения хи-квадрат. Однако значения хи-квадрат для гамма-распределения почти везде немного меньше, чем значения хи-квадрат для распределения Вейбулла. Кроме того, гамма-распределение, как показано выше, отвечает также физической картине возникновения отказов изоляции шахтного электрооборудования. Все это позволяет выделить гамма-распределение в качестве основной математической модели для описания уровней надежности изоляции шахтного электрооборудования.

Рассчитанные параметры законов распределения удовлетворяют условиям точности и достоверности, а полученные результаты могут быть использованы в практических расчетах надежности рудничного взрывобезопасного электрооборудования, а также при определении рационального режима технического обслуживания электрооборудования с диагностикой изоляции.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Чеботаев Н. И. Зависимость сопротивления изоляции шахтной пусковой аппаратуры от срока службы. — «Горные машины и автоматика», 1967, № 11, 12, с. 113—115.
2. Петушков Н. С., Парфенов Ю. Н., Гудимов Л. В. Упрочнение изоляции обмоток электродвигателей комбайнов. — «Горные машины и автоматика», 1969, № 11, 12, с. 143—145.
3. Безденежных А. Г. Изменения сопротивления изоляции и его контроль в процессе эксплуатации. — В кн.: Опыт безопасного применения электрооборудования в угольной промышленности. М., «Недра», 1966.

4. Готтер Г. Нагрев и охлаждение электрических машин. М., Госэнергоиздат, 1961.

5. Эксплуатационная надежность электродвигателей серии ВАО и их модификаций ВАОЛ и ВАОБ. — «Уголь Украины», 1972, № 8, с. 33—35. Авт.: Б. Н. Ванеев, И. В. Дашковский, В. И. Денищенко и др.

6. Куйбышев А. Б. Надежность асинхронных электродвигателей общепромышленного применения. М., Изд-во стандартов, 1972.

7. Кулаковский В. Б. Профилактические испытания и дефекты изоляции крупных электрических машин. М., «Энергия», 1970.

8. Рубинштейн Б. Ш. Влияние производительности и режима работы комбайнов на надежность электродвигателей. — «Горные машины и автоматика», 1971, № 9, с. 50—51.

9. Сковорцов Б. С., Мартынов А. М., Тихомиров А. В. Исследование аварийности электродвигателей конвейерных линий. — «Горные машины и автоматика», 1970, № 5, с. 36—37.

10. Савоськин В. С. Надежность шахтных магнитных пускателей серии ПМВ. — «Известия вузов. Горный журнал», 1967, № 7, с. 144—147.

11. Антонов Ю. П., Кралько В. А. О сопротивлении изоляции эксплуатируемых шахтных магнитных пускателей. — «Безопасность труда в промышленности», 1969, № 7, с. 42—43.

12. Изоляция подземных электроустановок шахт и электробезопасность. М., «Недра», 1966. Авт.: Л. В. Гладили, Б. Г. Меньшов, В. И. Шуцкий и др.

13. Сумин Н. Ф., Коптиков В. П. К вопросу эксплуатационной надежности электродвигателей забойных скребковых конвейеров. — В кн.: Безопасная эксплуатация электромеханического оборудования в шахтах. Макеевка—Донбасс, 1970, с. 35—37.

14. Фишман Х. С. Исследование надежности электродвигателей горных машин. — «Известия вузов. Горный журнал», 1968, № 7, с. 131—134.

15. Эксплуатационная надежность шахтных автоматических выключателей. — «Горные машины и автоматика», 1972, № 5, с. 37—38. Авт.: Б. Н. Ванеев, М. И. Постернак, Я. С. Рима, И. И. Теницкий.

16. Гнеденко Б. В., Беляев Ю. К., Соловьев А. Д. Математические методы в теории надежности. М., «Наука», 1965.

17. Соболев В. Г., Кузьмин Г. С., Головинова С. А. Методика обработки опытных данных на ЭВМ для определения показателей надежности шахтного электрооборудования в условиях неполной информации. — «Вопросы электроснабжения и электропривода», изд. Калининского политехнического института, 1973, № 5.

[2.6.1977]



Быстродействующий прибор ключевого типа— комбинированно выключаемый тиристор

АЯЗЯН Р. Э., БУЛАТОВ О. Г., ГРЕХОВ И. В., ЛАБУНЦОВ В. А.,
ЛИНИЧУК И. А., ОДЫНЬ С. В., ПАЛАМАРЧУК А. И., ШЕНДЕРЕИ С. В.

Москва, Ленинград

Запирание мощных однооперационных тиристоров по аноду в целях постоянного напряжения требует включения в схему вентильного преобразователя громоздких узлов принудительной коммутации. Двухоперационные (полностью управляемые) тиристоры не нуждаются в узлах принудительной коммутации, и потому применение этих тиристоров в вентильных преобразователях улучшает их массогабаритные и энергетические показатели. Однако в связи с целым рядом технологических и конструктивных трудностей, возникающих при создании мощного двухоперационного тиристора, в настоящее время представляется целесообразным компромиссное решение вопроса — сочетание малогабаритного узла принудительной коммутации, который обеспечивает подачу обратного напряжения на тиристор лишь на короткое время (1—3 мкс) и одновременное запирание этого тиристора по цепи управляющего электрода [Л. 1, 2]. Такое выключение будем в дальнейшем называть комбинированным, а тиристор, запираемый по указанному способу, — комбинированно выключаемым тиристором.

Комбинированно выключаемые тиристоры могут быть использованы в преобразовательных устройствах и как основные ключевые элементы, и как вспомогательные — в сочетании с однооперационными тиристорами для коммутации последних [Л. 3, 4]. В последнем случае комбинированно выключаемый тиристор работает в импульсном режиме с большой скважностью.

Способы выключения тиристоров. Наиболее распространенным способом выключения мощного тиристора является приложение к нему обратного напряжения на время, необходимое для рекомбинации носителей заряда в базовых областях. Положительным свойством выключения тиристора путем перемены полярности по указанному способу является однородность процесса запирания по всей площади прибора и относительно небольшая плотность тепловыделения в приборе. При этом время выключения тиристора t_b приближенно определяется соотношением [Л. 5]:

$$t_b = \tau_p \ln \frac{I_a}{I_0},$$

где τ_p — время жизни дырок в широкой n -базе тиристора; I_a — анодный ток; I_0 — ток удержания тиристора во включенном состоянии.

Основным методом снижения времени выключения является уменьшение τ_p . Однако расчет оптимальных статических параметров тиристора [Л. 6] показывает, что для получения малого остаточного напряжения во включенном состоянии при заданном напряжении переключения необходимо иметь строго определенные значения параметров ρ_n , W_n и τ_p (ρ_n , W_n — удельное сопротивление и толщина широкой n -базы соответственно). Так, например, тиристор, рассчитанный на напряжение переключения 1200 В, должен иметь $\rho_n = 30$ Ом·см, $W_n = 150$ мкм и $\tau_p = 1,5 \cdot 10^{-6}$ с при $t = 20^\circ\text{C}$, что соответствует $t_b \approx (12-15)$ мкс при $t = 125^\circ\text{C}$. Уменьшение τ_p ниже расчетного значения приводит к резкому возрастанию остаточного напряжения.

Значительно меньшее время выключения мощного тиристора (2—5 мкс) можно получить, запирая его с помощью отрицательного импульса тока управления, так как данный способ выключения позволяет приложить к тиристорам прямое напряжение раньше, чем закончится процесс рекомбинации плазмы в n -базе [Л. 7, 8]. Регенеративный процесс самовключения при этом не развивается в связи с тем, что эмиттерный n^+p -переход, по p -слою которого осуществляется управление, после прекращения тока через прибор оказывается смещенным в запирающем направлении по всей площади и препятствует инжекции электронов в p -базу в ответ на дырки, поступающие в нее как вследствие разделения коллектором дрейфующей к нему со стороны n -базы не успевшей рекомбинировать плазмы, так и вследствие эффекта du/dt при росте напряжения на коллекторе.

Существенным недостатком метода является неоднородный характер процесса [Л. 9] — включенное состояние сжи-

мается в узкий «шнур» диаметром 0,2–0,7 мм [Л. 10], в котором и осуществляется выключение. Уменьшение тока в «шнуре» сопровождается соответствующим нарастанием напряжения на приборе, поэтому тепловыделение велико и, что особенно важно, очень велика плотность тепловыделения в «шнуре». Такой характер процесса, естественно, сильно ограничивает предельное значение как рабочего тока, так и напряжения; определенное неудобство создает также и то, что запирающий импульс тока управления должен быть довольно большим по амплитуде — порядка $(0,1-0,2)I_a$.

Конструкция тиристора, выключаемого этим методом, существенно отличается от обычной. Ток управления, протекающий вдоль базового слоя, создает падение напряжения, прикладываемое в запирающем направлении к эмиттерному n^+p -переходу. Так как пробой перехода приводит к утечке тока управления, размер эмиттера вдоль направления этого тока должен быть малым и, как правило, эмиттер выполняется из большого числа узких элементов, соединенных параллельно [Л. 8, 11 и др.].

Создание мощного высоковольтного тиристора со временем выключения порядка нескольких микросекунд позволило бы на новом уровне подойти к решению целого ряда задач сильноточной электроники и радиотехники. В этом плане представляет интерес рассмотреть возможность тиристора, в котором были бы объединены достоинства описанных выше способов выключения и устранены их недостатки. Если в тиристоре путем приложения обратного анодного напряжения изменить направление протекающего тока и одновременно сформировать отрицательный импульс тока управления, то процесс прерывания анодного тока происходит равномерно по всей площади прибора и в то же время нет необходимости в поддержании обратного анодного напряжения на тиристоре в течение всего времени рекомбинации плазмы в n -базе.

Комбинированно выключаемый тиристор. Тиристор состоит из нескольких (5—30, в зависимости от требуемой мощности) pnp -ячеек, выполненных обычным методом последовательных диффузий и фотолитографии на пластине монокристаллического кремния, объединенных общими контактами. Основные параметры исследуемых образцов приведены в табл. 1. Измерения проводились на установке, схема которой приведена на рис. 1. Для управления тиристорами данной схемы использовались усиленные импульсы от стандартных генераторов Г5-7А, последовательность которых представлена на рис. 2, а. Для исключения разогрева тиристора прямым током все измерения проводились на импульсах длительностью 100 мкс и частотой 20 Гц. Температура, кроме особо оговариваемых случаев, всюду комнатная.

При подаче импульса отпирающего тока на исследуемый комбинированно выключаемый тиристор T_1 в момент времени t_1 (см. рис. 2) через него и резистор нагрузки R_n начинает протекать ток I_a . Одновременно с включением T_1 подаются импульсы управления на отпирание тиристор T_3 и T_4 . Включение T_3 обеспечивает перезаряд конденсатора C_1 [предварительно заряженного через резистор $R_{доб}$ (180 кОм) до напряжения источника E_a] по контуру $C_1-L-T_3-C_1$. Включение тиристора T_4 обеспечивает заряд конденсатора C_2 до напряжения источника $E_{обр}$.

Подача импульса обратного напряжения на тиристор T_1 производится в момент времени t_2 отпирания тиристора T_5 , имеющего малое время включения. Длительность этого

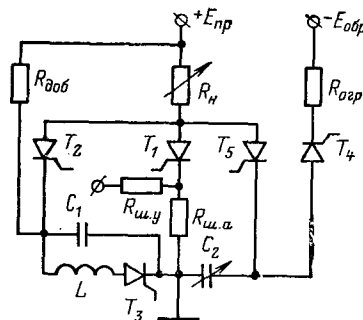


Рис. 1. Принципиальная схема испытательной установки.

Таблица 1

Номер образца	Основной параметр				Рабочая площадь, мм ²
	Число ячеек	Напряжение, В			
		переключе- ния	обратного пробоя	остаточное при плотности тока 140 А/см ²	
134—10	6	1200	1200	5	10
146—1	11	1200	1200	5	18,3
146—2	12	1100	1100	5	20
146—4	15	1400	1400	5	26

импульса определяется выражением $t_{обр} = C_2 R_n \ln [(E_a + E_{обр})/E_a]$. При заданных R_n , E_a и $E_{обр}$ время $t_{обр}$ может регулироваться только с помощью конденсатора C_2 , для чего использовался магазин емкостей. Импульс отрицательного тока управления на тиристор T_1 может подаваться одновременно или с временной задержкой Δt относительно момента подачи на тиристор T_2 обратного напряжения. Контроль анодного и управляющего токов на осциллографе осуществлялся соответственно с шунтов $R_{ш.а}$ и $R_{ш.у}$. Временные диаграммы анодного тока и анодного напряжения, отражающие характерные особенности процесса комбинированного выключения тиристора T_1 , представлены на рис. 2, б, в.

Из рис. 2, в видно, что при отпирании тиристора T_5 разряд конденсатора C_2 по низкоомному контуру $C_2-R_{ш.а}-T_1-T_5-C_2$ приводит к изменению направления анодного тока тиристора T_1 на обратное. Обратный анодный ток комбинированно выключаемого тиристора быстро нарастает и затем начинает спадать; спад сопровождается нарастанием обратного напряжения на тиристоре T_1 , которое достигает максимума при $i_a \approx 0$ в момент t_4 и затем уменьшается с постоянной времени перезаряда конденсатора C_2 . В момент t_5 на тиристоре T_1 вновь появляется прямое напряжение, что приводит к возникновению в нем заметного всплеска анодного тока, связанного, во-первых, с дрейфом к коллектору и разделению на нем оставшегося в n -базе заряда и, во-вторых, емкостным током коллектора, который вызывается нарастанием u_a (эффект du/dt) и сопровождается инжекцией эмиттеров. К моменту t_6 этот всплеск затухает.

В случае принудительного запирающего однооперационного тиристора под схемным временем выключения $t_{обр}$, представляемым узлом коммутации для восстановления непроводящих свойств тиристора, понимается время от момента перехода анодного тока через нуль до момента повторного появления на тиристоре прямого напряжения. Для комбинированно выключаемого тиристора схемное время выключения определялось таким же образом (см. интервал времени $[t_3, t_5]$ на рис. 2, в), хотя нужно отметить, что задний фронт импульса отрицательного тока управления при выключении анодных токов, близких к максимально допустимым, должен формироваться не раньше момента t_6 .

В момент времени t_7 выключается тиристор T_2 и на тиристор T_1 с конденсатора C_1 , перезаряжающего по контуру $+E_{пр}-R_n-T_2-C_1-E_{пр}$ подается импульс обратного напряжения длительностью $t_{заш} = R_n C_1 \ln 2$ для защиты тиристо-

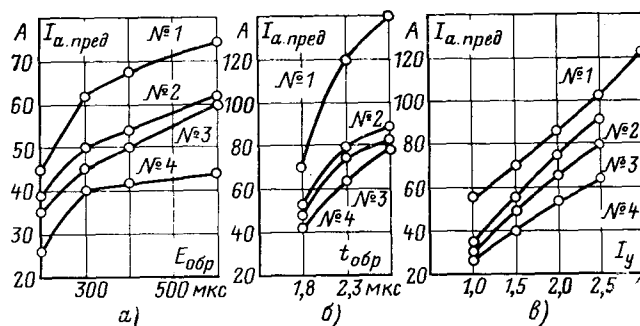


Рис. 3. Зависимость предельного анодного тока $I_{a.пред}$ для четырех комбинированно выключаемых тиристоров: от $E_{обр}$ (а), $t_{обр}$ (б) и от I_y (в) ($E_{пр}=500$ В; $E_{обр}=500$ В; $t_{обр}=1,8$ мкс; $I_y=1,5$ А).

ра T_1 в случае его самовключения (см. пунктирные линии тока i_a и напряжения u_a на рис. 2, б, в). При этом значение емкости C_1 выбирается таким, чтобы длительность $t_{заш}$ была достаточной для уверенного запирающего по аноду тиристора T_1 .

Были установлены зависимости предельного значения анодного тока $I_{a.пред}$, превышение которого приводит к самопроизвольному переключению при повторном приложении прямого напряжения, от следующих параметров: прямого анодного напряжения $E_{пр}$, обратного анодного напряжения $E_{обр}$, схемного времени выключения $t_{обр}$, амплитуды импульса отрицательного тока управления I_y и его длительности t_y , а также от временной задержки Δt .

Увеличение $I_{a.пред}$ с ростом $E_{обр}$, иначе говоря с ростом амплитуды обратного анодного тока (см. рис. 3, а), вообще говоря, не следует из общепринятого подхода к описанию процесса выключения тиристора обратным анодным напряжением [Л. 5]. В рамках этого подхода коэффициент инжекции инвертированного коллектора равен единице, обратный ток не выводит заряд из широкой n -базы, и поэтому $I_{a.пред}$ не должен зависеть от $E_{обр}$. Наличие зависимости свидетельствует, вероятно, о том, что при большой плотности тока коэффициент инжекции инвертированного коллектора существенно меньше единицы, и обратный ток выводит заметное количество заряда из n -базы.

При увеличении времени $t_{обр}$ растет та часть накопленного заряда, которая успевает рекомбинировать к моменту повторного приложения прямого напряжения, и, следовательно, возрастает значение $I_{a.пред}$ при заданном I_y (см. рис. 3, б).

Увеличение $I_{a.пред}$ с ростом I_y (рис. 3, в) является естественным, поскольку с ростом анодного тока увеличивается концентрация плазмы, оставшейся в n -базе к концу действия обратного анодного напряжения, но соответствующее увеличение I_y позволяет вывести этот заряд после разделения его коллектором. Было также установлено, что значение $I_{a.пред}$ слабо изменяется при изменении $E_{пр}$ в диапазоне от 200 до 600 В.

Экспериментальная зависимость $I_{a.пред}(\Delta t)$, представленная на рис. 4 (кривая 1), свидетельствует о том, что отрицательный ток управления как и обратное анодное напряжение существенно влияет на процесс запирающего комбинированно выключаемого тиристора уже в самой начальной его стадии; из экспериментальной зависимости $I_{a.пред}(I_y)$ (кривая 2 на рис. 5) можно заключить, что для эффективного запирающего анодного тока отрицательный импульс управления может быть снят только после окончания всплеска тока анода, возникающего при переходе анодного напряжения через нуль.

На рис. 5 представлены зависимости минимальной амплитуды тока управления I_y и схемного времени выключения $t_{обр}$, требуемых для запирающего заданного анодного тока, от температуры корпуса прибора. Их возрастающий характер можно объяснить тем, что при увеличении температуры структуры оставшийся в толстой n -базе заряд неосновных носителей рекомбинирует медленнее. Поэтому требуется увеличить либо время $t_{обр}$ при постоянной амплитуде I_y , чтобы довести оставшийся в n -базе заряд до прежнего значения, либо при неизменном времени $t_{обр}$ увеличить амплитуду I_y , чтобы отвести через управляющий электрод большее число оставшихся в базах носителей заряда.

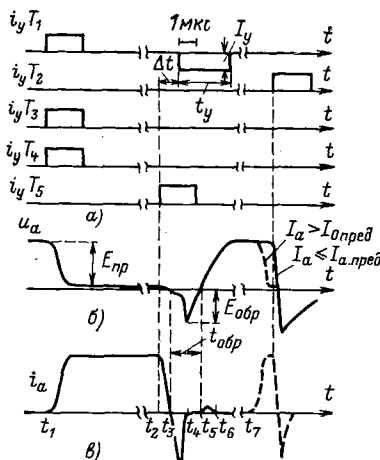


Рис. 2. Временные диаграммы напряжений и токов на элементах схемы испытательной установки.

а — управляющие токи тиристоров; б — анодное напряжение на комбинированно выключаемом тиристоре; в — анодный ток комбинированно выключаемого тиристора.

Таблица 2

Номер образца	Результаты испытаний				
	Ток, А		Время, мкс		Емкость, мкФ
	I_a	I_y	t_y	$t_{обр}$	
146—1	110	3,0	3,0	1,7 (12)	0,6 (3,5)
146—2	160	3,5	3,0	1,7 (14)	0,85 (6,0)
146—4	120	3,0	3,0	1,7 (12)	0,6 (3,5)

Примечание. 1. Для всех образцов $E_{пр} = 560$ В, $E_{обр} = 400$ В. 2. Значения в скобках относятся к запирающему току по анодной цепи ($I_y = 0$).

В табл. 2 представлены результаты испытания трех комбинированно выключаемых тиристоров при некотором фиксированном значении влияющих параметров, обеспечивающих протекание через каждый тиристор анодного тока, превышающего 100 А.

Вывод. Результаты испытаний комбинированно выключаемых тиристоров в целом свидетельствуют о том, что тиристоры, специально сконструированные для работы в режиме комбинированного выключения, могут устойчиво выключать токи 100—150 А за 1,5—2 мкс при рабочем напряжении 500—600 В; выключающий ток управления при этом в 30—40 раз меньше анодного тока и имеет длительность в 3—4 мкс. Современные технологические методы изготовления полупроводниковых приборов позволяют создавать комбинированно выключаемые тиристоры не из 10—15, как в проведенных экспериментах, а из нескольких десятков и даже сотен элементарных ячеек, что даст возможность коммутировать токи в сотни ампер. Рабочее напряжение также, безусловно, может быть значительно повышено.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Rederecht P. S. The development of a gate assisted turn-off thyristor for use in highfrequency applications. — «Internat. J. Electronics», 1974, vol. 36, № 3, p. 399.
2. Булатов О. Г., Одын С. В. Двухоперационные тиристоры с комбинированной коммутацией в режиме больших анодных токов — «ЭП. Преобразовательная техника», 1976, № 7.
3. Каганов И. Л., Булатов О. Г. Сочетание однооперационных тиристоров с двухоперационными в узлах коммутации тока. — «Электричество», 1972, № 11, с. 43.
4. Masayoshi Kumano. Circuitry For Reducing Thyristor Turn-Off Times. Pat. № 3943430 (USA). 1976, March.

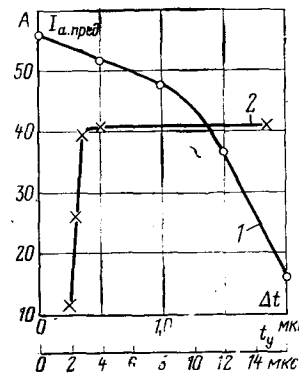


Рис. 4. Зависимость предельного анодного тока комбинированно выключаемого тиристора: от временной задержки импульсного тока управления относительно подачи обратного анодного напряжения Δt (1) и от длительности импульса тока управления t_y (2).

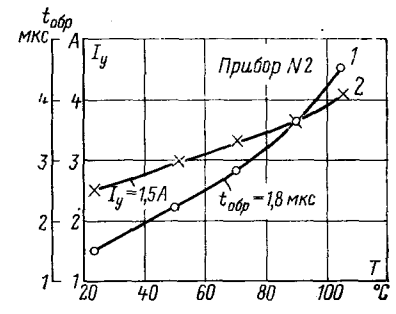


Рис. 5. Температурная зависимость комбинированно выключаемого тиристора от I_y (1) и от схемного времени выключения $t_{обр}$ (2).

5. Кузьмин В. А., Сенаторов К. Я. Четырехслойные полупроводниковые приборы. М., «Энергия», 1967.
6. Расчет оптимальных статистических параметров тиристора. — «Радиотехника и электроника», 1973, т. 18, № 9, 1933. Авт.: В. М. Волле, И. В. Грехов, А. И. Лецин, В. М. Попова.
7. Грехэм. Запираемый переключатель повышает скорость коммутации постоянного тока. — «Электроника» (пер.), 1964, т. 37, № 12, с. 29.
8. High power gate-controlled switch. — «IEEE Trans. El. Dev.», 1970, vol. 17, № 9, p. 706. Aut.: T. C. New, W. D. Flobenrus, T. J. Desmond, D. R. Hamilton.
9. Wolley E. D. Gate turn-off p-n-p-n devices. — «IEEE Trans. El. Dev.», 1966, vol. 13, № 7, p. 590.
10. Исследование процесса выключения р-п-р-п-структуры импульсом тока управления. «ФТП», 1970, т. 4, вып. 1, с. 219. Авт.: Р. Э. Аязян, Э. Ф. Бурцев, И. В. Грехов, И. А. Линийчук.
11. Storm H. F., Clair J. G. St. An involute gate-emitter configuration for thiristors. — «IEEE Trans. El. Dev.», 1974, vol. 21, № 8, p. 520.

[10.3.1977]

УДК 621.382.233.026-5

Новый способ управления мощным транзисторным ключом

Канд. техн. наук УСЫШКИН Е. И., ДАНИЛИН В. А.

Москва

Импульсное регулирование электрических и электромеханических процессов в современных автоматических системах и электроприводах малой мощности осуществляется посредством транзисторных ключей. Основные критерии качества транзисторных ключей могут быть сведены к следующим:

коэффициенты усиления по току и по мощности, определяющие, соответственно, установленную мощность предварительных каскадов и потребление мощности на управление ключом;

потери мощности в ключе, определяющие наряду с экономичностью переключателя его массу и размеры (в частности корпуса транзистора и радиатора);

быстродействие ключа, определяемое для мощных транзисторов временем рассасывания при его выключении; в частности время «рассасывания» определяет максимально реализуемый диапазон регулирования относительной длительности импульсов, т. е. разрешающую способность ключа по частоте переключения.

Традиционный способ управления транзисторным ключом состоит, как известно, в том, что посредством резистора или предварительного транзисторного каскада задается фиксированный ток отпирания базы силового транзистора. Однако такой способ обладает крупными недостатками. В соответствии с этим способом ток базы транзисторного ключа должен быть выбран по условиям необходимости насыщения транзистора в наиболее тяжелом по нагрузке режиме и минимального паспортного значения коэффициента его усиления, причем с учетом его температурной зависимости. Вследствие этих обстоятельств транзисторный ключ во всех режимах кроме экстремального оказывается весьма перенасыщенным, поскольку его коэффициент усиления (для основной массы используемых транзисторов и при работе в диапазоне изменения нагрузок и температур) оказывается значительно выше расчетного, а нагрузка по току в большинстве режимов ниже максимальной расчетной. В свою очередь это обуславливает потребление избыточной мощности (в несколько раз) системой каскадов

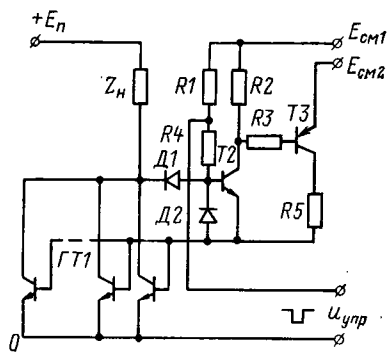


Рис. 1. Схема мощного транзисторного ключа.

предварительного усиления и неоправданный нагрев транзисторов и резисторов этих каскадов. Это также обуславливает увеличение времени «рассасывания» ключа и, как следствие этого, снижение (в несколько раз) диапазона регулирования напряжения.

Такое большое перенасыщение транзисторов приводит к тому, что время «рассасывания» даже для высокочастотного

(например КТ908) транзистора может достигать десятков микросекунд.

Пусть частота коммутации транзисторного ключа выбрана около 20 кГц (что целесообразно для достижения малых габаритов фильтров выходного напряжения, исключения слышимого шума и т. д.), тогда максимальная кратность регулирования напряжения, равная отношению длительности периода коммутации к времени «рассасывания», составит для времени «рассасывания» 10 мкс $\frac{1}{20 \cdot 10^{-3} \cdot 10 \cdot 10^{-6}} = 5$, что практически

в большинстве случаев оказывается недостаточным. Таким образом, частотные возможности транзисторов при обычном способе управления оказываются часто нереализуемыми.

Существующие схемы транзисторных ключей не свободны от существенных недостатков и не решают задачу построения мощного быстродействующего и экономичного транзисторного ключа. Так например, «ненасыщенные ключи» [Л. 1] не нашли применения в преобразовательной технике из-за повышенного падения напряжения на открытом транзисторе, что обуславливает повышенные потери в ключе и необходимость дополнительного теплоотвода. Кроме того, в «ненасыщенных» ключах предварительные каскады усиления должны быть рассчитаны с запасом по мощности.

В ключах с обратной связью по нагрузке обеспечивается достаточно ограниченное насыщение силовых транзисторов и уменьшение мощности предварительных каскадов. Однако существенным недостатком таких ключей является необходимость датчиков тока в цепи нагрузки, что снижает экономичность ключа.

Описанный далее новый способ управления переключающим транзистором свободен от указанных недостатков, что обеспечивает существенное улучшение свойств транзисторных ключей и расширение области их применения.

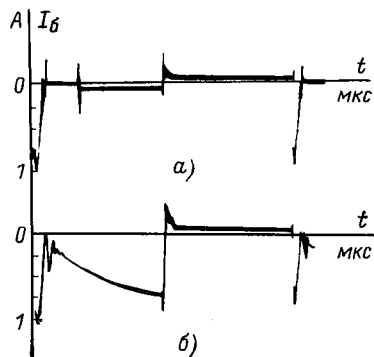


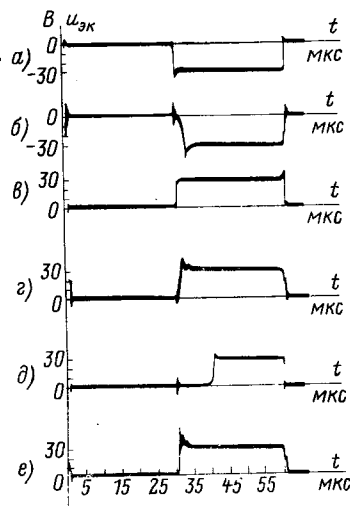
Рис. 2. Осциллограммы работы мощного транзисторного ключа. Ток базы оконечного транзистора (группы транзисторов).

а — при малом токе нагрузки; б — при большом токе нагрузки, имеющей активно индуктивный характер.

Идея нового способа основана на том, что выходной величиной открытого транзистора, используемого в режиме переключения, является значение напряжения смещения на его коллекторном переходе, а не ток коллектора, как это характерно для линейного режима [Л. 2]. Управление ключом осуществляется от транзисторного каскада, выполняющего функ-

Рис. 3. Напряжения коллектор — эмиттер мощных транзисторных ключей в различных режимах работы.

а — ключ ГТ806 в режиме холостого хода; б — при переключаемом токе 10 А; в — ключ КТ908 в режиме холостого хода; г — при переключаемом токе 10 А; д — в режиме холостого хода при обычном способе включения и токе базы, рассчитанном на переключение тока нагрузки 10 А; е — при обычном способе включения и токе нагрузки 10 А.



ции низковольтного стабилизатора смещения на коллекторном переходе силового транзисторного ключа.

Вариант схемы такого транзисторного каскада представлен на рис. 1. В ней предварительный каскад, управляющий силовым ключом, представляет собой так называемую схему компенсационного стабилизатора низковольтного напряжения со схемой сравнения обратного включения [Л. 3]. В данной схеме в качестве опорного напряжения используется прямое падение напряжения на диоде Д1. Сравнение этих напряжений, опорного и напряжения «коллектор — база» транзисторной группы ГТ1 происходит на эмиттерно-базовом переходе транзистора Т2. Управление ключом осуществляется подачей запирающего импульса на базу транзистора Т2 и через диод Д2 на базу транзисторной группы ГТ1. Как показано в [Л. 4], в таком каскаде стабилизации осуществляется взаимная термомокомпенсация нестабильности параметров его элементов.

При небольших токах нагрузки транзисторы Т2 и Т3 практически закрыты и ток базы транзисторной группы ГТ1 мал (рис. 2, а). При увеличении тока нагрузки напряжение «коллектор — база» транзисторной группы ГТ1 имеет тенденцию к понижению, что приводит к увеличению тока базы транзисторной группы ГТ1 (рис. 2, б). Таким образом, ток базы силового транзистора меняется соответственно току его нагрузки, так что степень насыщения транзистора остается на неизменном уровне. (На осциллограммах рис. 2 можно заметить явление форсировки базового тока при отпирании транзисторов, что приводит к добавочному сокращению времени фронта импульса).

На рис. 3 представлены осциллограммы коллекторного напряжения транзисторных ключей в различных режимах их работы при коэффициенте насыщения силовых транзисторов, равном 1,2. Из осциллограмм видно, что время рассасывания для среднечастотных транзисторов (ГТ806) (рис. 3, а, б) не превышает 4 мкс во всем диапазоне изменения нагрузки, а для более частотных транзисторов (КТ908) — не более 1,5 мкс (рис. 3, в, г). Для сравнения на рис. 3, д, е даны осциллограммы работы насыщенного ключа на высокочастотном транзисторе (КТ908), выполненного по традиционному способу фиксирования тока базы. Время рассасывания при выключении транзистора достигает 12 мкс.

Таким образом, новый способ управления в несколько раз повышает экономичность управления и частотные свойства транзисторных переключателей. При разработке силовых ключей, управляемых описанным способом, во многих случаях возможно отказаться от теплоотсеивающих радиаторов; хорошие экономические показатели создают предпосылку для разработки высокочастотных миниатюрных силовых каскадов на базе интегральной технологии.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Кононов Б. Н. Применение нелинейной обратной связи для устранения насыщения полупроводниковых триодов в импульсных схемах. — «Радиотехника и электроника», 1957, № 10.
2. Усышкин Е. И., Данилин В. А. Транзисторный ключ, А. С. № 505128 (СССР). Оpubл. в бюл. — «Открытие. Изобретения. Пром. образцы. Товарные знаки», 1976, № 8.
3. Источники электропитания на полупроводниковых приборах. Под ред. С. Д. Дедика, «Советское радио», 1969.

[13.4.1977]

Применение комплексных индуктивных связей для расчета параметров индуктора с нелинейной загрузкой

КАРПЕНКОВА О. И., ПАВЛОВ Н. А.

Ленинград

Для расчета электрических характеристик цилиндрических индукторов широко используется метод индуктивно связанных контуров, основанный на замене нагреваемого тела пространственным распределением короткозамкнутых контуров, совпадающих с трубками тока [Л. 1]. Из уравнений Кирхгофа, записанных для каждого контура и обмотки индуктора, формируется система алгебраических уравнений относительно токов в индукторе и во всех взятых контурах.

Точность расчета тем выше, чем меньше размеры сечения трубок тока. Практически приемлемая точность расчета достигается при выделении пяти-шести трубок на глубине проникновения тока в металл, что для реальных конструкций индукционных нагревателей приводит к необходимости решать систему из нескольких десятков и даже сотен уравнений. Решение такой системы требует больших затрат машинного времени.

Порядок системы уравнений уменьшается в несколько раз при любой степени проявления поверхностного эффекта, если использовать комплексные коэффициенты индуктивных связей, вычисляемые для тех участков загрузки индуктора, где заранее известно распределение по радиусу плотности вихревых токов. И что особенно важно, комплексные индуктивные связи позволяют выполнить расчет индуктора с нелинейной загрузкой, так как при вычислении коэффициентов индуктивной связи можно учесть и намагниченность материала загрузки.

Если применить расчетный прием, основанный на формальной замене вектора намагничивания эквивалентными молекулярными токами, то индуктор с нагреваемым телом можно представить в виде пространственного распределения токов, протекающих в среде с $\mu = \mu_0$ [Л. 2]. Тогда векторный потенциал в любой точке пространства

$$\vec{A} = \frac{\mu_0}{4\pi} \left[\frac{i\omega}{a_n} \int_{S_n} \frac{dz_n d\vec{l}_n}{R_0} + \int_V \frac{\vec{\delta}_0}{R_0} dV + \int_{S_T} \frac{\vec{\delta}_n}{R_0} dS_T \right], \quad (1)$$

где $\vec{\delta}_0 = \vec{\delta} + \vec{\delta}_{\text{мол}}$ — плотность суммарного тока в объеме загрузки V ; $\vec{\delta}$ — плотность вихревых токов; $\vec{\delta}_{\text{мол}} = \text{rot } \vec{J}/\mu_0$; $\vec{\delta}_n = \text{Rot } \vec{J}/\mu_0 = [\vec{J}, \vec{n}]/\mu_0$ — объемная и поверхностная плотности молекулярных токов; \vec{J} , \vec{J}_T — вектор намагничивания и его значение на поверхности S_T , где существует настил молекулярного тока; \vec{n} — орт внешней нормали; R_0 — расстояние от элемента тока до точки наблюдения; I — ток индуктора; ω — число витков; a_n — длина индуктора; S_n — внутренняя поверхность индуктора; z — осевая координата; $d\vec{l}_n$ — элемент длины провода индуктора.

В начале нагрева, когда загрузка индуктора ферромагнитна, поверхность S_T совпадает с поверхностью загрузки, а в промежуточном режиме нагрева положение S_T определяется изотермой температуры магнитных превращений. В горячем режиме нагрева $\vec{J} = 0$ и молекулярные токи отсутствуют.

Загрузка нагревателя периодического действия последовательно проходит все три режима нагрева, и эквивалентные параметры индуктора соответственно изменяются с ростом температуры. У нагревателя непрерывного действия, внутри которого заготовки перемещаются вдоль продольной оси, эти три режима нагрева существуют в отдельных зонах, границы между которыми находятся из теплового расчета. Каждая зона характеризуется своим законом распределения плотности токов, чем и достигается учет зависимости параметров индуктора от распределения температуры по радиусу и длине нагреваемого столба заготовок.

Рассмотрим наиболее общий случай расчета нагревателя непрерывного действия, загрузка которого всегда нелинейна и неоднородна по длине.

Разделим загрузку на n_0 участков, как это показано на рисунке. Из них $n_0^{(1)}$ участков попадает в зону холодного ре-

жима, $n_0^{(2)}$ — промежуточного, а последняя группа из $n_0^{(3)}$ участков, находящихся у выхода из нагревателя, — в зону горячего режима нагрева. Очевидно, что $n_0 = \sum_{i=1}^3 n_0^{(i)}$. Никакого

дополнительного разбиения участков загрузки по радиусу в данном методе расчета не требуется.

Если в пределах каждого участка загрузки считать магнитное поле чисто аксиальным, то распределение токов по радиусу заготовки можно найти с помощью известных решений одномерных электромагнитных задач для ферромагнитной и двухслойной сред, и для цилиндра из немагнитного материала [Л. 3 и 4]. Радиальная составляющая напряженности магнитного поля заметно отличается от нуля только у торцевых участков загрузки индуктора и поэтому не оказывает заметного влияния на параметры нагревателей для сквозного нагрева, длина которых более чем в 10 раз может превосходить диаметр.

Обобщая результаты решений одномерных задач, запишем для k -го участка загрузки:

$$\vec{\delta}_{0k} = \vec{H}_{ek} F_k^{(i)}(r); \quad \vec{\delta}_{nk} = \vec{H}_{ek} Q_k^{(i)}(r_{Tk}), \quad (2)$$

$$i = 1, 2, 3; \quad k = 1, 2, \dots, n_0,$$

где \vec{H}_{ek} — напряженность магнитного поля у поверхности загрузки; r — радиальная координата ($0 \leq r \leq R$, см. рисунок); r_{Tk} — радиус поверхности, где есть настил связанного тока.

Для участка загрузки из зоны холодного режима

$$F_k^{(1)}(r) = \begin{cases} \frac{j V \sqrt{2} \mu_{ek}}{1,46 \Delta_{ek}} \left(1 - \frac{R-r}{1,46 \Delta_{ek}} \right)^{-1+j V \sqrt{2}} \\ \text{при } (R - 1,46 \Delta_{ek}) < r \leq R; \\ 0 \text{ при } 0 < r < (R - 1,46 \Delta_{ek}); \end{cases} \quad (3)$$

$$Q_k^{(1)}(r_{Tk}) = \begin{cases} \mu_{ek} - 1 & \text{при } r_{Tk} = R; \\ 0 & \text{при } r_{Tk} \neq R, \end{cases} \quad (4)$$

где $\Delta_{ek} = 1/\sqrt{\pi f \mu_0 \mu_{ek} \gamma_k}$ — глубина проникновения тока в магнетик; μ_{ek} — относительная магнитная проницаемость поверхности участка загрузки; γ_k — удельная электропроводимость; f — частота тока.

Если k -й участок загрузки входит в зону промежуточного режима, то

$$F_k^{(2)}(r) = \begin{cases} \frac{\alpha_k (1 + \sqrt{\mu_{xk}})}{2N_k} [e^{\alpha_k (r+x_k-R)} - s_k e^{-\alpha_k (r+x_k-R)}] \\ \text{при } R - x_k < r \leq R; \\ \frac{\mu_{xk} \alpha_{xk}}{N_k} e^{-\alpha_{xk} (R-r-x_k)}, \\ \text{при } 0 \leq r \leq R - x_k; \end{cases} \quad (5)$$

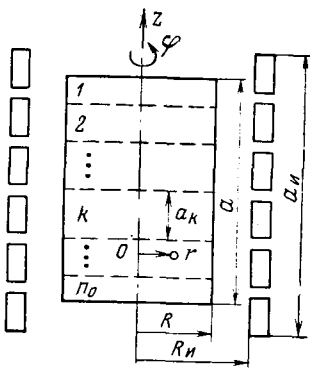
$$Q_k^{(2)}(r_{Tk}) = \begin{cases} \frac{\mu_{xk} - 1}{N_k} & \text{при } r_{Tk} = R - x_k; \\ 0 & \text{при } r_{Tk} \neq R - x_k, \end{cases} \quad (6)$$

где $s_k = (1 - \sqrt{\mu_{xk}})/(1 + \sqrt{\mu_{xk}})$; $\alpha_k = \sqrt{j \omega \mu_0 \gamma_k}$; $\alpha_{xk} = \alpha_k \sqrt{\mu_{xk}}$;

x_k — глубина слоя металла, прогретого выше температуры магнитных превращений; μ_{xk} — относительная магнитная проницаемость сердцевины загрузки в промежуточном режиме нагрева.

На глубине x_k напряженность магнитного поля \vec{H}_{xk} характеризуется коэффициентом ослабления

$$N_k = \vec{H}_{ek} / \vec{H}_{xk} = \frac{1}{2} (1 + \sqrt{\mu_{xk}}) / (e^{\alpha_k x_k} + s_k e^{-\alpha_k x_k}). \quad (7)$$



Цилиндрический индуктор с нагрузкой (основные размеры и система координат).

— сопротивления единичных квадратов поверхности индуктора и загрузки во всех трех режимах нагрева [индекс v в последних формулах означает принадлежность соответствующих величин к v -му участку загрузки, т. е. то же самое, что индекс k в формулах (2)–(9)].

Формулы общего вида (11) удобны для расчета коэффициентов индуктивной связи участков загрузки, находящихся в зонах промежуточного и горячего режимов нагрева ($i = 2; 3$), так как функции $F_k^{(2)}(r)$ и $F_k^{(3)}(r)$ всюду ограничены.

Функция $F_k^{(1)}(r)$ имеет особенность при $r = R - 1,46\Delta_{ek}$, и интегралы (11) при $i=1$ нуждаются в улучшении сходимости. Комплексные коэффициенты индуктивных связей для магнитных участков загрузки индуктора рассчитываются по формулам:

$$\left. \begin{aligned} M_{nk}^{(1)} &= M_{nk}(R) + \mu_{ek} \int_0^{2\pi} e^{-iy_k} \frac{\partial M_{nk}(y_k)}{\partial y_k} dy_k; \\ M_{vk}^{(1)} &= M_{vk}(R) + \mu_{ek} \int_0^{2\pi} e^{-iy_k} \frac{\partial M_{vk}(y_k)}{\partial y_k} dy_k; \end{aligned} \right\} \quad (12)$$

где

$$y_k = -V\sqrt{2} \ln \left(1 - \frac{R-r}{1,46\Delta_{ek}} \right).$$

Для зоны горячего режима нагрева

$$F_k^{(3)}(r) = \frac{m_k (\text{ber}' m'_k + j \text{bei}' m'_k)}{R (\text{ber } m_k + j \text{bei } m_k)}, \quad (8)$$

$$Q_k^{(3)}(r_{\tau k}) = 0 \text{ при любых } r_{\tau k}, \quad (9)$$

где $m_k = V\sqrt{2}R/\Delta_k$; $m'_k = V\sqrt{2}r/\Delta_k$; $\Delta_k = 1/V\pi f \mu_0 \gamma_k$ — глубина проникновения тока в немагнитный металл; $\text{ber } m$, $\text{bei } m$, $\text{ber}' m$, $\text{bei}' m$ — функции Кельвина и их первые производные.

Подставляя выражение для векторного потенциала (1) и формулы (2) в уравнение равновесия напряжения для индуктора ($I_n = 2\pi R_n w$)

$$\dot{U} = I Z_{\text{м.н}} + j\omega \oint_{l_n} \vec{A} d\vec{l}_n$$

и v -го контура поверхности загрузки ($I_v = 2\pi R$)

$$0 = a_v H_{ev} Z_{mv}^{(i)} - j\omega \oint_{l_v} \vec{A} d\vec{l}_v,$$

$$v = 1, 2, \dots, n_0$$

получаем после вычислений кратных интегралов систему из (n_0+1) алгебраических уравнений:

$$\left. \begin{aligned} \dot{U} &= (Z_{\text{м.н}} + j\omega L_n) I - j\omega \sum_{k=1}^{n_0} a_k H_{ek} M_{nk}^{(i)}; \\ 0 &= -j\omega M_{vn} I + a_v H_{ev} Z_{mv}^{(i)} + j\omega \sum_{k=1}^{n_0} a_k H_{ek} M_{vk}^{(i)}, \end{aligned} \right\} \quad (10)$$

$$v = 1, 2, \dots, n_0.$$

В эту систему входят комплексные коэффициенты индуктивных связей

$$\left. \begin{aligned} M_{nk}^{(i)} &= \int_0^R F_k^{(i)}(r) M_{nk}(r) dr - Q_k^{(i)}(r_{\tau k}) M_{nk}(r_{\tau k}); \\ M_{vk}^{(i)} &= \int_0^R F_k^{(i)}(r) M_{vk}(r) dr - Q_k^{(i)}(r_{\tau k}) M_{vk}(r_{\tau k}). \end{aligned} \right\} \quad (11)$$

Здесь $M_{nk}(r)$, $M_{vk}(r)$ — взаимные индуктивности соленоида длиной a_k и радиусом r , принадлежащего k -му участку загрузки, с обмоткой индуктора и с соленоидом, образующим поверхность v -го участка, т. е. имеющим длину a_v и радиус R ; L_n — индуктивность пустого индуктора; M_{vn} — взаимная индуктивность соленоида, образующего поверхность v -го участка, и обмотки индуктора; $Z_{\text{м.н}} = 2\pi R_n w^2 z_{0n} / a_n$; $Z_{mv}^{(i)} = 2\pi R z_{0v}^{(i)} / a_v$ — собственные сопротивления обмотки индуктора и v -го участка загрузки; $z_{0n} = (1+j)\gamma_n \Delta_n$; $z_{0v}^{(1)} = (1,37 + j0,97)/\gamma_v \Delta_v$; $z_{0v}^{(2)} = a_v (e^{\alpha_v x_v} - s_v e^{-\alpha_v x_v}) / \gamma_v (e^{\alpha_v x_v} + s_v e^{-\alpha_v x_v})$; $z_{0v}^{(3)} = m_v (\text{ber}' m_v + j \text{bei}' m_v) / \gamma_v R (\text{ber } m_v + j \text{bei } m_v)$

При решении системы уравнений (10) приходится пользоваться итерацией, так как система нелинейна. В начале расчета следует задаться постоянными значениями $\mu_e = 50$ и $\mu_x = 25$ для всех участков в зонах холодного и промежуточного режимов нагрева.

Далее с помощью соотношений (5)–(9) находим коэффициенты индуктивных связей (12) при $i=1$ и (11) при $i=2; 3$. При этом можно пользоваться любыми квадратурными формулами для вычисления определенных интегралов.

После определения напряженностей поля H_{ek} из системы (10) и H_{vk} по формуле (7), находим μ_{ek} и μ_{xk} по кривой намагничивания. Для углеродистых сталей в области сильных магнитных полей удобно использовать эмпирическое соотношение $\mu = 7960 H^{-0,89}$, где напряженность поля измеряется в А/см. Затем расчет повторяется. Общее число таких итераций обычно не превышает трех-четырех при заданной погрешности расчета 3%.

В результате находим эквивалентное сопротивление индуктора $Z_g = \dot{U}/I$ и распределение поверхностной плотности мощности $p_{0k} = \text{Re} [H_{ek}^2 z_{0k}^{(i)}]$ вдоль столба заготовок, что необходимо для теплового расчета и проектирования нагревателя.

Экспериментальная проверка методики расчета, выполненная путем сравнения расчетных данных с результатами измерений режимов работы кузнечных нагревателей серии КИН, показала, что уже при $n_0^{(1)} = n_0^{(2)} = n_0^{(3)} = 1$ погрешность расчета эквивалентных сопротивлений индуктора не превышает 15%.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Тозони О. В. Расчет электромагнитных полей на вычислительных машинах. Киев, «Техника», 1967, 252 с.
2. Карпенкова О. И., Павлов Н. А. Метод анализа электромагнитного поля при индукционном нагреве заготовок из ферромагнитного материала. — «Изв. ЭТИ им. В. И. Ульянова (Ленина)», 1973, вып. 114, с. 63–72.
3. Нейман Л. Р. Поверхностный эффект в ферромагнитных телах. Л., Госэнергоиздат, 1949. 190 с.
4. Слухоцкий А. Е., Рыскин С. Е. Индукторы для индукционного нагрева. Л., «Энергия», 1974. 264 с.

[9.4.1976]

Электрическая емкость тела человека в статическом и динамическом состояниях

Кандидаты техн. наук МИНЕЕВ А. Н., ЖУРАВЛЕВ В. С.

Ярославский политехнический институт

Известно, что процессы производства, переработки и эксплуатации различных диэлектрических материалов сопровождаются возникновением и накоплением на них электростатических зарядов [Л. 1]. При этом очень часто от наэлектризованных материалов контактным или индуктивным путем могут заряжаться люди, если они за счет обуви и покрытия пола изолированы от земли. Касаясь различных заземленных элементов человек — носитель электростатического заряда получает довольно ощутимый электрический удар, а возникающая при этом искра может служить источником воспламенения (при наличии взрывоопасной среды). Электрические разряды с тела человека также часто выводят из строя полупроводниковые приборы, интегральные схемы, вызывают помехи в работе ЭВМ [Л. 2].

При этом энергия искрового разряда (W) будет определяться электрической емкостью человека ($C_{\text{чел}}$) и значением потенциала его тела ($V_{\text{чел}}$) относительно «земли» $W = 0,5 C_{\text{чел}} V_{\text{чел}}^2$. Поэтому знание емкости тела человека представляет вполне определенный практический интерес.

В литературе приводятся для статического состояния человека (стоя) данные измерений емкости тела и обуви, установленные в пределах $(50+1600) \cdot 10^{-12}$ Ф [Л. 3, 4]. Однако эти величины, с одной стороны, вызывают сомнение по значению, например $1600 \cdot 10^{-12}$, а с другой, не дают представления о влиянии на емкость комплекции человека в сочетании с размером и видом обуви на изолирующих и проводящих покрытиях пола, окружающего оборудования, а также динамического состояния (ходьба, бег).

В настоящей статье приведены расчетные значения полной и частичных емкостей тела человека на проводящих и изолирующих покрытиях пола в статическом и динамическом состояниях и сравнение их с экспериментальными данными.

Согласно рис. 1 определение емкости $C_{0,п}$ и $C_{п}$ с достаточной степенью точности можно произвести приняв тело человека равным эквивалентному проводящему цилиндру радиусом R и высотой L . В экспериментальных значениях по [Л. 5] принято $L=1,2-2,0$ м, а $R=0,15-0,2$ м. Вычисление емкостей произведено по известным формулам [Л. 6]:

$$C_{0,п} = \frac{2\pi\epsilon_0 L}{\ln \frac{2M}{R} - 2,303 D_1}; \quad (1)$$

$$C_{п} = \frac{2\pi\epsilon_0 L}{\ln \frac{L}{R} - 2,303 D_2}; \quad (2)$$

где $\epsilon_0 = 8,86 \cdot 10^{-12}$ Ф/м — электрическая постоянная; M — расстояние от геометрической оси цилиндра до параллельной проводящей плоскости, например металлической стенки оборудования или ограждения, м; D_1 — коэффициент, зависящий от соотношения роста человека L и значения M ; D_2 — коэффициент, зависящий от соотношения роста человека L и высоты нахождения опорной поверхности стоп ног над проводящим полом $H = \Sigma H_{п}$, где $H_{п}$ — толщина детали низа обуви (подошвы, протилки, стельки).

Коэффициенты D_1 и D_2 согласно [Л. 6] определены по формулам:

$$\text{при } \frac{L}{2M} > 1$$

$$D_1 = \frac{\frac{2M}{L} - \left[\sqrt{1 + \left(\frac{2M}{L}\right)^2} - 1 \right]}{2,303} + \lg \frac{1 + \sqrt{1 + \left(\frac{2M}{L}\right)^2}}{2}; \quad (3)$$

$$\text{при } \frac{L}{2M} \leq 1$$

$$D_1 = \frac{0,307 - \frac{2M}{L} \left[\sqrt{1 + \left(\frac{L}{2M}\right)^2} - 1 \right]}{2,303} + \lg \frac{\frac{L}{2M} + \sqrt{1 + \left(\frac{L}{2M}\right)^2}}{\frac{L}{2M}}; \quad (4)$$

$$\text{при } H \leq L$$

$$D_2 = 0,434 + \frac{H}{L} \lg \left(\frac{4H}{L} \right) + \left(1 + \frac{H}{L} \right) \lg \left(1 + \frac{H}{L} \right) - \left(1 + \frac{2H}{L} \right) \lg \left(1 + \frac{2H}{L} \right). \quad (5)$$

Вычисленные значения коэффициентов D_1 и D_2 для принятых условий расчета $C_{0,п}$ и $C_{п}$ и выбранных M и H даны в таблице. Для случая бесконечного удаления человека от проводящей стенки и покрытия пола («уединенный цилиндр» при $M=H=\infty$) суммарная емкость $C_{0,п}$ и $C_{п}$ согласно [Л. 6] вычислена по видоизмененной формуле (2):

$$C_{0,п} + C_{п} = \frac{4\pi\epsilon_0 L}{\ln \frac{L}{R} - 0,307}. \quad (6)$$

Образование емкости человека за счет обуви C_{01} и C_{02} показано на схеме рис. 2. При установлении величины емкости C_{01} и C_{02} по рис. 2 приняты следующие допущения:

опорная поверхность стопы ноги параллельна поверхности пола и удалена от него на расстояние, равное толщине низа обуви (без каблука);

поверхность активной пластины конденсатора — стопы ноги, принята равной прямоугольнику, эквивалентному по площади стельке обуви;

емкости обуви правой и левой ноги равны.

С учетом принятых допущений (увеличивающих значение емкости) согласно схеме рис. 2 вычисление емкости C_{01} и C_{02} произведено по известной формуле для конденсатора со слоистым диэлектриком:

$$C_{01} = C_{02} = \epsilon_0 \frac{S_{01}}{\frac{H_1}{\epsilon_1} + \frac{H_2}{\epsilon_2} + \frac{H_3}{\epsilon_3}}, \quad (7)$$

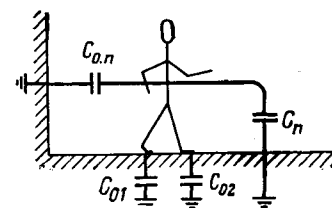
где S_{01} — площадь поверхности стопы ноги в обуви, м²; $\epsilon_1 = 2,86$ — диэлектрическая проницаемость для кожи при влажности 14,1% [Л. 7]; $\epsilon_2 = 5,0$ — диэлектрическая проницаемость для картона [Л. 8]; $\epsilon_3 = 3,5$ — диэлектрическая проницаемость для резины (среднее значение) [Л. 9].

При вычислении C_{01} и C_{02} за расчетные параметры обуви (согласно ГОСТ 1135-68 и ГОСТ 179-61) приняты:

для размера обуви 21,5: $S_{01} = 1,25 \cdot 10^{-2}$ м²; $H_1 = 2,6 \times 10^{-3}$ м (кожа); $H_2 = 3,0 \cdot 10^{-3}$ м (протилочный картон); $H_3 = 3,8 \cdot 10^{-3}$ м (кожа);

Рис. 1. Частичные электрические емкости тела человека по отношению к «земле».

$C_{0,п}$ — емкость между телом и окружающими (проводящими) предметами, Ф; $C_{п}$ — емкость между телом и проводящим покрытием пола, Ф; C_{01} и C_{02} — емкости правой и левой половины обуви на проводящем покрытии пола, Ф.



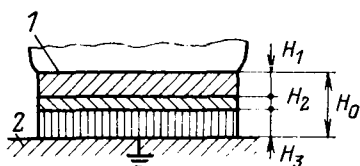


Рис. 2. Принципиальная электрическая схема конденсатора со слоистым диэлектриком, эквивалентная обуви.

1 — опорная поверхность стопы ноги; 2 — проводящее покрытие пола; H_1 ; H_2 ; H_3 — толщины материала стельки, простилки, подошвы, м.

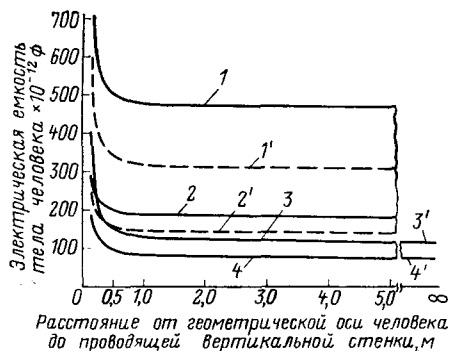


Рис. 3. Электрическая емкость тела человека на проводящих и изолирующих покрытиях пола в зависимости от расстояния до проводящей стенки.

1, 1', 3, 3' — емкость тела человека при росте 2 м и размере обуви 30,5; 2, 2', 4, 4' — при росте 1,2 м и размере обуви 21,5; 1, 2 — статическое (стоя) состояние на проводящем полу; 1', 2' — динамическое (ходьба, бег) состояние на проводящем полу (нижний предел); 3, 4 — статическое и динамическое состояния на изолирующем полу; 3', 4' — статическое и динамическое состояния при бесконечном удалении от проводящих стенок и покрытия пола.

для размера обуви 30,5: $S_{01}=2,5 \cdot 10^{-2}$ м²; $H_1=1,4 \cdot 10^{-3}$ м (обувной картон); $H_2=1,8 \cdot 10^{-3}$ м (простилочный картон); $H_3=2,4 \cdot 10^{-3}$ м (резина монолитная).

Вычисленная по (7) и принятым расчетным значениям емкость полупары обуви $C_{01}=C_{02}$ составляет для размера 21,5 $40 \cdot 10^{-12}$ Ф и размера 30,5 $160 \cdot 10^{-12}$ Ф.

Полная емкость тела человека равна сумме частичных емкостей, при этом на проводящих покрытиях пола $C_{\text{чел}} = C_{0.п} + C_{\pi} + C_{01} + C_{02}$, а на изолирующих $C_{\text{чел}} = C_{0.п} + C_{\pi}$. Полученные значения полной емкости $C_{\text{чел}}$ на основе вычисленных по (1), (2), (6), (7) частичных емкостей приведены на графике рис. 3.

Как видно из графика (рис. 3), для человека различной (предельной) комплекции (рост 2,0 и 1,2 м при размере обуви соответственно 30,5 и 21,5) и в случае максимальной емкости за счет обуви полная емкость тела в статическом состоянии на расстоянии более 2 м от проводящей стенки оборудования относительно постоянна и равна $(80-120) \cdot 10^{-12}$ Ф на изолирующих и $(180-470) \cdot 10^{-12}$ Ф на проводящих покрытиях пола.

При нахождении человека вблизи у проводящей стенки (0,2 м) емкость соответственно возрастает до $(140-280) \cdot 10^{-12}$ Ф и $(240-630) \cdot 10^{-12}$ Ф; очевидно, что дальнейшее приближение к стенке (без касания) может еще более увеличивать значения емкости. Однако для преобладающих производственных условий за расчетные значения емкости тела че-

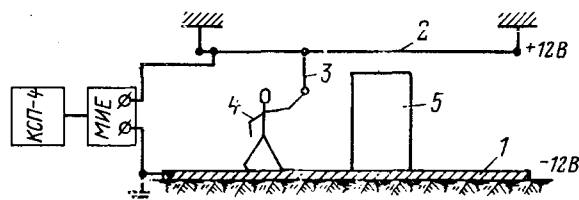


Рис. 4. Принципиальная схема измерения электрической емкости тела человека в статическом и динамическом состоянии.

1 — металлический лист; 2 — контактный провод; 3 — проводящий спуск со скользящим контактом; 4 — человек — объект измерения; 5 — металлическая стенка шкафа управления вулканизационного прессы.

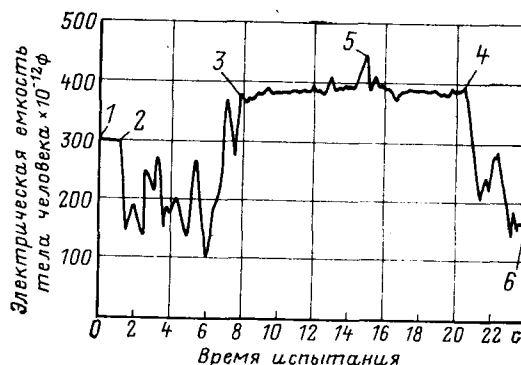


Рис. 5. Электрическая емкость тела человека у вулканизационных прессов резино-технического производства по данным измерений.

1—2 — человек стоит на расстоянии 2,5 м от прессов; 2—3 — подходит к прессам и заходит между ними в промежуток шириной 1 м; 3—4 — стоит у прессов; 5 — момент приближения пальца руки к прессу; 4—6 — отходит от прессов.

ловека в статическом состоянии по-видимому достаточно принять $(80-600) \cdot 10^{-12}$ Ф.

В динамическом состоянии человека (ходьба, бег) емкость тела относительно окружающих проводящих предметов при удалении более 2 м будет согласно (рис. 3) практически постоянной, т. е. $C_{0.п} \approx \text{const}$. Емкость по отношению к покрытиям пола (проводящему или изолирующему) с некоторым допущением (считая L и H неизменными) может быть также принята постоянной, т. е. $C_{\pi} \approx \text{const}$. Поэтому возможное изменение емкости тела будет происходить только на проводящих покрытиях пола за счет обуви при чередовании опоры на одну или две ноги. Исходя из этого, емкость тела при ходьбе или беге в сравнении со статическим состоянием должна уменьшаться на значение, равное в пределе емкости полупары обуви, т. е. на $(40-160) \cdot 10^{-12}$ Ф. На изолирующих покрытиях пола изменение емкости тела в динамическом состоянии практически отсутствует (рис. 3).

Экспериментальное значение полной емкости человека в статическом и динамическом состоянии было получено по методу количественной оценки с помощью изготовленного мультивибраторного измерителя емкости (МИЕ) [Л. 10] и с использованием предложенной нами схемы измерения работающей при напряжении 12 В (рис. 4); МИЕ имеет линейную характеристику шкалы и позволяет производить индикацию измеренных значений. [В изготовлении МИЕ и эксперименте принимал участие В. А. Красавин.]

Согласно схеме рис. 4 электрическую емкость тела человека (рост 1,7 м, обувь на резиновой подошве — полуботинки 25,5 размера) определяли на участке вулканизационных прессов резино-технического производства, где бетонный пол был покрыт металлическим листом. Результаты измерений приведены на рис. 5.

Из рис. 5 видно, что на проводящем полу и на расстоянии 2,5 м от прессов человек средней комплекции и обуви обладает емкостью $300 \cdot 10^{-12}$ Ф. При ходьбе происходит снижение и периодическое изменение значения емкости в пределах $(100-250) \cdot 10^{-12}$ Ф. Приближение человека к оборудованию, в нашем случае проход между вулканизационными прессами шириной 1 м увеличивает емкость неподвижного тела до $400 \cdot 10^{-12}$ Ф, а при приближении пальца руки к прессу (без

Рост человека L , м	Значения коэффициентов								
	D_1 при M , м								D_2 при H , м
	0,15	0,2	0,4	0,5	0,8	1,0	2,0	5,0	$4,8 \times 10^{-3}$
1,2	0,102	0,133	0,244	0,294	0,414	0,482	0,721	1,073	0,425
2,0	0,038	0,082	0,157	0,191	0,283	0,336	0,541	0,874	0,428

Примечание. Значение H равно экстремальным значениям толщины ни за обуви (без каблука).

касания до $430 \cdot 10^{-12}$ Ф. Последующий отход человека от прессов снова уменьшает емкость до прежних значений. Все полученные экспериментальные значения емкости для человека средней комплекции не выходят за пределы расчетных экстремальных значений.

Таким образом, расчетным путем установлено влияние на электрическую емкость человека его комплекции, расстояния до оборудования, размера и толщины материала низа обуви, проводящего или изолирующего покрытия пола, а также статического и динамического состояния тела.

За счет суммирования частичных емкостей получены расчетные экстремальные значения полной емкости тела человека, равные в статическом состоянии $(80-280) \cdot 10^{-12}$ Ф на изолирующих и $(180-600) \cdot 10^{-12}$ Ф на проводящих покрытиях пола, а в динамическом состоянии $(140-440) \cdot 10^{-12}$ Ф на проводящих покрытиях пола.

Произведенное аналитическое и экспериментальное определение электрической емкости тела человека в зависимости от основных влияющих факторов позволяет численно оценивать степень электрической опасности в тех или иных условиях производства и рассчитывать устройства антистатической защиты (например обувь и покрытия пола).

Кроме того, знание значения и характера изменения емкости тела человека в производстве может быть полезным в теоретическом плане и при анализе отдельных случаев электротравматизма в электрических установках.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Журавлев В. С., Гефтер П. Л. Расчет допустимого значения электрического сопротивления антистатических изделий. — «Труды ЦНИИТЭнефтехим», М., 1973, с. 58.

2. Каверзнев В. А., Зайцев А. А., Овечкин Ю. А. Статическое электричество в полупроводниковой промышленности. М., «Энергия», 1975, 112 с.

3. Lumley R., Neiswender W. Electrical earthing through the resistance is the best way to prevent the storing of the static electrical charges on the working personal. — «IEEE Trans.», 1966, vol. IX—X, No 5, p. 417—422.

4. Гавриленко Н. Д. Определение степени опасности разрядов статического электричества с тела человека во взрывоопасных производствах химической промышленности. — «Химическая промышленность», 1974, № 11, с. 25—27.

5. Рогинский Я. Я., Левин М. Г., Антропология. М., «Высшая школа», 1963.

6. Иоссель Ю. А., Кочанов Э. С., Струнский М. Г. Расчет электрической емкости. Л., «Энергия», 1969.

7. Шейнис Е. С., Васильев С. С. О некоторых диэлектрических свойствах сухой и влажной кожи в диапазоне частот от 50 до 6000 Гц. — «Известия вузов, технология легкой промышленности», 1958, № 5, с. 67—73.

8. Статическое электричество при переработке химических волокон. Под редакцией И. П. Генца. М., «Легкая индустрия», 1966.

9. Beach R. Preventing Static — Electricity Fires. — «Chem. Eng.», 1964, vol. 71, № 26, p. 73—78.

10. Титов В. Применение мультивибраторов для измерения емкости. В помощь радиолюбителю. М., Изд. ДОСААФ СССР, 1973, вып. 43, с. 32—37.

[10.6.1977]



ВНИМАНИЮ ЭНЕРГЕТИЧЕСКОЙ ОБЩЕСТВЕННОСТИ!

В Ленинграде 8—9 декабря 1977 г. в Доме политпросвещения ОК КПСС состоится VII съезд Научно-технического общества энергетики и электротехнической промышленности.

Программа работы съезда:

1. Отчет о работе Центрального правления НТО энергетики и электротехнической промышленности.
2. Отчет ревизионной комиссии.
3. Выборы Центрального правления НТО энергетики и электротехнической промышленности.
4. Выборы ревизионной комиссии.
5. Выборы делегатов на V Всесоюзный съезд НТО СССР.

Доктор технических наук, профессор ВИКТОР ВЛАДИМИРОВИЧ ФЕТИСОВ

(к 60-летию со дня рождения)

Исполнилось 60 лет со дня рождения и 30 лет научной и педагогической деятельности члена КПСС, доктора технических наук, профессора Фетисова Виктора Владимировича.

После окончания ЛПИ им. М. И. Калинина в 1941 г. В. В. Фетисов был призван в ряды Советской Армии. В 1943 г. в боях под Харьковом был тяжело ранен; после возвращения из госпиталя служил в войсках ВВС до последних дней войны.

Научную деятельность В. В. Фетисов начал в 1946 г., когда был зачислен в аспирантуру при кафедре «Электрические машины» ЛПИ им. М. И. Калинина. В 1951 г. он успешно защитил кандидатскую, а в 1963 г. докторскую диссертации. В широких научных кругах В. В. Фетисов известен как один из ведущих специалистов в области электрических машин постоянного тока. Им опубликовано около 100 научных трудов по вопросам оптимального проектирования, исследования коммутационной надежности в статических и переходных режимах, демпфирующих свойств и доба-



вочных потерь обмоток якоря. Своими трудами В. В. Фетисов внес весомый вклад в развитие отечественной электротехники. Созданный им научный коллектив работает в тесном сотрудничестве с ЛПЭО «Электросила», ВЭЛНИИ (г. Новочеркасск) и другими предприятиями страны.

Много сил и времени отдает В. В. Фетисов совершенствованию учебного процесса, методической и воспитательной работе в политехническом институте. За последние годы под его руководством подготовлено и защищено большое количество диссертаций. Его ученики успешно работают в различных отраслях народного хозяйства и вузах страны.

Деятельность В. В. Фетисова высоко оценена советским правительством. Он награжден орденом Отечественной войны II степени и медалями.

Поздравляем Виктора Владимировича с 60-летием, желаем ему здоровья и новых успехов в его плодотворной педагогической и научно-исследовательской деятельности.

Группа товарищей

ЯГУБ БАЛА ОГЛЫ КАДЫМОВ

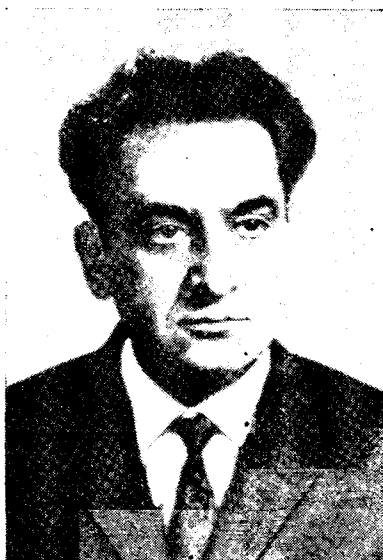
(к 60-летию со дня рождения)

Исполнилось 60 лет со дня рождения одного из крупных ученых в области автоматизированного электропривода и теории управления, заведующего кафедрой электрических машин и электропривода Азербайджанского политехнического института, чл.-корр. АН АзербССР, профессора, доктора технических наук Ягуба Бала оглы Кадымова.

В 1941 г. Я. Б. Кадымов окончил Азербайджанский индустриальный институт и был направлен в объединение Азнефть. В 1942 г. был мобилизован в ряды Советской Армии и участвовал в боях на Северо-Кавказском фронте.

В 1945 г. Я. Б. Кадымов был приглашен в Энергетический институт АН АзербССР на должность младшего научного сотрудника и одновременно зачислен в аспирантуру. В этом же году он вступил в ряды КПСС. В 1948 г. защитил диссертацию на соискание ученой степени кандидата технических наук, с 1952 г. возглавляет лабораторию автоматизированного электропривода в Институте энергетики АН АзербССР.

В 1961 г. Я. Б. Кадымов в ИАТ АН СССР защитил докторскую диссертацию и получил ученое звание профессора; в 1968 г. был избран членом-корреспондентом АН АзербССР. С 1964 г. по настоящее время он руководит кафедрой электрических машин и электропривода



Азербайджанского политехнического института им. Чингиза Ильдыма.

Профессором Я. Б. Кадымовым опубликовано более 200 научных работ, в том числе две монографии. Он неоднократно выступал на международных конгрессах и симпозиумах, а также на всесоюзных совещаниях. В настоящее

время в шести институтах республики под его руководством готовится большая группа аспирантов.

Я. Б. Кадымов внес большой вклад в теорию электроприводов нефтяной промышленности, в теорию асинхронных и синхронных электрических машин, регулируемых электроприводов с автономными источниками питания. Им создана новая теория, связанная с анализом и синтезом систем с распределенными параметрами, основанная на теории импульсных цепей. Научные исследования Я. Б. Кадымова легли в основу монографий «Переходные процессы в системах с распределенными параметрами» и «Асинхронный электропривод с автономным питанием».

Наряду с большой научно-исследовательской и педагогической деятельностью Я. Б. Кадымов уделяет много внимания учебно-методической работе. Под его руководством подготовлен ряд методических указаний и руководств по практическим занятиям для студентов, обучающихся на родном языке и в международном секторе.

За безупречную и плодотворную работу Я. Б. Кадымов награжден орденом Трудового Красного Знамени и медалями.

Пожелаем юбиляру крепкого здоровья и дальнейших творческих успехов.

Группа товарищей

АЛЕКСАНДР ДМИТРИЕВИЧ СМІРНОВ

(к 75-летию со дня рождения)

В октябре с. г. исполнилось 75 лет со дня рождения Александра Дмитриевича Смирнова, бывшего главного редактора и директора издательства «Энергия».

После окончания электротехнического факультета Московского института народного хозяйства им. Г. В. Плеханова и непродолжительной работы в МОГЭС Александр Дмитриевич с 1929 г. трудится над созданием энергетической литературы сначала в Научном отделе Госиздата, затем в Государственном научно-техническом издательстве и с 1931 г. до ухода на пенсию в Госэнергоиздате.

Начало редакционно-издательской деятельности Александра Дмитриевича совпало с периодом Первого пятилетнего плана хозяйственного строительства нашей страны. В те годы огромные усилия партии и правительства были направлены на подготовку инженерно-технических кадров и квалифицированных рабочих. Перед издательствами стояла ответственная задача — обеспечить учащих и промышленные кадры учебной, справочной и производственно-технической литературой.

Успешная издательская деятельность А. Д. Смирнова во многом способствовала решению этой задачи. Будучи главным редактором Госэнергоиздата, он при-



нимал активное участие в подборе авторских кадров, разработке программ выпуска и редактировании книг, а также в подготовке и воспитании редакционно-издательского коллектива.

Во время Великой Отечественной войны офицер А. Д. Смирнов прошел боевой путь в составе войск связи действующей армии.

В послевоенные годы к прежним задачам издательства, главным редактором которого вновь стал А. Д. Смирнов, добавились новые, вызванные восстановлением народного хозяйства и научно-технической революцией. В 1947 г. была создана «Массовая радиобиблиотека», в 1958 г. — «Библиотека по автоматике», в 1959 г. — «Библиотека электромонтера». Богатый опыт издательской работы и неиссякаемая энергия А. Д. Смирнова во многом способствовали тому, что эти издания и сейчас пользуются большой популярностью у читателя.

В 1958 г. А. Д. Смирнов становится директором Госэнергоиздата и руководит издательством до 1964 г. После ухода на пенсию Александр Дмитриевич не порывает связи с издательством; он участвует в работе Редакционного Совета, консультирует по сложным редакционно-издательским вопросам.

За боевые и трудовые заслуги А. Д. Смирнов награжден двумя орденами Красной Звезды и медалями.

Желаем Александру Дмитриевичу доброго здоровья и плодотворной деятельности в родном издательстве.

Издательство «Энергия»

Редакционная коллегия журнала «Электричество»

Группа товарищей

РЕДАКЦИОННАЯ КОЛЛЕГИЯ:

Афанасьев В. В., Бертинов А. И., Будзко И. А., Веников В. А., Глебов И. А., Ефремов И. С., Иванов-Смоленский А. В., Ипатов П. М., Костенко М. В., Ларионов В. П., Лидоренко Н. С., Мамиконянц Л. Г. (главный редактор), Меерович Э. А., Мучник Г. Ф., Нетушил А. В., Петров И. И. (зам. главного редактора), Рабинович С. И., Слежановский О. В., Соловьев С. А., Тареев Б. М., Толстов Ю. Г., Федосеев А. М., Шаталов А. С.

Научные редакторы: Б. Н. Евсеев (зав. редакторским отделом), Л. С. Кудинова, А. Б. Желдыбин

Адрес редакции: 103012, Москва, 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/VIII 1977 г.
Усл. печ. л. 12,0

Подписано к печати 6/X 1977 г.
Уч.-изд. л. 14,55

T-16452

Тираж 9167 экз.

Цена 80 коп.

Формат 60X90¹/₁₆
Зак. 271

Издательство «Энергия», Москва, М-114, Шлюзовая наб., 10
Московская типография № 10 Союзполиграфпрома при Государственном комитете Совета Министров СССР по делам издательств, полиграфии и книжной торговли. Москва, М-114, Шлюзовая наб., 10.

УВАЖАЕМЫЙ ЧИТАТЕЛЬ!

Редакция журнала «Электричество» информирует Вас о книгах, выпускаемых издательством «Энергия» в 1978 г.

В публикуемый перечень включены книги, рекомендуемые читателям нашего журнала из аннотированного плана выпуска литературы издательства «Энергия» на 1978 год, состоящего из двух частей.

Книги из первой части плана

Авакян Ю. В., Казанчан Г. П. Светостойкость электроизоляционных материалов. 10 л. 50 к.

Авен О. И., Коган Я. А. Управление вычислительным процессом в мультипрограммных ЭВМ. 16,5 л. (Применение вычислительных машин в исследованиях и управлении производством). 1 р. 13 к. В пер.

Автоматизация проектирования сложных логических структур. 1 л. 2 р. 83 к. В пер. Авт.: В. А. Горбатов, В. Ф. Демьянов, Г. Б. Кулиев и др.

Аликин П. Г., Аликин Б. П. Монтаж и эксплуатация ТП 6—10/0,4 кВ сельскохозяйственного назначения. 5 л. (Б-ка электромонтера). 19 к.

Андреевский В. Н. Управление предприятием электрических сетей. 17 л. 1 р. 03 к.

Апаров А. Б., Еременко В. Г., Негневицкий И. Б. Транзисторные преобразователи для низковольтных источников энергии. 7 л. 35 к.

Апполонова Л. П., Шумова Н. Д. Механическая звукозапись. Изд. 2-е, перераб. и доп. 16,5 л. 1 р. В пер.

Артамонов Г. Т., Брехов О. М. Аналитические вероятностные модели функционирования ЭВМ. 21 л. 1 р. 73 к. В пер.

Атабекий Л. Г., Маркосян М. М. Вводные провода для электрических машин. 7 л. 35 к.

Балакай В. Г., Крюк И. П., Лукьянов Л. М. Интегральные схемы аналого-цифровых и цифро-аналоговых преобразователей. 15,5 л. 96 к.

Бардин В. М. Надежность силовых полупроводниковых приборов. 6 л. 36 к.

Белоус Б. П. Средства диспетчерского и технологического управления энергосистем. Учеб. пособие для вузов. 26 л. 1 р. 06 к.

Белл Р. Л. Эмиттеры с отрицательным электронным средством. Пер. с англ. 12,5 л. 63 к.

Богачев В. М., Никифоров В. В. Транзисторные усилители мощности. 17 л. 1 р. 15 к. В пер.

Бурденков Г. В., Малышев А. И. Автоматика, телемеханика и передача данных в энергосистемах. Учебник для техникумов. 23 л. 88 к.

Войтик М. С. Низковольтные тиристорные стабилизированные выпрямители. 6 л. 30 к.

Вольдек А. И. Электрические машины. Учебник для вузов. Изд. 3-е, перераб. и доп. 56 л. 2 р. 26 к. В пер.

Владиславлев А. П., Мессерман А. С. Электрическое моделирование динамики систем с распределенными параметрами. 13,5 л. 1 р. 50 к.

Вышков Ю. Д., Иванов В. И. Магнитные опоры в автоматике. 11 л. 55 к.

Галактионов А. И. Основы инженерно-психологического проектирования АСУ ТП. 18,5 л. (Применение вычислительных машин в исследованиях и управлении производством). 1 р. 38 к. В пер.

Гальперин М. В., Злобин Ю. П., Павленко В. А. Усилители постоянного тока. Изд. 2-е, перераб. и доп. 15,5 л. 1 р. 95 к. В пер.

Глазов Б. В. Монтаж и наладка средств контроля температуры. 5 л. (Б-ка электромонтера). 19 к.

Глазенов Т. А., Иришков В. И. Тиристорные преобразователи с дросселями насыщения для систем электропривода. 10,5 л. 17 к.

Голунов А. М., Мазур А. Л. Вспомогательное оборудование трансформаторов. Устройства контроля и защиты, вводы, арматура. 10,5 л. 53 к.

Гордеев Л. С., Фридман А. А. Аппаратура точной магнитной записи с частотной модуляцией. 9 л. (Б-ка по автоматике). 46 к.

Гордиевский И. Г., Лордкипанидзе В. Д. Оптимизация параметров городских электрических сетей. 8,5 л. 43 к.

Гринберг Г. С., Кушлевич А. Н. Металлоконструкции цеховых электрических сетей на напряжение до 1000 В. 4 л. (Б-ка электромонтера). 15 к.

Гурин Я. С., Кузнецов Б. И. Проектирование серий электрических машин. 49 л. 2 р. 90 к. В пер.

Дадимов М. С. Проекторное освещение. Изд. 3-е, перераб. и доп. 11,5 л. 76 к.

Евсеев Р. Е., Евсеев В. Р. Сварка при производстве электромонтажных работ. 21 л. 1 р. 23 к.

Жданов П. С. Вопросы устойчивости электрических систем. 42 л. 4 р. 54 к.

Живов М. С. Индустриальный монтаж осветительных электроустановок. Изд. 2-е, нереработ. 5 л. (Б-ка электромонтера). 19 к.

Зайчик Ю. М. Сборник задач и упражнений по теоретической электротехнике. Учеб. пособие для техникумов. Изд. 5-е, испр. 21 л. 85 к. В пер.

Евсеев Ю. А. Полупроводниковые приборы для мощных высоковольтных преобразовательных устройств. 13,5 л. 68 к.

Зекцер Д. М., Чернявская Э. З. Кодовые электромагнитные реле. 18 л. 40 к.

Иванов Г. М., Левин Г. М., Хуторецкий В. М. Автоматизированный многодвигательный электропривод постоянного тока. 12 л. 60 к.

Инструкция по эксплуатации трансформаторов. Изд. 2-е, перераб. 6,5 л. 33 к.

Иоссель Ю. Я. Расчет потенциальных полей в энергетике. Справочная книга. 21 л. 1 р. 31 к.

Клюев А. А., Этус Н. Г. Справочник по монтажу вторичных устройств, кабелей и электроосвещения на электростанциях и подстанциях. Под ред. Н. А. Иванова, С. Г. Глязера, Н. Г. Этуса. Изд. 2-е, перераб. 18 л. 1 р. 08 к.

Каган Б. М. Электронные вычислительные машины и системы. Учеб. пособие для вузов. 36,5 л. 1 р. 58 к. В пер.

Калдербенк В. Курс программирования на ФОРТРАНе-IV. Пер. с англ. 5,5 л. (Б-ка по автоматике). 39 к.

Конников С. Г., Сидоров Л. Ф. Электронно-зондовые методы исследования полупроводниковых материалов и приборов. 7,5 л. 38 к.

Копытов Ю. В., Чуланов Б. А. Справочник по экономии электроэнергии в промышленности. 12,5 л. 63 к.

Коровин Н. В. Новые электрохимические источники тока. 12,5 л. 63 к.

Крупинин И. Г. Автомобильные радиоприемники. 15 л. 75 к.

Кузнецов В. И., Немилов Н. Ф., Шемякин В. Е. Эксплуатация вакуумного оборудования. 13 л. 65 к.

Маевский О. А. Энергетические показатели вентильных преобразователей. 20 л. 1 р. 15 к. В пер.

Максимов Б. К., Обух А. А. Статическое электричество в промышленности и защита от него. 5 л. (Б-ка электромонтера). 19 к.

Методы контроля нарушенных слоев при механической обработке монокристаллов. 3,5 л. (Б-ка радиоэлектронной аппаратуры). 18 к. Авт.: А. И. Татаренков, К. Л. Енишерлова, Г. Ф. Русак, В. Н. Гринев.

Минин Г. П. Реактивная мощность. Изд. 2-е, перераб. 5 л. (Б-ка электромонтера). 19 к.

Неклепаев Б. Н. Координация и оптимизация уровней токов короткого замыкания в электрических системах. 10 л. 1 р.

Немопяный В. А. Учет надежности при проектировании энергосистем. 18,5 л. 1 р. 08 к.

Нестеров Б. З. Электросварочные генераторы повышенной частоты. 6 л. (Электросварочное оборудование). 48 к.

Нефедов А. В., Гордеева В. И. Отечественные полупроводниковые приборы и их зарубежные аналоги. 16 л. 80 к.

Низкотемпературный электроннагрев. Изд. 2-е, перераб. и доп. 75,5 л. 93 к. В пер. Авт.: А. П. Альтгаузен, М. Б. Гутман, С. А. Малышев и др.

Оптико-волоконные акустические устройства в задачах автоматизации и распознавания. 10,5 л. 71 к. В пер. Авт.: Е. Н. Мясникова, А. П. Громов, Ф. Ф. Легуша и др.

Орлов И. А. Организация работы вычислительного центра. Учеб. пособие для техникумов. 11 л. 36 к.

Острейковский В. А. Многофакторные испытания на надежность. 5 л. 53 к.

Ошер Д. Н., Малинский В. Д., Теплицкий Л. Я. Регулировка и испытание радиоаппаратуры. Учебник для техникумов. Изд. 3-е, перераб. и доп. 26 л. 1 р. 27 к. В пер.

Памятка населению по электробезопасности. Изд. 2-е, перераб. 2 л. 10 к.

Пикман И. Я. Электрическое освещение взрывоопасных и пожароопасных помещений. 7 л. 40 к.

Полупроводниковые выпрямители. Под ред. Ф. И. Ковалева и Г. П. Моситковой. Изд. 3-е, перераб. 29 л. 1 р. 60 к. В пер. Авт.: Е. И. Беркович, В. Н. Ковалев, Ф. И. Ковалев и др.

Полвинилхлоридные пластики и их применение в кабельной технике. Под ред. И. Д. Троицкого. 14,5 л. 88 к. Авт.: Ю. Н. Ван-Гаут, Ю. М. Котт, Ю. В. Ляхов, И. Д. Троицкий.

Попов В. С. Теоретическая электротехника. Учебник для техникумов. Изд. 3-е (допечатка). 32 л. 1 р. 21 к.

Прокунцев А. Ф., Колесников В. И. Динамика цифровых мостов переменного тока. 7 л. (Б-ка по автоматике). 36 к.

Пряников В. С. Прогнозирование отказов полупроводниковых приборов. 6,5 л. 33 к.

Рабинович Э. А. Сборник задач и упражнений по общей электротехнике. Учеб. пособие для техникумов. Изд. 2-е, перераб. 22 л. 1 р. 03 к. В пер.

Райниш К. Кибернетические основы и описание непрерывных систем. Пер. с нем. 30 л. 2 р. 25 к. В пер.

Ратьковский В. С. Применение клеев при производстве электромонтажных работ. 5 л. (Б-ка электромонтера). 19 к.

Рубчинский В. М., Шкроботов В. П. Электрооборудование кондиционеров общего назначения. 5 л. (Б-ка электромонтера). 19 к.

Рыжков В. А., Сергеев Н. П., Роков Б. М. Внешние запминающие устройства на магнитном носителе. 17,5 л. 1 р. 18 к.

Рябова Е. Я. Заземления в установках высокого напряжения. 13,5 л. 68 к.

Семенов Н. М., Яковлев Н. И. Цифровые феррозондовые магнитометры. 12 л. 1 р. 02 к.

Синягин Н. Н., Афанасьев Н. А., Новиков С. А. Система планово-предупредительного ремонта оборудования и сетей промышленной энергетики. Изд. 2-е. 27,5 л. 1 р. 53 к. В пер.

Смирнов А. Д. Справочная книга энергетика. Изд. 3-е, перераб. 26,5 л. 1 р. 64 к.

Солдаткина Л. А. Электрические сети и системы. Учебн. пособие для вузов. 16 л. 71 к. В пер.

Соловьев Г. Н. Арифметические устройства ЭВМ. 11,5 л. 58 к.

Соловьев Ю. П. Проектирование теплоснабжающих установок для промышленных предприятий. Изд. 2-е, перераб. 19 л. 1 р. 10 к. В пер.

Справочная книга по технике безопасности в энергетике. Под ред. П. А. Долина. В 2-х кн. Кн. I. 60 л. 3 р. 15 к. В пер.

Справочник по радиоэлектронным устройствам. Под ред. Д. П. Линде. В 2-х т. (Справочное серийное издание «Радиоэлектроника» под ред. А. А. Куликовского).

Т. 1. 48 л. 2 р. 85 к. В пер. Авт.: Л. И. Бурин, В. Л. Васильев, В. И. Каганов и др.

Т. 2. 40 л. 2 р. 45 к. В пер. Авт.: Р. Г. Варламов, С. Д. Додик, В. Г. Корольков и др.

Справочник по электротехническим защитным средствам и приспособлениям. 6 л. 30 к.

Сушон С. П., Завалко А. Г., Минц М. И. Вторичные энергетические ресурсы промышленности СССР. Под ред. С. П. Сушона. 22 л. 2 р. 35 к. В пер.

Спектор С. А. Измерение больших постоянных токов. 10,5 л. 71 к. В пер.

Теоретические основы электротехники. Под ред. Г. И. Атабекова в 3-х ч. Линейные электрические цепи. Учебник для вузов. Изд. 5-е, испр. и доп. 32 л. 1 р. 47 к. В пер.

Тетельбаум И. М., Шнейдер Ю. Р. 400 схем для аналоговых вычислительных машин. 17 л. 1 р. 08 к. В пер.

Трачик В. Дискретные устройства автоматики. Пер. с польского. 21 л. 1 р. 63 к.

Трунковский Л. Е. Устройство и монтаж промышленных электрических сетей. Изд. 2-е, доп. 11 л. 55 к.

Уточкин Г. В. Интегральные и многотранзисторные каскады избирательных усилителей. 5 л. (Б-ка по радиоэлектронике). 25 к.

Фролик Я. Непаые соединения в электронике. Пер. с венгерского. 11,5 л. 73 к.

Чекалин Н. А., Полухина Г. П., Тугуши Г. Г. Охрана труда в электротехнической промышленности. Учебник для техникумов. 15 л. 65 к. В пер.

Шапиро С. В., Серебряков А. С., Пантелеев В. И. Тирсторные и магнитно-тисторные агрегаты электрофильтров очистки газов. 8 л. 40 к.

Шкержик Я. Рецептурный справочник для электротехника. Пер. с чешского. 13,5 л. 1 р. 04 к.

Электрическая часть электростанций и подстанций. Справочные материалы для курсового и дипломного проектирования. Под ред. Б. Н. Неклепаева. Учеб. пособие для вузов. Изд. 3-е, перераб. и доп. 24 л. 1 р. 02 к. Авт.: Б. Н. Неклепаев, И. П. Крючков, Н. Н. Кувшинский.

Электрическая эрозия силовых контактов. 20 л. 2 р. 15 к. В пер. Авт.: В. В. Буткевич, Г. С. Белкин, Н. А. Ведешенков и др.

Электромеханические преобразователи угла с электрической редукцией. Под ред. А. А. Ахметжанова. 15,5 л. 93 к. В пер.

Электрооборудование и автоматика электротермических установок. Справочник. Под ред. А. П. Альтгаузена и др. 44 л. 2 р. 47 к. В пер.

На перечисленные книги из части первой плана, заказы собираются и оформляются книготорговыми предприятиями и организациями.

Книги из второй части плана

Альшанский Я. Ю., Капленский А. Е. Повышение эффективности линейных индукционных магнитно-гидродинамических машин. 10,5 л. 71 к. В пер.

Бригиневиц Б. В., Зевакин А. И. Автоматическое управление электропроводами моталок. 8,5 л. 43 к.

Кибернетику — на службу коммунизму. Т. 9. Управление и информация. Под ред. А. И. Берга. 26 л. 3 р. 63 к. В пер.

Масленикова Г. Н., Харитонов Ф. Я. Основы расчета составов масс и глазурей в электрокерамике. 8 л. 40 к.

Родзевич В. Э., Брянцев Г. А. Электропривод линий для производства полимерных изделий. 6 л. 30 к.

Синхронные генераторы. Обзоры докладов Международной конференции по большим электрическим системам (СИГРЭ-76). Сост.: И. А. Глебов, Л. Г. Мамиконянц. 75 л. 1 р. 13 к.

Электрические сети высокого и сверхвысокого напряжения за рубежом. Под ред. С. С. Рокотяна. 17,5 л. 1 р. 26 к. Авт.: А. М. Берковский, А. И. Гершенгорн, Ю. С. Борисов и др.

Перечисленные книги из второй части плана в розничную продажу поступать не будут, поэтому индивидуальным покупателям следует заказывать только в специализированном магазине по адресу:

Москва, 121096, ул. Василисы Кожинной, 10, магазин № 170 «Книга—почтой».

Заказы магазин принимает до 15 февраля 1978 года.

С подробными аннотациями на все эти книги Вы можете ознакомиться в аннотированном плане выпуска литературы издательства «Энергия» на 1978 год, который имеется во всех книжных магазинах.

СОДЕРЖАНИЕ

Страхов С. В., Вайман М. Я. — Современное состояние и возможности практического применения второго метода Ляпунова для расчета динамической устойчивости электроэнергетических систем	1	Наташкин А. В. — Анализ электромагнитных процессов в системе инвертора тока — асинхронный двигатель в установившихся режимах	59
Веретенников Л. П., Ясаков Г. С. — Вопросы синтеза автономных электроэнергетических систем по условию качества переходных процессов	7	Глибицкий М. М., Мезенина Н. С. — Переходные режимы статических преобразователей напряжения с учетом реальной петли гистерезиса магнитопровода силового трансформатора	65
Морошкин Ю. В. — Функции Ляпунова для математических моделей электрических систем при учете нагрузок статическими характеристиками и учете переходных процессов в контурах ротора	13	ИЗ ОПЫТА РАБОТЫ	
Ушаков Е. И. — Некоторые свойства математических моделей электрических систем и их анализ применительно к задаче статической устойчивости	19	Изотов А. З. — Определение параметров сильноточных измерительных шунтов	69
Лукашов Э. С. — О некоторых свойствах позиционной модели электрических систем	26	Дроздов А. Д., Гармаш В. А., Хлебников С. Д. — Волновые токи при коротких замыканиях вблизи высоковольтных распределительных устройств и их воздействие на каскадные трансформаторы тока	72
Ланда М. Л., Черная И. И. — Допустимые систематические перегрузки трансформаторов в электрических сетях сельскохозяйственного назначения	29	Шоффа В. И. — Определение оптимального соотношения размеров контактных сердечников герконов для обеспечения максимального контактного нажатия	75
Мустафа Г. М. — Матрицы для описания топологии трансформаторов	34	СООБЩЕНИЯ	
Придатков А. Г., Исаков А. С. — Устойчивость вентильных преобразователей с системой управления интегрального типа	39	Кузьмин Г. С. — Статистическая модель надежности изоляции шахтного электрооборудования	79
Трейвас В. Г. — Метод расчета рациональных электрических режимов дуговых сталеплавильных печей	44	Аязян Р. Э., Булатов О. Г., Грехов И. В., Лабунцов В. А., Линийчук И. А., Одын С. В., Паламарчук А. И., Шендерей С. В. — Быстродействующий прибор ключевого типа — комбинированно выключаемый тиристор	82
Галактионов Г. С., Дрогин В. И., Ефремов В. И., Фарнасов Г. А. — Математическое моделирование системы автоматического регулирования дуговой сталеплавильной печи во взаимосвязи с трехфазным электропечным контуром	50	Усышкин Е. И., Данилин В. А. — Новый способ управления мощным транзисторным ключом	84
Канискин В. А., Середя Г. Г., Румянцев Д. Д., Хренков Н. Н. — Влияние длительности выдержки и частоты поля на старение полимеров в жидком азоте	55	Карпенкова О. И., Павлов Н. А. — Применение комплексных индуктивных связей для расчета параметров индуктора с нелинейной нагрузкой	86
		Минеев А. Н., Журавлев В. С. — Электрическая емкость тела человека в статическом и динамическом состояниях	88
		ХРОНИКА	91

CONTENTS

The Present State of Development and Possibilities for Practical Application of Lyapunov's Second Method in Determining the Transient Stability of Power Systems — S. V. Strakhov, M. J. Weiman	1	Transients in Static Voltage Converters With Account Taken of the Real Hysteresis Loop of the Power Transformer Magnetic Circuit — M. M. Glibitski, N. S. Mezenina	65
Problems on the Synthesis of Independent Power Systems Based on Their Transient Performance — L. P. Veretennikov, G. S. Yasakov	7	FROM OPERATING EXPERIENCE	
Lyapunov Functions for Mathematical Models of Power Systems With Static Simulation of Loads and Account Taken of Rotor Circuit Transients — U. V. Moroshkin	13	Determining the Parameters of Power Circuit Instrument Shunts — A. Z. Izotov	69
Some Properties of Mathematical Models for Power Systems and Their Analysis From the Standpoint of Steady-State Stability — E. I. Ushakov	19	Travelling Wave Currents for Faults Near HV Switchgear and Their Passage Through Cascade Type Current Transformers — A. D. Drozdov, V. A. Garmash, S. D. Khlebnikov	72
On Several Properties of a Logic Model for Power Systems — E. S. Lukashev	26	Determining the Optimum Dimensions of the Contact Cores in Sealed Relays for Securing Maximum Contact Pressure — V. N. Shoffa	75
Allowable Systematic Overloads on Rural Network Transformers — M. L. Landa, I. I. Chernaya	29	REPORTS	
Matrices Describing the Topology of Transformers — G. M. Mustapha	34	A Statistical Model for the Reliability of Electrical Mining Equipment Insulation — G. S. Kuzmin	79
The Stability of Electronic Converters Having an Integral Type Control System — A. G. Pridatkov, A. S. Iskhakov	39	A High-Speed Keying Element — A Composite Switching Thyristor — R. E. Ayazlan, O. G. Bulatov, I. V. Grekhov, V. A. Labuntsov, I. A. Linichuk, S. V. Odin, A. I. Palamarchuk, S. V. Shenderay	82
A Method for Calculating Expedient Electrical Operating Conditions for Steel Arc Furnaces — V. G. Treyvas	44	A New Way of Controlling a Power Circuit Transistorized Key — E. I. Usishkin, V. A. Danilin	84
Mathematical Simulation of an Automatic Control System for a Steel Arc Furnace With Account Taken of the Three-Phase Electric Furnace Circuit — G. S. Galaktionov, V. I. Drogina, V. I. Efremov, G. A. Farnasov	50	Application of Complex Inductive Coupling for Calculating the Parameters of an Inductor With a Non-Linear Load — O. I. Karpenkova, N. A. Pavlov	86
How the Duration of Holding and the Frequency of the Field Influence the Ageing of Polymers in Liquid Nitrogen — V. A. Kaniskin, G. G. Sereda, D. D. Rumyantsev, N. N. Khrenkov	55	The Electrical Capacity of the Human Body Under Static and Dynamic Conditions — A. N. Mineyev, V. S. Djuravlyev	88
Steady-State Analysis of Electromagnetic Processes in a Current — Inverter-Induction Motor System — A. V. Natalkin	59	CHRONICLE	91

РЕФЕРАТЫ ПУБЛИКУЕМЫХ СТАТЕЙ

УДК 621.311.016.351.001.24

Современное состояние и возможности практического применения второго метода Ляпунова для расчета динамической устойчивости электроэнергетических систем. Страхов С. В., Вайман М. Я. — «Электричество», 1977, № 10.

Статья посвящена вопросам применения второго метода Ляпунова для исследования динамической устойчивости уравнений сложных электрических систем. Дан анализ ряда отечественных и зарубежных работ, посвященных данной тематике. Основное внимание уделено возможностям практического применения второго метода Ляпунова для расчета динамической устойчивости многомашинных электрических систем. Высказаны соображения о направлениях, в которых следует работать для дальнейшего развития второго метода Ляпунова и его широкого внедрения в практику расчетов проектных организаций и групп режимов энергообъединений. Библ. 19.

УДК 621.311.018.782.3.001.24

Вопросы синтеза автономных электроэнергетических систем по условию качества переходных процессов. Беретинников Л. П., Ясков Г. С. — «Электричество», 1977, № 10.

Рассмотрены вопросы частичного синтеза автономных электроэнергетических систем (АвЭС) по условию качества переходных процессов. Приведены схема и алгоритм синтеза АвЭС с применением теории планирования эксперимента и метода случайного поиска. Указаны пути повышения эффективности исследований при синтезе АвЭС. Делается вывод, что при исследовании переходных процессов по полным уравнениям Горев-Парка показатели качества переходных процессов адекватно описываются полиномами второго порядка при интервале варьирования существенных параметров до $\pm 30\%$. Приведен пример синтеза АвЭС с использованием ЦВМ. Библ. 10.

УДК 621.311.016.35.001.24

Функции Ляпунова для математических моделей электрических систем при учете нагрузок статистическими характеристиками и учете переходных процессов в контурах ротора. Морозкин Ю. В. — «Электричество», 1977, № 10.

Показано, что при отсутствии шин неизменного напряжения у позиционных электрических систем в установившихся режимах совершается равномерно ускоренное вращение роторов генераторов. Получены функции Ляпунова для исследования устойчивости по относительным углам и абсолютным скоростям. Библ. 9.

УДК 621.311.016.35.001.57

Некоторые свойства математических моделей электрических систем и их анализ применительно к задаче статической устойчивости. Ушков Е. И. — «Электричество», 1977, № 10.

Проведен анализ достаточных условий устойчивости в критических случаях по А. М. Ляпунову, обусловленных структурой используемых математических моделей сложных электрических систем. Рассматривается вопрос о принципиальной возможности упрощения моделей электрических систем за счет пренебрежения явной зависимостью электромагнитных моментов и э. д. с. от абсолютных скольжений синхронных машин. Библ. 16.

УДК 621.311.016.53.001.57

О некоторых свойствах позиционной модели электрических систем. Лукашов Э. С. — «Электричество», 1977, № 10.

На примере изучения механизма нелинейных колебаний простейшей двухмашинной электрической системы в позиционной идеализации устанавливается связь между колебаниями взаимного угла и абсолютным ускорением инерции системы. Делается вывод о том, что в любой позиционной модели, отражающей свойства реальных электрических систем с любым количеством генераторов конечной мощности, при возникновении свободных колебаний взаимных углов изменяется количество электрической энергии, потребляемой в схеме системы по сравнению с исходным стационарным режимом. Возникающий при этом небаланс активной мощности имеет следствием ускорение или торможение всех генераторов системы. Библ. 6.

УДК 621.314.21.011

Матрицы для описания топологии трансформаторов. Мустафа Г. М. — «Электричество», 1977, № 10.

При машинном анализе цепей, содержащих многообмоточные насыщающиеся трансформаторы с разветвленной магнитной системой, кроме описания топологии электрической и магнитной цепей (МЦ), необходимо еще и описание связи между МЦ и обмотками. Для описания этой связи вводятся две матрицы: матрица «надрезов», которая используется для отображения связи между потоками ветвей МЦ и потоками обмоток, и матрица «контурных сцеплений», отображающая связь между магнитными напряжениями ветвей МЦ и м. д. с. обмоток. Анализируются соотношения между этими матрицами. Приводятся формулы для получения матрицы взаимных индуктивностей и «гибридных» матриц связи. Библ. 8.

УДК 621.382.2.026.016.35

Устойчивость вентильных преобразователей с системой управления интегрального типа. Придатков А. Г. и Исхаков А. С. — «Электричество», 1977, № 10.

Рассмотрены вопросы устойчивости вентильных преобразователей с естественной и искусственной коммутацией в режиме стабилизации напряжения. Преобразователь имеет систему управления, основанную на сравнении средних значений задающего и регулируемого сигналов за интервал дискретности. Условия устойчивости получены на базе линеаризации разностного уравнения, составленного для замкнутой системы. Библ. 11.

УДК 621.365.2.001.24

Метод расчета рациональных электрических режимов трехфазных дуговых сталеплавильных печей. Трейвас В. Г. — «Электричество», 1977, № 10.

Предлагаемые методы расчета рациональных электрических режимов основаны на уравнениях электрической трехфазной расчетной схемы замещения печи. Предполагается, что параметры схемы замещения (эквивалентные реактивные и активные сопротивления) зависят от токов в фазах и получены расчетом на основе электрических измерений, проводимых в процессе работы печи; таким образом, их значения отражают реальные физические процессы при горении дуг.

Приведены алгоритмы расчета рациональных режимов с учетом колебательности токов, дан метод расчета зависимости реактивного сопротивления от тока на основе измерений, проводимых с «низкой» и «высокой» сторон печного трансформатора. Проведено исследование области допустимых значений токов и приведены результаты упрощенного расчета на ЦВМ полной мощности дуг. Библ. 10.

УДК 621.365.22.001.57

Математическое моделирование системы автоматического регулирования дуговой сталеплавильной печи во взаимосвязи с трехфазным электродным контуром. Галактионов Г. С., Дрогин В. И., Ефремов В. И., Фарнасов Г. А. — «Электричество», 1977, № 10.

Проведен анализ схемы замещения трехфазного электрического контура с учетом взаимных индуктивностей участков вторичного токопровода и нелинейности динамических вольт-амперных характеристик электрических дуг. Составлена и реализована на АБМ математическая модель системы автоматического регулирования с учетом существенных нелинейностей и во взаимосвязи с трехфазным электродным контуром, в которой для формирования среднего по модулю значения сигналов используется специальная аналоговая схема. Приведены результаты исследований движения системы автоматического регулирования при несимметричных режимах работы печи. Библ. 8.

УДК 621.315.61:678.536.483:537.212

Влияние длительной выдержки и частоты поля на старение полимеров в жидком азоте. Каниский В. А., Середя Г. Г., Румянцев Д. Д., Хренков Н. Н. — «Электричество», 1977, № 10.

Рассматриваются результаты экспериментального исследования электрических и физико-механических свойств ряда полимерных диэлектриков, предназначенных для систем электрической изоляции кабелей, работающих в условиях криогенных температур.

Исследовано электрическое старение полимеров в жидком азоте при 50 Гц и 70 кГц исходном состоянии и после непрерывной выдержки в жидком азоте в течение 15, 30, 45 и 60 сут. Электрические (ϵ и $\tan \delta$) и физико-механические характеристики (пределы текучести и прочности при растяжении и относительное удлинение при разрыве) определены в исходном состоянии и после 65 сут выдержки в жидком азоте. Библ. 16.

УДК [621.314.572+621.313.333]:538.3.001.24

Анализ электромагнитных процессов в системе «инвертор тока — асинхронный двигатель» в установившихся режимах. Наталкин А. В. — «Электричество», 1977, № 10.

Рассмотрен метод анализа электромагнитных процессов в системе «инвертор тока — асинхронный двигатель», основанный на использовании понятия вектора коммутационной функции инвертора и метода приспособивания. Приведено сравнение результатов расчета электромагнитного двигателя по изложенному методу с расчетом момента по методу основной гармоники. Дана оценка пульсаций электромагнитного момента, имеющих место при питании двигателя от инвертора тока. Библ. 8.

УДК 621.314.632.015.018.782.3.001.24

Переходные режимы статических преобразователей напряжения с учетом реальной петли гистерезиса магнитопровода силового трансформатора. Глибницкий М. М., Мезенни Н. С. — «Электричество», 1977, № 10.

Приведены результаты исследования переходных процессов в статических преобразователях напряжения с учетом реальной петли гистерезиса материала магнитопровода силового трансформатора при аномальных асимметричных режимах работы, вызываемых однофазным насыщением сердечника.

Установлены основные закономерности и проведены количественные оценки характеристик переходных процессов на конкретном примере преобразователя с активно-индуктивной нагрузкой. Рассмотрено влияние параметров схемы на величины аварийных токов в цепях. Произведена оценка потерь на коммутацию полупроводниковом элементе в зависимости от величины несимметрии схемы преобразователя. Приведены результаты экспериментальной проверки полученных в работе соотношений. Библ. 8.

УДК 621.317.727.3.001.6

Определение параметров сильноточных измерительных шунтов. Изотов А. З. — «Электричество», 1977, № 10.

Приводится методика определения параметров сильноточных измерительных шунтов. Математически обосновано, что по данным, полученным после обработки осциллограммы испытания шунта импульсным током в виде полуволны синусоидальной формы, можно вычислить постоянную времени шунта.

Представлены экспериментальные данные по испытаниям дзюмпных шунтов с сопротивлением 2—200 мОм. Библ. 3.

УДК 621.314.224.8.064.1.001.24

Волновые токи при коротких замыканиях вблизи высоковольтных распределительных устройств и их воздействие на каскадные трансформаторы тока. Дроздов А. Д., Гармаш В. А., Хлебников С. Д. — «Электричество», 1977, № 10.

В токе короткого замыкания (к. з.) высоковольтной сети содержится составляющая, вызванная волновыми процессами. При близких к. з. к ОРУ 500 кВ мощных станций величина волнового тока может быть больше 10 кА и иметь скорость нарастания около 3 кА/мкс. Гармонический состав волнового тока зависит в основном от удаленности точки к. з. на линии и длины блочных перемычек. Волновые токи могут индуцировать в промежуточной ступени каскадных трансформаторов тока большие напряжения. По этой причине изоляцию обмоток каскадных трансформаторов тока существующих конструкций следует защищать разрядником. Библ. 4.

УДК 621.316.066.001.24

Определение оптимального соотношения размеров контактных сердечников герконов для обеспечения максимального контактного нажатия. Шоффа В. Н. — «Электричество», 1977, № 10.

Показано, что контактные сердечники герконов имеют определенное соотношение размеров их поперечного сечения, при котором контактное нажатие достигает максимума. Получены формулы, определяющие оптимальное соотношение размеров, величину контактного нажатия и максимальную индукцию в сердечниках при отпуске геркона. Проведенные расчеты для геркона типа КЭМ-1 сопоставлены с экспериментальными данными. Библ. 3.

САМЫЙ ДЕШЕВЫЙ ИСТОЧНИК ПОЛУЧЕНИЯ ЭЛЕКТРИЧЕСКОЙ ЭНЕРГИИ

ГАЗОВАЯ УТИЛИЗАЦИОННАЯ БЕСКОМПРЕССОРНАЯ ТУРБИНА типа ГУБТ использует энергию уходящих доменных газов на металлургических предприятиях.

Конструкцию турбины выгодно отличают: компактность, экономичность, быстрая самоокупаемость, надежность и простота в эксплуатации при полной автоматизации турбоагрегата, транспортability.

Мощность, МВт	6—12
Давление доменного газа на входе, кгс/см ²	1,6—2,5
Расход доменного газа, м ³ /ч	240 000—360 000

Турбина легко встраивается в технологический цикл действующего доменного производства вместо дроссельных устройств и обеспечивает улучшение технологии и повышение экономичности производственного цикла.

ЭКСПОРТЕР —
В О «Энергомашэкспорт»
СССР, 117330, Москва
Мосфильмовская, 35
Телефон: 147-21-77
Телекс: 7565



ENERGOMASHEXPORT