ЭЛЕКТРИЧЕСТВО

1978



4

ЖУРНАЛ **OCHOBAH** в 1880 г.

КТРИЧЕСТКО

АПРЕЛЬ

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

УДК 621.311.088.3

Обнаружение недостаточно достоверных данных при оценивании состояния ЭЭС с помощью топологического анализа

ГАММ А. 3.

Сибирский энергетический институт СО АН СССР

Определение параметров текущего режима электроэнергетической системы (ЭЭС) по данным измерений — оценивание состояния ЭЭС [Л. 1 и 2] — базируется на методе взвешенных наименьших квадратов, где в качестве весов, определяющих доверие к измерениям, выступают величины, обратные дисперсиям измеренных величин. Это означает, что должна быть априори известна точность получения соответствующего измерения. Использование измерений, точность которых значительно хуже априори принятой (недостоверных данных), приводит к тому, что получаемые оценки могут существенно отличаться от истинных, верить таким оценкам нельзя. Поскольку вероятность возникновения недостоверных данных не так уж мала (она связана с возможными случайными сбоями в системе сбора данных, выходом из строя датчиков, каналов и преобразователей, ошибками персонала), то проблема обнаружения и устранения их влияния является одним из важнейших условий обеспечения надежности и качества исходной информации и соответственно надежности и качества управления.

Влияние недостоверных данных на решение задачи оценивания состояния. Напомним, что решение задачи оценивания может быть получено итеративно (из-за нелинейности уравнений установившегося режима) следующим образом [Л. 3]:

$$\mathbf{Y}_{t} = \mathbf{Y}_{t-1} + \left\{ \left(\frac{\partial \mathbf{V}}{\partial \mathbf{Y}} \right)^{\mathsf{T}} \mathbf{R}_{V}^{-1} \frac{\partial \mathbf{V}}{\partial \mathbf{Y}} - \frac{\partial^{2} \mathbf{V}}{\partial \mathbf{Y}^{2}} \mathbf{R}_{V}^{-1} \left[\overline{\mathbf{V}} - \mathbf{V} \left(\mathbf{Y}_{t-1} \right) \right] \right\}^{-1} \left(\frac{\partial \mathbf{V}}{\partial \overline{\mathbf{Y}}} \right)^{\mathsf{T}} \mathbf{R}_{V}^{-1} \left[\overline{\mathbf{V}} - \mathbf{V} \left(\mathbf{Y}_{t-1} \right) \right], \tag{1}$$

где Ү -- вектор состояния, однозначно описывающий режим ЭЭС, его компоненты, в частности,

могут состоять из модулей и фаз напряжений узлов; V — вектор измеряемых параметров режима¹; значения этих параметров можно вычислить по известным уравнениям установившегося режима, если известен вектор Y: V = V(Y); V - поступившие на диспетчерский пункт (или в ЦВМ) значения измеренных величин, они отличаются от истинных значений на величину помехи ξ_V :

$$\overline{\mathbf{V}} = \mathbf{V}(\mathbf{Y}_{\text{HCT}}) + \boldsymbol{\xi}_{\mathbf{V}}; \tag{2}$$

 $\mathbf{R}_{\mathbf{V}}$ — матрица ковариаций помехи $\boldsymbol{\xi}_{\mathbf{V}}$:

$$R_{\nu} = M(\xi_{\nu}\xi^{T}_{\nu}).$$

Считается, что эта матрица определяется точностью измерений соответствующих компонент вектора V и потому априори задана; i — номер итерации итеративного процесса (1); $\frac{\partial V}{\partial Y}$ и $\frac{\partial^2 V}{\partial Y^2}$ — соот-

ветственно матрицы первых и вторых производных измеряемых параметров режима по компонентам вектора состояния, вычисленные в точке Y_{i-1} .

Процесс (1) можно записать кратко:

$$\Delta Y_i = P_i G_i$$

где ΔY_i — поправка на i-й итерации, P_i — матрица ковариаций ошибок вектора Ү:

$$\mathbf{P}_{i} = \left\{ \left(\frac{\partial \mathbf{V}}{\partial \mathbf{Y}} \right)_{i}^{\mathsf{T}} \mathbf{R}_{\mathbf{V}_{i}}^{-1} \frac{\partial \mathbf{V}}{\partial \mathbf{Y}} - \frac{\partial^{2} \mathbf{V}}{\partial \mathbf{Y}^{2}} \mathbf{R}_{\mathbf{V}}^{-1} \left[\mathbf{\overline{V}} - \mathbf{V} \left(\mathbf{Y}_{i-1} \right) \right] \right\}; \tag{3}$$

¹ Измеряемые параметры — это те параметры, данные о которых поступают на диспетчерский пункт (или в ЦВМ) в виде собственно измерений, прогнозов, других источников информации (в том числе параметры, поддерживаемые автоматикой на заданном значении).

 G_i — антиградиент суммы взвешенных квадратов отклонений измеренных значений от расчетных:

$$G_{i} = \left(\frac{\partial V}{\partial Y}\right)^{T} R_{V}^{-1} \left[\overline{V} - V\left(Y_{i-1}\right)\right]. \tag{4}$$

Как видно из (1), сходимость процесса означает, что $G_i \rightarrow 0$. Поэтому результат оценивания (но не сходимость процесса!) не зависит от матрицы P_i , в частности, можно вместо P_i использовать любую другую матрицу более простой структуры, обеспечивающую сходимость, например, диагональную [Л. 4].

Появление недостоверных данных эквивалентно тому, что априори заданные точности измерений — элементы матрицы $\mathbf{R}_{\mathbf{V}}^{-1}$ — искажены на величину Δ . Данные потому и плохие, что большим отклонениям измеренных значений от истинных приписывается очень большой вес. Большие ошибки измерений, взятые с малым весом, можно плохими данными не считать — их значимость невелика и не искажает решение, если полученные ошибки соответствуют априори заданной точности. Искажение матрицы $\mathbf{R}_{\mathbf{V}}^{-1}$ влияет на результат оценивания в первую очередь из-за искажения G_i . Искажение G можно определить следующим образом:

$$\Delta G = \left(\frac{\partial \mathbf{V}}{\partial \mathbf{Y}}\right)^{\mathrm{T}} (\mathbf{R}_{\mathbf{V}}^{-1} - \Delta) \left[\overline{\mathbf{V}} - \mathbf{V} (\mathbf{Y}_{*})\right] =$$

$$= -\left(\frac{\partial \mathbf{V}}{\partial \mathbf{Y}}\right)^{\mathrm{T}} \Delta \left[\overline{\mathbf{V}} - \mathbf{V} (\mathbf{Y}_{*})\right], \tag{5}$$

где

$$\left(\frac{\partial \mathbf{V}}{\partial \mathbf{Y}}\right)^{\mathbf{T}} \mathbf{R}_{\mathbf{V}}^{-1} \left[\overline{\mathbf{V}} - \mathbf{V}(\mathbf{Y}_{*})\right] = G(\mathbf{Y}_{*}) = 0;$$

 Y_* —точка решения задания оценивания при правильной матрице R_{ν}^{-1} .

Если матрица Δ имеет структуру:

то искажены будут компоненты градиента, соответствующие переменным, для которых отличны от нуля производные от плохо измеренных параметров. Если P_i аппроксимирована диагональной матрицей, то и оценки будут смещены только у компонент вектора \mathbf{Y} , инцидентных плохим измерениям. Если же матрица P_i аппроксимирована недиагональной матрицей, в частности, если она

вычисляется по (3), то смещение возникает в оценках большого числа компонент вектора \mathbf{Y} , зачастую во всех.

Ошибки \vec{V} — $V(\hat{Y}_{n\pi})$, где $\hat{Y}_{n\pi}$ — решение задачи оценивания при наличии недостоверных данных, возникнут для всех измерений, инцидентных смещенным компонентам вектора Y. Поэтому таких больших смещений будет значительно больше, чем плохих измерений, даже если P_i аппроксимирована диагональной матрицей— это явление названо эффектом «размазывания» [Л. 5]. При отсутствии нулевых элементов в P_i любое плохое измерение будет «размазываться» по всем остальным.

При прочих равных условиях, как видно из (5), эффект смещения будет тем выше, чем выше ошибка в определении априорной точности Δ , чем больше отклонение измеренного значения от вычисленного и чем больше производная соответствующего замера по компонентам вектора состояния. Последний фактор особенно важен, поскольку в неоднородной сети ошибки оценок, вызванные недостоверными данными, будут тогда концентрироваться около относительно коротких связей, имеющих большую проводимость и соответственно большие производные измеряемых параметров по углам и напряжениям.

Эффект «размазывания» приводит к тому, что обнаружить плохие измерения по остаткам \overline{V} — $V(Y_*)$, как правило, трудно. Обнаружить плохие измерения до решения задачи оценивания по остаткам \overline{V} — $V(Y_0)$, где Y_0 — исходное приближение, можно только в том случае, если Y_0 достаточно близко к истинному значению вектора Y. При произвольном Y_0 большие остатки \overline{V} — $V(Y_0)$ могут быть вызваны как плохими измерениями, так и плохим исходным приближением. Из сказанного следует, что обнаружение недостоверных данных не является тривиальной задачей, но решение ее, как уже было сказано, очень важно для увеличения надежности исходной информации.

Способы обнаружения недостоверных данных. Эти способы можно условно разделить на три группы: использующие статистические априорные свойства распределений исходной информации, неквадратичные критерии и структурные (топологические) свойства задачи.

Рассмотрим эти группы методов. Сначала о методах, использующих сведения о распределениях. Критерий $\varphi(Y) = [\overline{V} - V(Y)]^T R_V^{-1} [\overline{V} - V(Y)]$ имеет χ^2 — распределение с m степенями свободы, если каждая из m компонент вектора $\overline{V} - V(Y) = \xi_V$ распределена нормально. Математическое ожидание критерия $\varphi(Y)$ равно m, дисперсия — 2m [Л. 6]. Вероятность

$$p\{[\varphi(\mathbf{Y}_{\star})-m] \leqslant a2m\}, \tag{6}$$

где a — константа, может быть вычислена по таблицам χ^2 — распределения при числе степеней свободы, равным m. Малая вероятность (6) означает, что $\phi(Y_\star)$ находится на «хвосте» плотности распределения, и среди замеров имеются недосто-

вычислений.

верные данные. Такой способ, предложенный в [Л. 1], только указывает на наличие недостоверных данных, но не говорит, какие именно данные недостоверны. Поэтому после установления факта присутствия недостоверных данных необходимо поочередно отбрасывать по одному измерению, производя каждый раз оценку состояния. То измерение, при отбрасывании которого критерий $\phi(Y_{\star})$ существенно уменьшается, можно считать плохим.

Громоздкость этой процедуры очевидна. В [Л. 7] высказана мысль о возможности производить пересчет оценок параметров режима при каждом изменении состава измерений методом сканирования [Л. 1], т. е. с использованием леммы об обратной матрице. Анализ этого предложения показывает, что оно неэффективно. Дело в том, что в отличие от прямого метода сканирования, когда добавляется новое измерение, здесь при отбрасывании измерения приходится решать нелинейную систему уравнений, почти эквивалентную задаче оценивания состояния в полном объеме.

Если число хороших измерений велико по сравнению с плохими, то эффект «размазывания» скажется меньше и можно считать наиболее вероятными претендентами на исключение те измерения, относительные остатки которых $\frac{\overline{v_i} - v_i(Y_{\bullet})}{\sigma_i}$ наибольшие. Этот подход близок к предложениям [Л. 8], где в качестве дополнительных достоверных данных «псевдоизмерений» используется априорная информация о режиме. К сожалению, заранее нельзя быть уверенным в том, что эффект «размазывания» мал, а потому нельзя говорить о надежности данного подхода. Но его можно использовать для определения порядка отбрасывания измерения в предыдущем подходе, проводить проверку в первую очередь тех измерений, которые имеют большие остатки. Это в ряде случаев позволит обнаружить плохие измерения в начале процесса перебора и по критерию (6) определить, что дальнейший поиск плохих измерений не даст боль-

шого эффекта. Благодаря этому сократится объем

Оригинальная идея поиска и подавления плохих данных рассмотрена в [Л. 5]. Здесь вместо квадратичного критерия качества $\phi(Y)$ предлагается использовать также аддитивную, но неквадратичную функцию остатков, каждое слагаемое которой при малых остатках имеет вид параболы, а при остатках — более пологий (рис. 1). В [Л. 9] рассматривается несколько видов функций такого рода, которые имеют скачок второй, а иногда и первой производной, а в [Л. 10] предложен неквадратичный критерий, обладающий теми же качествами, что и критерий [Л. 5], но гладкий относительно всех производных, что имеет значение для ускорения сходимости вычислительного процесса. При наличии такого критерия малые остатки оказывают существенное влияние на сходимость, поскольку производная здесь велика, а большие остатки уменьшаются слабо из-за малости производных. Поскольку расчет ведется с ограниченной точностью, большие остатки оказывают малое влияние на оценку (т. е. плохие данные подавляются) и по результатам оценивания можно сказать, какие данные недостоверны.

Экспериментальная проверка этого подхода показывает, что он эффективен только при наличии одного — двух плохих измерений и хорошем исходном приближении вектора Y_0 . Плохое исходное приближение часто приводит к увеличению остатков, в результате чего на пологой части кривой оказываются хорошие измерения, сходимость процесса оценивания резко ухудшается вплоть до расходимости процесса.

Для выявления недостоверных данных может быть использован тот факт, что уравнения установившегося режима имеют малую связность, т. е. каждый измеренный параметр зависит явно не от всех остальных параметров режима, а только от ограниченной части из них. Поэтому неправильное измерение с большой вероятностью в первую очередь скажется на соблюдении уравнений ветвей и узлов, смежных данному измерению. Это обстоятельство давно использовалось при обработке контрольных замеров в энергосистемах. Например, если измерения мощности на двух концах ветви с учетом потерь примерно соответствовали друг другу, то с большой вероятностью оба измерения можно считать достоверными. То же касается и баланса мощностей в узлах. В [Л. 7] также упоминается этот прием, в частности, перед тем, как оценивать состояние ЭЭС, производится проверка первого закона Кирхгофа во всех узлах и баланса мощностей в целом по системе. Те измерения, которые инцидентны узлам с большим небалансом, считаются сомнительными.

Нет никаких оснований игнорировать эти проверенные практикой инженерные подходы. Более того, представляется, что обобщение и формализация таких методов локального балансирования измерений даст возможность получить более надежные методы обнаружения плохих данных. Попытка такой формализации и обобщения делается в следующем разделе.

Обнаружение недостоверных данных с использованием топологических свойств задачи. Пусть $w_k(v_l \in V_k)$ — уравнение, W—множество всех уравнений режима, которые можно использовать для оценивания состояния, V_k — множество переменных, явно входящих в k-е уравнение. В качестве переменной может выступать любой параметр режима (ток, переток, мощность, модуль и фаза напряжения или некоторые функции этих величин, например, сумма перетоков в какой-либо район). Все переменные образуют вектор V. Каждой связи и каждому узлу можно поставить в соответствие фиксированный набор уравнений. Так, например,

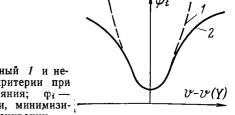


Рис. 1. Квадратичный 1 и неквадратичный 2 критерии при оценивании состояния; ф_i слагаемое функции, минимизируемой при оценивании.

для связи і— і может быть фиксирован набор:

$$P_{ji} - P_{ij} + \frac{P_{ij}^{2} + Q_{ij}^{2}}{U_{i}^{2}} r_{ij} = 0;$$

$$Q_{ji} - Q_{ij} + \frac{P_{ij}^{2} + Q_{ij}^{2}}{U_{i}^{2}} x_{ij} - \frac{U_{ij}^{2} y_{cij}}{2} + \frac{U_{ij}^{2} y_{cij}}{2} = 0;$$

$$U_{j} - \sqrt{\left(U_{i} - \frac{P_{ij} r_{ij} + Q_{ij} x_{ij}}{U_{i}}\right)^{2} + \left(\frac{-P_{ij} x_{ij} + Q_{ij} r_{ij}}{U_{i}}\right)^{2}} = 0;$$

$$= 0;$$
(7)

$$\delta_{l} - \delta_{l} - \arctan \frac{-P_{lj}x_{lj} + Q_{lj}r_{lj}}{P_{lj}r_{lj} + Q_{lj}x_{lj}} = 0;$$

$$I_{ll} - \sqrt{\frac{P_{lj}^{2} + Q_{lj}^{2}}{3U_{li}^{2}}} = 0,$$

а для і-го узла

$$P_{i} - \sum_{j \in \omega_{i}} P_{ij} = 0;$$

$$Q_{i} - \sum_{j \in \omega_{j}} Q_{ij} = 0;$$

$$I_{i} - \sum_{j \in \omega_{i}} I_{ij} = 0,$$

$$(8)$$

где r_{ij} , x_{ij} — активное и реактивное сопротивления связи i-j; y_{cij} — емкостная проводимость на землю; ω_i — множество узлов, смежных i-му.

Часть параметров режима $V_{u} \subset V$ измерена и получены значения \overline{V}_{u} . Состав множества W считается достаточным, если все компоненты вектора V_{u} явно входят в эти уравнения.

Организуя цикл по всем связям и всем узлам, алгоритмически несложно теперь получить необходимый набор всех уравнений множества W. Эта процедура не сложнее той, которая обычно используется для формирования систем уравнений в любых программах расчета потокораспределения и оценивания состояния.

Обычно число компонент $V_{\mathbf{n}}$ избыточно по сравнению с тем, которое необходимо для однозначного определения режима. В противном случае выделяем те районы схемы сети — «светлые пятна», которые можно оценить по имеющемуся набору измерений [Л. 11]. Районы, где оценка режима невозможна — «темные пятна» — исключаем из расчетной схемы, добавим перетоки в «темные пятна» к инъекциям соответствующих узлов [Л. 11]. Ниже будем под расчетной понимать схему, из которой исключены «темные пятна». Для нее будут соответствующим образом скорректированы векторы $V_{\mathbf{n}}$, $\overline{V}_{\mathbf{n}}$ и V.

Представим систему W в виде:

$$\mathbf{W}(\mathbf{V}_{\mathbf{m}}, \mathbf{V}_2) = 0, \tag{9}$$

где V_2 — множество неизмеренных переменных. Разобьем эту систему уравнений на две подси-

стемы:

$$W_1(V_n, V_2) = 0;$$

 $W_2(V_n, V_2) = 0$
(10)

так, чтобы из W_2 можно было однозначно определить V_2 как функцию V_u , т. е. $V_2(V_u)$. После подстановки $V_2(V_u)$ в W_1 получим систему уравнений, в которую входят только измеренные переменные. Эту систему назовем контрольной:

$$\mathbf{W}_{h}(\mathbf{V}_{2}(\mathbf{V}_{H}), \mathbf{V}_{H}) = \mathbf{W}_{h}(\mathbf{V}_{H}) = 0. \tag{11}$$

Как правило, удается выразить зависимости $V_2(V_u)$ в явном виде, в противном случае потребуется решать систему уравнений, порядок которой равен порядку вектора V_2 . Процедура выделения разрешимой подсистемы минимального порядка рассмотрена в приложении 1. Перейдем к основной идее обнаружения недостоверных данных в предположении, что контрольная система получена.

Если подставить в уравнения контрольной системы измеренные значения переменных $\overline{\mathbf{V}}_{\mathbf{z}}$, то, очевидно, получим некоторые невязки этих уравнений

Чтобы по невязке уравнения $w_i \in W_k$ судить о наличии среди входящих в него переменных $V_i \subset V_n$ недостоверных данных, надо найти распределение невязки w_i и сравнить величину невязок с дисперсией этого распределения. Гипотезу об отсутствии недостоверных данных среди V_i можно отвергнуть, если модуль невязки $|w_i| > a\sigma_i$, где a определяется уровнем значимости (вероятностью выполнения принятой гипотезы), σ^2_i — дисперсия распределения w_i .

Распределение w_i легко может быть найдено при линеаризации зависимости $w_i(V_i)$ и в предположении о нормальности распределения ошибок переменных:

$$p(\mathbf{w}_i) = C \exp\left(-\frac{1}{2} \frac{\mathbf{w}^2_i}{\sigma^2_{oi} + \frac{\partial \mathbf{w}_i}{\partial \mathbf{V}_i} R_i \left(\frac{\partial \mathbf{w}_i}{\partial \mathbf{V}_i}\right)^{\mathrm{T}}}\right), \quad (12)$$

где C — константа, σ^2_{0i} — составляющая дисперсии, определяемая неточностью балансировки уравнения w_i из-за погрешности входящих в него констант, погрешности вычислений и погрешности аппроксимации точного уравнения приближенным, \mathbf{R}_i — матрица ковариаций ошибок измерений V_i . Итак, при высказанных предположениях можно считать распределение w_i нормальным с нулевым средним и дисперсией

$$\sigma^{2}_{i} = \sigma^{2}_{0i} + \frac{\partial w_{i}}{\partial V_{i}} R_{i} \left(\frac{\partial w_{i}}{\partial V_{i}} \right)^{T}. \tag{13}$$

Как известно, для заданной вероятности выполнения гипотезы величину a легко найти [Л. 6]. Обозначим через d_i величину

$$d_i = a\sigma_i, \tag{14}$$

которая является порогом при сравнении невязом контрольных уравнений.

 $^{^2}$ Под измерением понимается любой способ получения информации о значении компонент V. Измерениями считаются также априорные данные.

Опишем алгоритм поиска недостоверных данных.

1. Определяем по (13) и (14) для всех контрольных уравнений системы \mathbf{W}_k пороговые значения d_i ($i=1,\ldots,r$) в предположении, что все измерения \mathbf{V}_i имеют точность, соответствующую априорным данным — матрице \mathbf{R}_i .

2. Подставляя в контрольные уравнения значения измеренных переменных, вычисляем невязки

этих уравнений

3. Проверяем, есть ли уравнения, для которых выполняется условие

$$|w_i| < d_i. \tag{15}$$

Если да, то переходим к п. 4. Иначе — на п. 6. 4. Переменные, входящие в уравнение, для которого выполнено условие (15), объявляем достоверным и вводим их в множество V_{π} (достоверно измеренных переменных), а соответствующие уравнения исключаем из вектора W_{\hbar} . При этом, естественно, предполагается, что вероятность появления в компонентах одного вектора V_{i} двух или более грубых ошибок, взаимно компенсирующих друг друга, мала и ею можно пренебречь.

5. Проверяем, есть ли уравнения, для которых условие (15) не выполняется. Если нет, то поиск заканчиваем. Иначе — переходим к следующему

пункту.

6. Проверяем, есть ли среди уравнений \mathbf{W}_h такое, в которое входит только одна переменная $v_l = \mathbf{V}_{\pi}$, остальные переменные принадлежат \mathbf{V}_{π} . Если да, то переходим к п. 7, иначе — к п. 8.

7. Из этого уравнения можно вычислить величину v_l при заданных значениях достоверных переменных. Если уравнений, по которым может быть определена v_l , несколько, выбирается то из них, которое может обеспечить наибольшую точность ее вычисления. Дисперсия вычисления v_l из i-го уравнения может быть оценена как

$$\sigma_{v_l}^2 = \sum_{v_j \in V_{l,n}} \left(\frac{\partial w_l}{\partial v_j}\right)^2 \sigma_J^2 / \left(\frac{\partial w_l}{\partial v_l}\right)^2. \tag{16}$$

Вычисляем v_l из уравнения w_i . Заносим это значение v_l во множество достоверно измеренных переменных, дисперсией ее считаем оценку, полученную из выражения (16). Объявляем \bar{v}_l плохим измерением, так как все остальные переменные в векторе V_i считаются достоверными. Уравнение w_i исключаем из множества W_k . Переходим к п. 1, поскольку состав вектора V_{π} и соответственно V_{π} изменился. Естественно, что пересчитывать надо пороги и невязки только тех уравнений, куда входят изменившиеся компоненты вектора V_{π} .

8. Выбираем среди уравнений \mathbf{W}_k подсистему минимального порядка (процедура выбора такой подсистемы совпадает с процедурой выделения разрешимой подсистемы минимального порядка, описанной в приложении 2), из которой может быть определено минимальное число еще не проверенных переменных. Другими словами, выбирается такая подсистема минимального порядка $\mathbf{W}_{ks} \subset \mathbf{W}_k$, что из соотношения

$$\mathbf{W}_{hs}(\mathbf{V}_{\mathbf{I}}, \mathbf{V}_{s}) = 0 \tag{17}$$

могут быть вычислены еще непроверенные переменные \mathbf{V}_s . Каждая из переменных $v_l \!\! \in \!\! \mathbf{V}_s$ сравнивается с измеренным значением. Те переменные, для которых условие

$$|\bar{v}_l - v_l| < \varepsilon_l$$
 (18)

не выполняется, объявляются недостоверными и их измеренные значения заменяются вычисленными. Величина ϵ_l определяется следующим образом:

$$\overline{\varepsilon}_{l}^{2} = a^{2} (\overline{\sigma}_{l}^{2} + \sigma_{l}^{2}), \tag{19}$$

где $\overline{\sigma^2}_l$ — априорная дисперсия измерения \overline{v}_l ; σ^2_l — дисперсия вычисленного значения v_l :

$$\sigma_{l}^{2} = \operatorname{diag}\left\{\left(\frac{\partial \mathbf{W}_{ks}}{\partial \mathbf{V}_{s}}\right)^{-1} \frac{\partial \mathbf{W}_{ks}}{\partial \mathbf{V}_{\pi}} \mathbf{R}_{\pi} \left[\left(\frac{\partial \mathbf{W}_{ks}}{\partial \mathbf{V}_{s}}\right)^{-1} \frac{\partial \mathbf{W}_{ks}}{\partial \mathbf{V}_{\pi}}\right]^{\mathsf{T}}\right\}. \tag{20}$$

Коэффициент $a=1\div 3$ выбирается, как и в выражении (14), по желаемой вероятности соблюдения гипотезы (18). Иногда возникают подсистемы, в которых порядок \mathbf{V}_s больше порядка \mathbf{W}_{ks} , тогда переменные \mathbf{V}_s не могут быть вычислены однозначно и объявляются сомнительными. Если таких подсистем не возникло, то переходим к п. 1, в противном случае — к п. 9.

9. Объявляем плохим то измерение, которое входит в наибольшее число подсистем с сомнительными измерениями. Такое измерение v_l заменяется на значение, вычисленное из уравнения $\boldsymbol{w_i}$, для которого оценка дисперсии по (16) минимальна (в предположении, что все остальные, входящие в это уравнение переменные, имеют точность, соответствующую априорной дисперсии). После этого переходим к п. 1, исключив уравнение $\boldsymbol{w_i}$ из $\boldsymbol{W_k}$.

Если все сомнительные переменные входят в подсистемы типа \mathbf{W}_{hs} одинаковое число раз, то они остаются сомнительными и не могут быть уточнены данным алгоритмом.

10. Возвращаемся к п. 1, если остались непроверенные измерения. В противном случае — конец

работы алгоритма.

Одновременно получаем оценку состояния ЭЭС, которая затем может быть уточнена обычным алгоритмом типа [Л. 2]. Для работы алгоритма можно обойтись приближенными соотношениями между параметрами режима (естественно, поступаясь точностью результатов). Например, для ЭЭС это могут быть простейшие соотношения типа баланса по ветвям: $P_{ij}+P_{ji}\approx 0$; $Q_{ij}+Q_{ji}+Q_{cij}\approx 0$; $I_{ij}-I_{ji}\approx 0$; $U_iK_{ij}-U_jK_{ji}\approx 0$; $I_{ij}-V$ $\overline{(P^2_{ij}+Q^2_{ij})/3U^2_{i}\approx 0}$ и т. д., где i,j— индексы узлов по концам данной ветви; P_{ij} — активная мощность; Q_{ij} — реактивная мощность; I_{ij} — ток связи i-j; Q_{cij} — емкостная генерация связи i-j; U_i — напряжение на конце связи i; K_{ij} — коэффициент трансформации трансформатора на i-м конце связи, K_{ji} , U_j — то же на j-м конце.

Увеличение невязок точных уравнений из-за использования упрощенных соотношений можно учесть повышением коэффициента а в выражении (14). До начала работы алгоритма можно сразу отметить некоторые достоверные данные, например, измеряемые с высокой надежностью или нулевые нагрузки в транзитных узлах.

В заключение описания алгоритма сделаем следующее замечание. Алгоритм делит замеры на «плохие» и «хорошие» по некоторому порогу, определяемому константами d_i . Между тем можно более полно использовать информацию о невязках уравнений, а именно учесть ее при формировании весов целевой функции, минимизируемой при оценивании методом наименьших квадратов. Минимизируемая функция может иметь в этом случае вид:

$$\varphi = \sum_{l=1}^{l} \left[\overline{v}_l - v_l(\mathbf{Y}) \right]^2 k_l, \tag{21}$$

где

$$k_{l} = \left(\frac{\partial w_{l}}{\partial v_{l}}, \frac{1}{w_{nl}}\right)^{2}, \tag{22}$$

если существует уравнение w_i , куда переменная v_l входит и для которого может быть вычислена невязка; причем здесь w_i — уравнение, имеющее минимальную невязку $w_{\mathbf{H}i}$ среди таких уравнений, куда входит v_l .

$$k_l = \frac{1}{\sigma^2_{\sigma l}},\tag{23}$$

если такого уравнения w_i не существует или $w_{ni} \approx 0$, σ^2_{vl} — априорная дисперсия l-го измерения.

Благодаря введению весовых коэффициентов, учитывающих в определенной степени топологические свойства задачи, будут использованы измерения, доверие к которым обратно пропорционально квадрату соответствующих невязок.

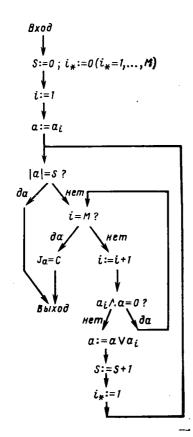


Рис. 2. Алгоритм выделения подсистемы минимального порядка.

Области использования различных методов обнаружения недостоверных данных. Как уже указывалось, эффективность того или иного метода обнаружения недостоверных данных определяется тем, насколько хорошо известно исходное приближение вектора состояния, какое количество недостоверных данных, насколько велик эффект «размазывания». Метод топологического анализа и метод анализа критерия $\phi(Y)$ с поочередным отбрасыванием измерений наименее чувствительны к качеству исходного приближения. Учитывая простоту метода топологического анализа (он может использоваться даже вручную, без ЦВМ), с него следует, видимо, начинать поиск плохих данных при неизвестном исходном приближении.

Если возникла необходимость в формировании некоторых подсистем уравнений выше первого порядка, описывающих соответствующие подсхемы, то для этих подсхем можно применить алгоритм с поочередным отбрасыванием измерений, не являющихся достоверными. Это сочетание алгоритмов целесообразно использовать при обработке контрольных замеров и при малом темпе решения задачи оценивания состояния. К сожалению, «серые пятна» таким путем устранить не удастся, так как они возникают именно из-за недостаточной избыточности. В самом деле, если, например, избыточность равна единице, т. е. существует всего одно «лишнее» измерение, то обнаружить плохое измерение поочередным отбрасыванием не удастся, так как оставшиеся любые измерения всегда будут согласованы. Избыточность в данном случае позволяет только обнаружить факт наличия плохого измерения.

Большим достоинством алгоритма топологического анализа является возможность получения более обоснованной значимости соответствующих измерений при оценивании.

При слежении за режимом, когда темп решения задачи оценивания велик и оценки в предшествующий момент времени могут считаться достаточно надежной априорной информацией, целесообразно перейти к использованию неквадратичных критериев и методов анализа остатков. Эти же методы эффективны и при динамическом оценивании, где также используется информация об оценках в предшествующий момент времени [Л. 10]3.

Выводы. 1. Появление недостоверных данных искажает всю картину оцениваемого режима, причем тем больше, чем неоднороднее электрическая

- 2. Использование топологических свойств задачи оценивания состояния позволяет обнаружить наличие недостоверных исходных данных и выявить плохие измерения. Топологический подход эффективен и тогда, когда число недостоверных данных достаточно велико.
- 3. Топологический подход позволяет уточнить весовые коэффициенты в методе взвешенных наименьших квадратов, с помощью которого решается задача оценивания состояния.

³ Собственно говоря, использование оценок в предшествующий момент времени уже содержит элемент динамического оценивания состояния.

Таблица 1

Номера свя-	l	Значения измер	ений по связям		Номера свя-		Значения измере	ний по связям	
зей і—ј	P_{i-j} , MBT	Q_{i-j} , MBap	P_{j-i} , MB _T	Q_{j-i} , MBap	зей і— ј	P_{i-j} , MBr	Q_{i-j} MBap	P_{j-i} , MBT	Q_{j-i} , Maap
1—2 2—3 3—4 3—5 9—16 10—11 11—12 11—19 13—15 14—16 14—25 14—32 15—21 16—17	-0 -18 -15 -40 -20 20 28	-0 -8 -6 - -5 0 -20 10	60 22 28 48 1972 37 45	-20 -1 - 13 22 - - 8 -18 6,6 11 -	18—20 19—33 20—22 21—23 22—23 23—24 23—27 24—27 25—31 26—30 27—28 27—30 27—31 29—30 29—31			-15 15 -18 -2 -58 54	20 3

Таблица 2

	Значен	ия измерений	по узлам		Значени	я измерен	й по узлам
Номер узла	<i>U_i</i> , кВт	Р _і , МВт	<i>Q_i,</i> Мвар	Номер узла	U _i , кВ	Р _і , МВт	<i>Q_i</i> , Мвар
1 2 3 4 5 6 7 8 9 10 11 12 13 14 15 16	117 117 113 — — — — — 117 — — 123 117	-54 57 28 2,5 1,5 2,5 6,5 1,5 2,7 6,5 -69 9 2,5 0 6,5	-24 21 15 1 1 3 1 6,2 3 -13,5 6 4,3 0 3 13,5	18 19 20 21 22 23 24 25 26 27 28 29 30 31 32 33	121 	2,5 0 9 8 8 111 0 0 0 0	4,3 0 4,5 5 5 60 0 0 0 0
17]	2,2	4,6	=			_

4. Применение различных методов определяется в конечном счете темпом решения задачи оценивания состояния: при малом темпе лучший эффект дают методы топологического анализа, иногда в сочетании с поочередным отбрасыванием измерений; при быстром темпе следует переходить к неквадратичным критериям и анализу остатков с привлечением динамических постановок задачи оценивания состояния.

Приложение 1. Процедура выделения разрешимой подсистемы минимального порядка.

Блок-схема алгоритма приведена на рис. 2. Дадим к нему пояснения. Здесь i — номер уравнения, S — число переменных, введенных в подсистему; i_* — признак вхождения i-го уравнения в подсистему: i_* =1, если i-е уравнение вошло в подсистему, i_* =0 в противном случае; a_i — вектор, состоящий из нулей и единиц: элемент a_{ij} =1, если j-я переменная входит в i-е уравнение, a_{ij} =0 — в остальных случаях. Для каждого уравнения вектор a_i и число ненулевых элементов в нем $|a_i|$ составлены заранее. Эти величины корректируются при переходе соответствующих переменных в состав проверенных (достоверных и сомнительных), M — число уравнений в множестве W_k , j_a : = c — присвоение переменной j_a признака сомнительности. После изменения состава W_k число M меняется, все элементы множества W_k нумеруются от l до M. При обращении к процедуре задаются M и векторы a_i (i = l , ..., M).

Приложение 2. Пример поиска плохих данных методов топологического анализа.

Схема рассматриваемого участка реальной системы приведена на рис. З, измерения взяты по данным контрольного замера и приведены в табл. 1 и 2. Плюс соответствует мощности, вытекающей из узла.

Система упрощенных уравнений для связей 4:

1-2:
$$P_{1-2}+P_{2-1}=0$$
; $Q_{1-2}+Q_{2-1}+Q_{1-2,c}=0$; $2-3$: $P_{2-3}+P_{3-2}=0$; $Q_{2-3}+Q_{3-2}+Q_{2-3,c}=0$

и т. д. Для узлов:

1: $P_1+P_{1-2}=0$; $Q_1+Q_{1-2}=0$;

2:
$$P_2-P_{2-1}+P_{2-3}=0$$
; $Q_2-Q_{2-1}+Q_{2-3}=0$

ИТ.

Контрольная система уравнений, полученная исключением неизмеренных переменных ⁵:

$$-P_1+P_{2-1}=0; -Q_1+Q_{2-1}=0;$$

4 Измерений тока не было, поэтому в данном примере уравнений для токов нет.

⁵ Для связей 110 кВ емкостной генерацией линий пренебрегаем.

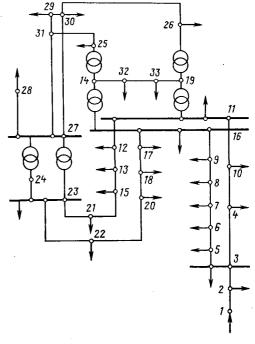


Рис. 3. Схема участка энергосистемы.

Таблица 3

Измеряемая величина	Измеренное значение	Значение, вычисленное по достоверным данным				
P., ,	22	0				
P_{20}^{3-2}	60	87				
Q_{29}^{23}	60 95	43,4				
P_{ai}	8	2				
P_{00}^{21}	15	35				
$\begin{array}{c} P_{3-2} \\ P_{29-31} \\ Q_{29-31} \\ P_{21} \\ P_{33-19} \\ Q_{16-9} \end{array}$	13	Не вычислено, но входит в две группы сомнительных данных				

Таблица 4

Номер группы	Сомнительные данные	
I II III IV V VI	$\begin{array}{c}Q_{16-9},\ Q_{16-14},\ Q_{18-17},\ Q_{16}\\Q_{16-9},\ Q_{9},\ Q_{8},\ Q_{7},\ Q_{6},\ Q_{5}\\P_{4},\ P_{10}\\Q_{11-16},\ Q_{4},\ Q_{10}\\P_{17},\ P_{18},\ P_{20},\ P_{20-18}\\Q_{17},\ Q_{18},\ Q_{20},\ Q_{20-18}\end{array}$	

$$P_{2-1}+P_{2-3}+P_{2-3}+P_2=0; \quad Q_{2-1}+Q_{2-3}+Q_2=0; P_{2-3}+P_{3-2}=0; \quad Q_{2-3}+Q_{3-2}=0; P_{3-2}+P_{3-4}+P_3+P_{3-5}=0; Q_{3-2}+Q_{3-4}+Q_3+Q_{3-5}=0$$

и т. д.

Считаем, что все измерения равноточные. Поскольку $\frac{\partial w_i}{\partial v_j} = 1$ для данного типа уравнений, то при $\sigma_{0\,i} = 2$ $\sigma^2_{\,\,i} = -|a_i| + \sigma^2_{\,\,0\,i} = |a_i| + 4$, где $|a_i|$ — число переменных, входящих в i-е уравнение.

Коэффициент а принят равным единице.

Пороговые значения контрольных уравнений: $d_1=6$; $d_2=6$; $d_3=7$; $d_4=7$; $d_5=6$; $d_6=6$; $d_7=8$; $d_8=8$; и т. д.

Подставляем в контрольные уравнения значения измеренных переменных:

$$\begin{aligned} |54-60| &= 6 = d_1; \\ |24-20| &= 4 < d_2; \\ |-60+0+57| &= 3 < d_3; \\ |-20+0+21| &= 1 < d_4; \\ |0+22| &= 22 > d_5; \\ |0-1| &= 1 < d_6; \\ |22-18+28-15| &= 17 > d_7; \\ |-1-18+15-6| &= 0 < d_8 \end{aligned}$$

ит. д.

Поскольку уравнения, кроме двух, удовлетворяют требуемой невязке, то объявляем переменные P_1 , P_{2-1} , Q_1 , Q_{2-1} , P_{2-3} , P_2 , Q_{2-3} , Q_2 , Q_{3-2} , Q_3 , Q_{3-5} достоверно измеренными переменными.

Находим уравнение w_5 , в котором есть только одна непроверенная переменная P_{3-2} . Объявляем P_{3-2} плохим измерением и вычисляем новое значение $P_{3-2} = -P_{2-3} = 0$. Дис-

персия этого значения также получается равной единице. Пересчитываем пороговые значения d_7 для оставшегося уравнения w_7 (значение d_7 не изменится потому, что не изменилось значение дисперсии величины P_{3-2} по сравнению с априорным). Вычисляем невязку $w_7 = |0-18+28-15| = 5 < d_7 = 8$. Поэтому объявляем измерения P_{3-4} , P_3 и P_{3-5} также достоверными.

Аналогично работает алгоритм для остальной части схемы.

В результате работы алгоритма выявлено шесть плохих измерений (табл. 3) и шесть групп сомнительных измерений, т. е. таких, которые можно локализовать лишь в пределах данной группы (табл. 4). Видно, что плохих измерений довольно много, тем не менее алгоритм успешно справился с обнаружением недостоверных данных. Обнаружить недостоверные данные внутри сомнительных групп без привлечения дополнительной информации, видимо, невозможно и любыми другими методами. Заметим, что при работе алгоритма ни разу не возникла ситуация, когда требовалось выделять подсистему, порядок которой выше первого.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

- 1. Schweppe F. C., Wildes J. Power system static-state estimation. Part I. Exact Model. IEEE Trans. on Power Apparatus and Systems, 1970, vol. PAS-89, No 1.
- 2. Гамм А. З. Оценка текущего состояния электроэнергетической системы как задача нелинейного программирования. Электричество, 1972, № 9, с. 1—7.
- 3. Гамм А. З., Герасимов Л. Н., Гришин Ю. А. Нелинейный алгоритм сканирования при опенивании состояния электроэнергетических систем. Изв. АН СССР. Энергетика и транспорт, 1976, № 4, с. 16—29.
- 4. Masielo R., Schweppe F. C. A tracking state estimator.—IEEE Trans. on Power Apparatus and Systems, 1971, vol. PAS-90, No 3.
- 5. Merril G., Schweppe F. C. Bad data suppression in power system static-state estimation.— IEEE Trans. on Power Apparatus and Systems, 1971, vol. PAS-90, No 6.
- 6. Корн Г., Корн Т. Справочник по математике для научных работников и инженеров. М.; Наука, 1973.
- 7. Распределение нагрузок в электрпческой системе на основе текущих измерений параметров режима. Фармер, Джервис, Лайнг, Пруэтт. В кн.: Планирование развития и эксплуатации энергетических систем, М.; Энергия: 1976, с. 82—91.
- 8. Обнаружение ошибочных измерений при оценке состояния электроэнергетической системы/ Веников В. А., Головицын Б. И., Лисеев М. С., Унароков А. А. Изв. АН СССР. Энергетика и транспорт, 1976, № 5, с. 44—54.
- 9. Bad data analisis for power system state estimation/ Handschin E., Schweppe F. C., Kohlas J., Fiechter. — Proc. of 4th IFAC/ IFIP, Zürich, 1974.
- 10. Гамм А. З. Методологические вопросы оценивания состояния и идентификации в электроэнергетических системах. В кн.: Вопросы оценивания и пдентификации в энергетических системах. Иркутск, 1974. В надзаг.: Сибирский энергетический ин-т.
- 11. Гамм А. З., Голуб И. И., Кессельман Д. Я. Наблюдаемость электроэнергетических систем. Электричество, 1975, N 1, с. 12—18.

[3.11.1977]

Об одном подходе к оценке эффективности регулирующих устройств в электрических системах

ВЕНИКОВ В. А., СТРОЕВ В. А., ТАУФИК М. А., ШТРОБЕЛЬ В. А.

Московский энергетический институт

Автоматическое регулирование агрегатов электрических систем приобретает в настоящее время все большее значение для обеспечения устойчивого функционирования этих систем в условиях нормальных и аварийных возмущений их режимов. Проводятся интенсивные исследования по совершенствованию традиционных систем автоматического регулирования (например, APB сильного действия синхронных генераторов) и по разработке систем, имевших ранее весьма ограниченное, экспериментального порядка, применение, либо принципиально новых (аварийное регулирование паровых турбин, регулирование управляемых реакторов электропередач, статических источников реактивной мощности).

Отметим, что основной причиной исследований и разработок новых объектов регулирования в электрических системах является в большей мере проблема обеспечения динамической устойчивости. Статическая устойчивость, как правило, может быть обеспечена соответствующим выбором структур и параметров АРВ генераторов системы [Л. 1 и 2].

В задачах динамической устойчивости выбор законов регулирования не исчерпывает всей проблемы. Требуется определить не только необходимый состав регулируемых объектов, но и диапазоны их регулирования, обеспечивающие затухание колебаний при заданных больших возмущениях в системе, т. е. энергия, управляемая системами регулирования, должна соответствовать энергии возмущения. Как частные подзадачи этой общей проблемы возникают вопросы оценки сравнительной эффективности различных регулируемых объектов, а также одного и того же объекта при различных диапазонах регулирования и быстродействии.

Общих методов решения этой весьма актуальной проблемы в настоящее время нет, что определяется большой сложностью электрической системы как объекта управления и, в первую очередь, ее нелинейностью. Известно большое число частных методов и методик, ориентированных на заданные (зачастую весьма упрощенные) математические модели электрических систем и на конкретные объекты регулирования. Одним из возможных путей разработки более общих методов может служить ориентация на теорию оптимального управления, позволяющую определять управляющие воздействия, доставляющие экстремум заданному функционалу качества переходного процесса. Целесообразность применения такого подхода с обязательным учетом специфики электроэнергетических задач показана в [Л. 3]. В данной статье рассмотрены некоторые аспекты применения методов теории оптимального управления к оценке эффективности регулирующих устройств в электрической системе с точки зрения обеспечения динамической

устойчивости и качества переходных процессов при больших возмущениях.

применения теории оптимального Вопросы управления в задачах динамической устойчивости электрических систем. Данные вопросы, судя по литературе, являются предметом большого числа исследований, причем задача, как правило, состоит в определении структуры и параметров регулятора, реализующего заданный критерий оптимальности [Л. 4]. Решение такой задачи даже для простейсистем, содержащих один регулируемый объект, сопряжено со значительными трудностями. Основная из них заключается в том, что для нелинейных систем (к которым относятся электрические системы) решение задачи оптимального управления в общем случае может быть получено только в виде временных траекторий сигналов управления, зависящих как от исходного режима системы, так и от вида и места приложения возмущения. Непосредственная реализация оптимального управления в этом случае требует применения ЦВМ в контуре регулирования либо для расчета траектории управления в реальном времени, либо для выбора и реализации одной траектории из множества заранее рассчитанных для различных ситуаций и хранимых в памяти ЦВМ.

реализации Чрезмерная сложность управления заставляет идти на упрощение задачи, в первую очередь, на линеаризацию математической модели системы, что позволяет получить решение в виде линейной комбинации параметров режима системы. Кроме того, что линеаризация может приводить к заметному ухудшению качества регулирования, получаемый при этом регулятор должен быть адаптивным и может потребовать применения телепередачи, не вызванного объективной необходимостью [Л. 5]. Дальнейшее упрощение решения с целью получения регулятора с фиксированной структурой п настройкой, реагирующего только на изменения режима работы регулируемого объекта, т. е. построенного аналогично существующим регуляторам генерирующих агрегатов электрических систем, может практически свести к нулю эффект оптимальности.

Отмеченные теоретические и практические трудности могут объяснить тот факт, что оптимальное управление переходными процессами в электрических системах до настоящего времени ограничено областью теоретических исследований. Эти трудности препятствуют и будут препятствовать в ближайшем будущем попыткам непосредственного применения оптимального управления (особенно в сложных электрических системах) даже при условии значительного прогресса вычислительной техники.

В то же время несомненным преимуществом методов теории оптимального управления является то, что они позволяют выявить предельные возмож-

ности заданного управляемого объекта в конкретных условиях его работы, чего нельзя в общем случае получить, например, путем прямого перебора возможных вариантов.

Действительно, переходные процессы в системе, рассчитанные при решении задачи оптимального управления (без упрощений, связанных с отказом от нелинейности и ограничений на структуру и параметры системы управления) являются наилучшими в смысле заданного критерия оптимальности и характеризуют эффективность рассматриваемого состава управляемых объектов и их характеристик (быстродействия, диапазонов регулирования). Если, например, решение задачи оптимального управления приводит к неустойчивым процессам или процессам неудовлетворительного качества, то это говорит о том, что надо или изменить состав управляемых объектов или увеличить их возможности по управлению режимом системы при заданном составе.

Таким образом, методы теории оптимального управления могут использоваться для решения таких задач, как оценка сравнительной эффективности различных регулируемых объектов, а также для определения целесообразных значений диапазона регулирования и быстродействия заданного объекта.

Получаемые при этом решения (оптимальные переходные процессы) могут использоваться как эталон при выборе «квазиоптимальных» регуляторов. Под последними понимаются практически реализуемые регуляторы, имеющие такие структуры, параметры и сигналы стабилизации, которые обеспечивают близкие к оптимальным переходные процессы. Действительно, с инженерной точки зрения предпочтительнее применение простых регулирующих устройств, обеспечивающих относительно близкие к оптимальным переходные процессы, нежели путем значительного усложнения систем редобиваться некоторого гулирования улучшения этих процессов.

При такой постановке задачи существенно расширяются возможности применения методов теории оптимального управления для исследования динамической устойчивости электрических систем. Однако и в этом случае сложность электрической системы как управляемого объекта может существенно ограничить возможности исследования и требует, во-первых, применения надежного и простого вычислительного алгоритма расчета оптимальных переходных процессов и, во-вторых, максимального упрощения математической модели системы в рамках обеспечения необходимой точности теоретического исследования.

Сравнительные исследования методов и вычислительных алгоритмов оптимального управления применительно к задачам электрических систем показали целесообразность применения принципа максимума Понтрягина при решении получаемой двухточечной краевой задачи с помощью модифицированного метода квазилинеаризации [Л. 6 и 7]. Такой подход характеризует простота вычислительного алгоритма с учетом ограничений на управления, а также надежная и, как правило, квадратичная сходимость итерационного процесса решения.

При оценке возможностей упрощения математической модели системы следует иметь в виду, что, поскольку задачей исследования является не синтез регуляторов, а расчет оптимальных переходных процессов, то можно не учитывать переходные процессы в системах регулирования рассматриваемых управляемых объектов, вводя управления (с соответствующими ограничениями) непосредственно в уравнения этих объектов или даже заменяя модель объекта сигналом управления. Это позволяет заметно понизить порядок системы дифференциальных уравнений, описывающих переходные процессы в электрической системе и тем самым расширить возможности исследования.

Кроме того, следует учитывать тот факт, что в связи с нелинейностью электрической системы задача обеспечения статической и динамической устойчивости решается либо разными регулируемыми объектами, либо с помощью различных законов регулирования одного объекта (например, форсировка возбуждения и АРВ сильного действия). При этом один закон регулирования действует при больших, а другой при малых возмущениях, реализуя тем самым принцип структурной адаптации [Л. 5]. В связи с этим оптимальные переходные процессы можно рассматривать не до полного затухания колебаний, вызванных большим возмущением, а только на той стадии, где существенно проявляется нелинейность системы. Это позволяет уменьшить период управления и, следовательно, объем вычислений и тем самым расширить возможности исследования.

С учетом изложенных факторов можно проводить широкий круг исследований эффективности различных управляемых объектов в электрических системах при больших возмущениях. Рассмотрим пример такого исследования.

Оценка сравнительной эффективности управляемых объектов в электрической системе. Исследуемая система (рис. 1) состоит из электростанции, соединенной двухцепной линией электропередачи с мощной приемной системой (шины неизменного напряжения и частоты). Задача исследования состоит в оценке сравнительной эффективности регулирования первичных двигателей и возбуждения агрегатов электростанции, а также управляемых реакторов, установленных в средней точке электропередачи.

Параметры системы следующие: электростанция — восемь турбоагрегатов ТВВ-300; электропередача — l = 900 км, $U_{\text{ном}}$ = 750 кВ, степень продольной емкостной компенсации 50%. В установившихся режимах системы U_1 = U_c = $U_{\text{ном}}$, U_2 = U_3 = 1,01 $U_{\text{ном}}$ (поддерживаются управляемыми реакторами). В качестве расчетного возмущения рассматривается трехфазное короткое замыкание длительностью 0,12 с в средней точке одной цепи ВЛ со стороны электростанции.

При составлении уравнений переходных процессов в электрической системе принимались следующие упрощающие допущения, характерные для расчетов динамической устойчивости: насыщение магнитной цепи генераторов учитывается средними насыщенными значениями индуктивных сопротивлений, не учитываются электромагнитные процессы

в демпферных контурах и цепях статора генератора, а также в элементах электропередачи. При этом для нерегулируемой системы получаем математическую модель третьего порядка:

$$p\delta = \omega - \omega_{o}; \tag{1}$$

$$p\mathbf{w} = \frac{\mathbf{\omega_0}}{T_J} (P_{\mathsf{T}} - P_{\mathsf{s}_{\mathcal{I}}}); \tag{2}$$

$$pE'_{q} = \frac{1}{T_{d_0}} (E_{qe} - E_{q}), \tag{3}$$

где

$$P_{sn} = E^2_{q} y_{r-r} \sin \alpha_{r-r} + E_q U_c y_{r-c} \sin (\delta - \alpha_{r-c}); \qquad (4)$$

$$E_{q} = \frac{E'_{q} - U_{c} y_{r-c} (x_{d} - x'_{d}) \cos (\delta - \alpha_{r-c})}{1 - y_{r-c} (x_{d} - x'_{d}) \cos \alpha_{r-c}}.$$
 (5)

Все обозначения общепринятые.

Из отмеченных допущений наиболее существенным в смысле упрощения математической модели системы является пренебрежение электромагнитными переходными процессами в статорных цепях генераторов и в электропередаче. Отказ от этого допущения приводит к повышению порядка модели системы до 25. Это существенно усложняет решение задачи оптимального управления, особенно если учесть необходимость уменьшения шага интегрирования дифференциальных уравнений. Но, с другой стороны, это допущение практически мало влияет на электромеханические переходные процессы в системе, определяющие ее динамическую устойчивость, что является причиной повсеместного применения. В частности, как показали расчеты для исследуемой системы при отсутствии управления, погрешность от такого упрощения, оцениваемая по величинам отклонений в переходном процессе переменных δ и ω от установившихся значений не превышает 5-6%.

При представлении управлений учитывалось то обстоятельство, что задачей исследования является расчет оптимальных переходных процессов с целью оценки предельных возможностей различных объектов управления. В этой связи в качестве сигналов управления возбуждением и мощностью турбины были выбраны непосредственно переменные E_{qe} и P_{τ} с ограничениями максимальных и минимальных значений этих переменных $0 \leqslant E_{qe} \leqslant 2 E_{qe \text{ ном}}, 0,15 P_{\tau,\text{ном}} \leqslant P_{\tau} \leqslant P_{\tau,\text{ном}}/c \leqslant dP_{\tau}/dt \leqslant 2 P_{\tau,\text{ном}}/c$.

Изменения реактивных сопротивлений управляемых реакторов приводят к изменению эквивалентных параметров электропередачи в (4) и (5). При этом, как показали расчеты, заметно изменяется только взаимная проводимость y_{r-c} . Поскольку электромагнитные переходные процессы в электропередаче не учитываются, зависимости взаимной проводимости от реактивных сопротивлений управляемых реакторов могут быть определены независимо от решения задачи оптимального управления. С учетом быстродействия реакторов как объекта управления это позволяет заменить сигналы управления двумя реакторами одним сигналом, представив его в математической

модели системы непосредственно изменением взаимной проводимости $y_{\text{r-c}}$. Это, кроме того, позволяет обобщить результаты исследования и на другие способы управления параметрами передачи, эффект которых заключается в изменении взаимной проводимости системы. Диапазон регулирования реакторов был определен по условию поддержания постоянных напряжений на их зажимах в нормальных режимах передачи и составляет $x_{\text{p-max}}/x_{\text{p-min}} = 10$, где $x_{\text{p-min}}$ соответствует режиму холостого хода.

Расчеты оптимальных переходных процессов в системе проводились методом квазилинеаризации для ряда исходных режимов, отличающихся величиной передаваемой в систему активной мощности. В качестве критерия оптимальности использовался интегральный функционал качества:

$$I = \int_{0}^{T} \left[w_{1} (\delta - \delta^{F})^{2} + w_{2} (\omega - \omega^{F})^{2} + w_{3} (E'_{q} - E'_{q})^{2} + \sum_{l=1}^{4} w_{l} (u - u^{F})^{2} \right] dt,$$

где T — период управления; w_l — весовые коэффициенты; u — управления; индекс F обозначает установившееся значение переменной в послеаварийном режиме.

Эффективность применения каждого управляющего воздействия в отдельности, а также комплексного управления оценивалась по критерию качества в относительных единицах:

$$I = \frac{I}{I_{6a3}} \Big|_{P_{\mathbf{c}}},$$

где $I_{\rm 6a3}$ — значение критерия качества при комплексном управлении реакторами, возбуждением и турбиной; $P_{\rm c}$ — активная мощность, передаваемая в систему в исходном режиме.

Из рис. 2, на котором приведены значения этих оценок, можно сделать выводы не только о сравнительной эффективности различных управлений (при заданных ограничениях), но и о целесообразности применения каждого управления в различных условиях (определяемых по величине передаваемой мощности в исходном режиме системы).

Очевидно, что управление реакторами нецелесообразно при режимах малых нагрузок (P_c =0,2), однако по мере роста передаваемой мощности в исходном режиме эффект от управления реакторами растет, становясь соизмеримым с эффектом от управления возбуждением (P_c =0,5) и далее превосходит его.

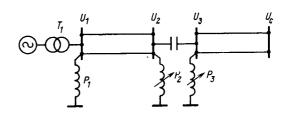


Рис. 1. Схема исследуемой системы.

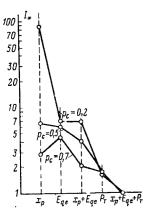


Рис. 2. Зависимости относительного значения критерия качества от вида управления (состава регулируемых объектов) и исходного режима системы $P_{\rm c}$.

Управление возбуждением (рис. 2) эффективно при различных режимах и по сравнению с управлением реакторами менее подвержено влиянию исходного режима.

Комплексное управление реакторами и возбуждением обладает свойствами отдельных управлений и по

мере роста мощности в исходном режиме становится конкурентоспособным управлению турбиной.

Наиболее эффективно управление турбиной, которое для всех режимов имеет наименьшее значение критерия качества. При этом эффект от управления турбиной практически не зависит от передаваемой мощности в предаварийном режиме.

Были выполнены расчеты оптимального управления для исходных режимов, соответствующих передаче в систему мощности от P_c = 0,9 до P_c = 1,2. Снова наибольший эффект получен при управлении турбиной, при котором устойчивый переходный процесс в системе возможен даже при P_c = 1,2. Оптимальное управление реакторами или возбуждением (или и тем и другим) обеспечивает устойчивость системы только до мощности, равной 0,9.

На рис. З показаны результаты расчетов управления переходными процессами в системе для исходного режима, соответствующего $P_c = 0.7$. В этом случае управление реакторами оказывает существенное влияние на демпфирование переходных процессов, а в сочетании с другими управлениями обеспечивает практически полное затухание этих процессов ко второму циклу качаний. Здесь, как отмечалось ранее, наиболее существенный вклад в демпфирование колебаний вносит управление турбиной¹. Результаты, полученные при совместном управлении реакторами, возбуждением и турбиной, показывают большие возможности оптимального управления в координации различных объектов регулирования для обеспечения интенсивного демпфирования колебаний.

Анализ оптимальных управлений реакторами $x_{\rm p}$, возбуждением E_{qe} и турбиной $P_{\rm T}$ при их действии как раздельно, так п совместно в разных сочетаниях позволяет выявить ряд характерных черт, присущих каждому воздействию, и рассмотреть физику их действия. Оптимальное комплексное управление по всем трем параметрам в данном случае является предельным и принимается как эталон для оценки других сочетаний управлений.

Оценку по принятому критерию качества можно дополнить оценкой сравнительного уменьшения амплитуды угла в первом полуцикле качаний. При этом демпфированием считать отношение амплитуды угла во втором полуцикле к амплитуде первого полуцикла.

Рассмотрение примера расчета (рис. 3) показывает, что каждый параметр в отдельности не обеспечивает «максимальной оптимальности». Уровни снижения амплитуды угла в первом полуцикле идут в следующем порядке: $P_{\rm T}$, $x_{\rm p}$, E_{qe} . Однако соотношения амплитуд второго и первого полуциклов имеют другой порядок, а именно $P_{\rm T}$, E_{qe} , $x_{\rm p}$. Таким образом, параметр $P_{\mathtt{T}}$ является наиболее эффективным с точки зрения принятых дополнительных оценок. Параметр x_p обладает сравнительно большей мощностью, нежели E_{qe} в части снижения амплитуды угла в первом полуцикле, однако несколько худшее демпфирование. Совместное действие управлений E_{qe} и x_{p} снижает первую амплитуду менее действенно, чем $P_{\rm T}$, однако демпфирование имеет лучший характер. При комплексном воздействии всех трех управлений участие в нем каждого управления перераспределяется, более «слабые» сигналы проявляют себя в большей степени как демпфирующие, а их участие в снижении первой амплитуды (длительность форсирующего сигнала) уменьшается.

Полученные результаты позволяют, таким образом, наглядно оценить (количественно и качественно) сравнительную эффективность различных регулируемых объектов в системе. Аналогично можно дать оценку эффективности одного объекта при различных регулировочных возможностях (быстродействия и диапазона регулирования), на основе чего могут быть сформулированы требования к конструированию этого объекта.

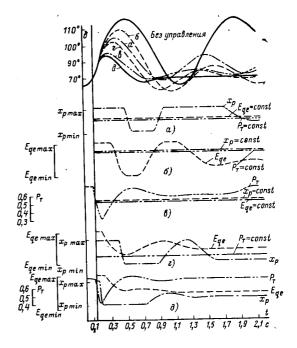


Рис. 3. Оптимальные переходные процессы в системе при различных видах управления.

¹ Отметим приближенность этой оценки, обусловленную тем, что учитываются только ограничения на величину и скорость изменения мощности турбины. Существенные динамические свойства регулируемых объектов вводятся на следующем этапе исследования при выборе квазиоптимальных регуляторов.

a — реакторами; δ — возбуждением; s — турбиной; s — реакторами и возбуждением; δ — реакторами, возбуждением и турбиной.

05-	Передаточная функция							
Объект	о б ъек т а	регулятора						
Реактор	$\frac{1}{1+0,3p}$	$\frac{2(1+0,35p)}{(1+0,05p)(1+0,02p)}$						
Система возбуждения	$\frac{1}{1+0.04p}$	$\frac{10 (1+1,4p)}{(1+0,05p)^2 (1+0,02p)}$						
Турбина	$\frac{1}{1+0,28p}$	$\frac{1}{(1+0,05p)(1+0,1p)} \left[0,3+\right]$						
		$+\frac{0,06p}{1+0,02p}\left(1+\frac{0,08p}{1+0,02p}\right)\right]$						

Задача выбора практически просто реализуемых регуляторов, обеспечивающих близкие к оптимальным переходные процессы в системе (квазиоптимальных регуляторов), в данной работе не ставилась. С другой стороны, известно [Л. 8 и 9], что для рассматриваемой схемы «станция— шины», эффективным в смысле демпфирования больших колебаний является регулирование по частоте генератора. Представляет интерес оценить блирегулирования к оптимальному. зость такого С этой целью были рассчитаны переходные процессы в системе при регулировании реакторов, возбуждения и мощности турбины в соответствии с отклонением скорости ротора генератора от установившегося значения. Передаточная функция и коэффициенты усиления каждого регулятора были выбраны из условия компенсации инерционности регулируемого объекта и полного использования его диапазона регулирования. Ограничения на управления были те же, что и при расчете оптимального управления. Передаточные функции регулируемых объектов и их регуляторов даны в таблице.

Расчеты, проведенные при таком регулировании для ряда значений $P_{\rm c}$ показали, что переходные процессы близки к оптимальным.

Например, для P_c =0,7 отношение значений критериев качества при регулировании и оптимальном управлении составляет: для регулирования реакторов 1,09; для регулирования возбуждения 1,15; для регулирования турбин 1,05.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Веников В. А. Методы управления процессами электроэнергетических систем. — Изв. АН СССР. Энергетика и транспорт, 1971, № 2.

2. Веников В. А., Строев В. А. Обеспечение устойчивости электрических систем, содержащих мощные синхронные

генераторы. — Электричество, 1971, № 12.

3. Веников В. А., Портной М. Г. Теория оптимального управления электрическими системами и задачи повышения их устойчивости. — Электричество, 1974, № 3.

их устойчивости. — Электричество, 1974, № 3.
4. Петров Ю. П. Использование принципа максимума для нахождения оптимального закона регулирования синхронной машины. — Электричество, 1964, № 10.
5. Горский Ю. М., Литкенс И. В. К вопросу об использо-

5. Горский Ю. М., Литкенс И. В. К вопросу об использовании принципов адаптации в APB синхронных машин. — Изв. АН СССР. Энергетика и транспорт, 1974, № 1.

6. О применении метода квазилинеаризации для расчета оптимальных систем/ Островский Г. М., Борисов В. В., Волин Ю. М., Шулгунов Л. Н. — Изв. вузов. Энергетика, 1968, № 11

7. Веников В. А., Строев В. А., Тауфик М. А. Об одном алгоритме решения задачи оптимального управления переходными процессами в электроэнергетической системе. — Изв. АН СССР. Энергетика и транспорт, 1977, № 4. 8. Регулирование турбины как средство улучшения пере-

8. Регулирование турбины как средство улучшения переходных процессов электрических систем/ Веников В. А., Никитин Д. В., Штробель В. А., Рубин В. Б. — Электричество, 1967, № 2.

9. Веников В. А. Переходные электромеханические процессы в электрических системах. М.: Энергия, 1964.

[18,14,1977]



УДК [621.311-5].001.24

Выбор информативных параметров для управления режимами энергосистем

Канд. техн. наук БОГАТЫРЕВ Л. Л., инженеры БОГДАНОВА Л. Ф., СТИХИИ Г. П. Свердловск

Оперативное управление режимами работы объединенных энергосистем (ОЭС) с вводом электростанций с крупными блоками 300, 500 и 800 МВт становится крайне сложным и недостаточно эффективным. В связи с этим создание автоматизированных систем управления (АСУ) режимами ОЭС является одной из актуальнейших задач большой энергетики [Л. 1].

Решение указанной задачи начинается с определения комплекса информативных режимных параметров, обеспечивающих оптимальную работу АСУ режимами ОЭС. На выбор комплекса параметров накладываются требования разумной централизации информации в системе управления, быстрой и надежной работы системы информаци-

онного обеспечения АСУ, ее экономически оправданной стоимости и, по возможности, безошибочного распознавания аварийных режимов в ОЭС. Эти требования, очевидно, выполнимы при использовании только наиболее информативных параметров, так как избыточная информация ухудшает взаимодействие основных элементов АСУ, увеличивает затраты, нерационально загружает управляющую ЦВМ, затрудняет оптимизацию процесса распознавания режимов ОЭС.

Следовательно, выбор комплекса параметров необходимо производить так, чтобы путем отбора и упорядочения их получать наибольшую информацию о режимах ОЭС при минимальном количестве

параметров.

На АСУ режимами работы ОЭС возлагается решение широкого круга различных по своей специфике задач (выявление аварийных состояний в ОЭС, классификация аварийных ситуаций по виду и степени опасности, контроль и оценка текущего режима в целом, обнаружение потери генерируемой мощности, оптимизация режима основной сети ОЭС и др.) и для каждой из них требуется определить необходимую функциональную информацию. В соответствии с решаемыми задачами отдельные подсистемы АСУ режимами ОЭС должны иметь информационные массивы, удовлетворяющие вышеуказанным требованиям. Очевидно, что объединение информационных массивов отдельных подсистем позволит выбрать комплекс информативных параметров (банк данных) для АСУ режимами ОЭС.

Отбор наиболее информативных параметров для отдельных подсистем, учитывая, что ОЭС является многомерным объектом, целесообразно производить часто используемыми в теории распознавания образов эвристическими методами, которые позволяют относительно просто выявлять качественные свойства рассматриваемых параметров и определять их информационные веса. Применение этих методов обусловлено и тем, что они дают возможность совместно с традиционными классическими методами решать основные задачи оперативнодиспетчерского управления в темпе процесса, если режимы работы ОЭС, описываемые *m* параметрами, представлять в виде векторов в *m*-мерном эвклидовом пространстве наблюдений R^m [Л. 2].

В теории распознавания мы интересуемся тем, насколько определеннее становятся наши знания об объекте в результате измерения параметров, т. е. какое количество информации получаем в результате измерений. За меру количества информации о величине θ , содержащейся в x, принимается разность начальной неопределенности (безусловной энтропии) и остаточной неопределенности после измерения x (средней условной энтропии относительно величины x) [Л. 3]:

$$I_{x}(\theta) = H(\theta) - H_{x}(\theta). \tag{1}$$

Используя понятия теории информации, можно оценить информативность всех параметров, определить важность того или иного параметра для распознавания. Так, при распознавании двух объектов с равными априорными вероятностями и нормальным распределением

$$I_x(\theta) = H(\theta) - (\text{const} - 0.5\alpha^2). \tag{2}$$

Из выражения (2) видно, что количество информации, которое могут дать измеренные параметры, определяется расстоянием между объектами α^2 . Чем больше это расстояние, тем большее количество информации может быть получено в результате измерения параметров.

При дальнейшем изложении материала под понятием «объект» (образ) будем подразумевать многомерный вектор, характеризующий исследуемый случайный режим. Для упрощения записей будем отождествлять понятия «параметры режима» и «признаки объекта», так как в качестве информации об объектах будем пользоваться только коли-

чественными выражениями (конкретными значениями режимных параметров) без применения логических переменных.

Отбор наиболее информативных параметров должен производиться по следующим критериям: параметры должны достаточно представительно характеризовать рассматриваемые классы режимов и быть чувствительными к изменению режимов; совокупность выбранных признаков должна быть тесно связана с характеристиками, на основе которых производится классификация. Кроме того, все режимные параметры в качественном отношении подразделяются на три группы: имеющие тождественно равные распределения для всех классов режимов; признаки, значения которых распределены на одинаковых интервалах, но по разным законам для различных классов; принимающие значения на частично или полностью различных интервалах для разных классов. При классификации режимов наибольшую информацию о состоянии ОЭС дают параметры третьей группы.

Количественной характеристикой образа при распознавании является мера сходства между объектами, представляющими рассматриваемый класс. Формализация понятия меры сходства основывается на гипотезе компактности, предполагающей что подмножества распознаваемых классов режимов являются в определенном смысле простыми и могут быть отделены друг от друга с помощью гиперповерхностей [Л. 2]. Если каждый объект обучающей выборки представляется как некоторая отдельная случайная выборка из нормальных генеральных совокупностей с одной и той же матрицей ковариаций, то за меру сходства между объектами при распознавании по расстоянию между точками x_i в m-мерном пространстве наблюдений R^m можно принять так называемое расстояние Махаланобиса [Л. 4]

$$\alpha^2 = (X - Y') S^{-1} (X - Y),$$
 (3)

где X и Y — случайные реализации векторов, характеризующих режимы в исследуемом m-мерном пространстве R^m ; S — ковариационная матрица и для X, и для Y.

Применение в качестве меры сходства именно расстояния Махаланобиса, а не другого (обычного эвклидова, «взвешенного» эвклидова, ...) диктуется тем, что в данном случае компоненты вектора наблюдений **X** взаимозависимы в основном и имеют разную значимость при распознавании. Анализ выражения (3) показывает, что нецелесообразно использовать при распознавании те параметры, ошибка измерения которых больше полуразности математических ожиданий **X** и **Y**, т. е.

$$\sigma_{\text{M3M}} \geqslant \frac{M(\mathbf{X}) - M(\mathbf{Y})}{2} . \tag{4}$$

Критерий (4) дает возможность на предварительном этапе отбора информативных параметров исключить часть параметров пространства наблюдений R^m с учетом конкретной величины суммарной приведенной погрешности системы телеизмерений. Как правило, она не превышает 4% [Л. 5], Для нахождения оптимального набора параметров

из числа оставшихся после предварительного отбора в случае их корреляции, а режимные парабезусловно, коррелированы, необходим полный перебор признаков, так как существует «дрейф» в ранжировке параметров. «Дрейф» обусловлен тем, что полезность любого признака зависит от всего набора параметров, по которым производится распознавание классов режимов ОЭС. Однако полный перебор всех возможных комбинаций признаков при выборе в качестве критерия распознавания расстояния Махаланобиса требует машинного времени порядка $t_n = 2^{n-1} \times$ $\times (n+1) (n+2) a$ с условием, что на решение линейной системы уравнений *n*-го порядка тратится лишь $t \approx an^2$ часов. Для ЦВМ БЭСМ-4 $t_{20} \approx 100$ [Л. 6]. Из этого примера очевидна необходимость разработки и применения эвристических методов выбора информативных параметров, позволяющих значительно сократить вычислительные процедуры и определять оптимальные наборы признаков.

Выбор параметров для подсистем ACУ режимами OЭС. Применительно к условно созданной ACУ режимами одной из ОЭС, входящей в состав ЕЭС СССР, покажем решение задачи выбора наиболее информативных режимных параметров на примере подсистемы ACУ, предназначенной для оценки состояния ОЭС в целом, тремя эвристическими методами (методом Кендалла, методом информативных расстояний, методом, основанном на сравнении вероятностных характеристик признаков) и одним из методов математической статистики

За расчетные приняты нагрузки и схема сети ОЭС на 1979—1980 гг., нагрузки радиальных сетей приведены к опорным узлам, шунтирующие сети 110 кВ сэквивалентированы. В расчетной схеме 44 узла (из них 22 узла 500 кВ) и 63 ветви. В качестве параметров $\{x\}$, характеризующих режимы системы, приняты значения напряжений в узлах и потоки мощности по линиям. За нормальные режимы работы ОЭС приняты режимы максимальных и минимальных нагрузок с различными комбинациями генерируемых мощностей на станциях и некоторые ремонтные режимы, за аварийные режимы с предельными по статической устойчивости перетоками при аварийных отключениях одной или двух линий 500 кВ. По результатам расчетов на ЦВМ М-222 была организована обучающая выборка из 30 режимов, принадлежащих различным классам.

Размерность исходного пространства параметров, в котором изображаются режимы ОЭС с известной по обучающей выборке классификацией, принята равной 107. С помощью критерия (4) удалось сократить размерность пространства режимных параметров до 42 (26 параметров, характери-

зующих потоки мощности по линиям, и 16 параметров — напряжение в узлах ОЭС).

Метод Кендалла [Л. 4]. Алгоритм выбора информативных параметров по рассматриваемому методу следующий.

1. Для значений i-го параметра с перетоком мощности по линии составляется уровневая шкала с q делениями ($q=P_{\rm пред}/100$ МВт, где $P_{\rm пред}$ предельная по статической устойчивости мощность по линии). По условиям отстройки от возможной ошибки из-за погрешности системы телеизмерений (принята 2%) и флуктуаций перетоков мощности, величиной 0.37 $\sqrt{P_1}$ МВт [Л. 7], цена деления выбрана 100 МВт.

2. Из обучающей выборки режимов (предполагается, что выборка репрезентативна) по уровневой шкале определяется частота появления перетоков мощности с j-м уровнем (j=1, 2, . . ., q) в нормальных и аварийных режимах для каждого из всех 26 параметров, характеризующих перетоки по линиям. Например, для параметра x_{53} с перетоками по линии 7—8 (см. табл. 1).

При использовании напряжений в качестве режимных параметров уровневая шкала берется с размахом от наименьшего значения напряжения в аварийном режиме до максимального в нормальном режиме с ценой деления, равной величине принятой погрешности телеизмерения.

3. По таблице частот появлений i-го параметра с j-м уровнем определяются характерные диапазоны его изменения отдельно для нормальных и аварийных режимов. Если i-й параметр имеет несколько значений перетоков с рядом расположенными уровнями только в нормальном или только в аварийном режиме, то данный параметр позволяет по простому решающему правилу, например, для x_{53} :

$$x_{53} \le 400$$
 — относить режим к нормальному; $x_{53} \ge 1200$ — относить режим к аварийному. (5)

Количество распознаваемых по данному параметру режимов (H) из обучающей выборки и есть своеобразная оценка информативности рассматриваемого признака. Так, по параметру x_{53} можно распознать 8 режимов (5 нормальных и 3 аварийных). О мере полезности этого признака следует судить только после сопоставления его с другими признаками.

4. Составляется ряд «старшинства» параметров. Некоторые параметры имеют одинаковую полезность, но каждый из них позволяет, как правило, распознавать не одни и те же режимы, а разные. Поэтому предпочтение тому или иному параметру должно отдаваться с учетом технических возмож-

Таблица 1

Уровни перето МВт	оков мощности,	100	200	300	400	500	600	700	800	900	1000	1100	1200	1300	1400
Частота	Нормальный режим	2	1	1	1	2	1	2	2	_	1		_	_	
появления	Аварийный режим		_		_	1	1	1	2	3	1	_	1	1	1

ностей получения этого параметра или каких-либо

других требований.

5. После распознавания режимов обучающей выборки по наиболее старшему признаку процедура распознавания остальных режимов с целью выявления необходимого количества параметров для классификации в целом ведется аналогично описанной в п. 3. Однако с помощью следующего по старшинству параметра распознаются теперь лишь оставшиеся после первого тура классификации режимы. Процедура заканчивается или после апробации всех признаков, или после выяснения, что. дальнейшая классификация бесполезна, так как ни один режим больше распознать нельзя, ибо информативность проработавших параметров перекрыла информативность оставшихся. В нашем примере для первых тридцати параметров ряд «старшинства» получился в соответствии с табл. 2.

По всем параметрам из ряда «старшинства» распознано 25 режимов. Для их классификации опрошено 18 нараметров, полезными же оказались всего лишь 8 параметров.

Метод информативных расстояний. Авторами специально разработан близкий к многовекторной интерпретации режимов работы ОЭС способ отбора информативных параметров. Теоретические предпосылки метода таковы. Многомерный вектор, соединяющий эталоны классов нормальных и аварийных режимов $[\![J\!], 2 \!],$ состоит из компонент, представляющих собой разность математических ожиданий значений отдельных параметров нормальных и аварийных режимов. Естественно предположить, что одни составляющие этого т-мерного вектора в большей мере влияют на распознавание, другие в меньшей. Достаточно веским критерием меры влияния отдельных параметров на классификацию можно считать величину расстояния между эталонами і-го параметра разных классов. Аргументом в пользу этого утверждения является то, что чем больше расстояние между эталонами по і-му параметру, тем больше удельный вес его в оценке m-мерного вектора. Следовательно, у этого параметра больше предварительная информативность, так как при достаточно большом расстоянии между эталонами классов распознавание с помощью разделяющей гиперповерхности оказывается успешным [Л. 8].

Окончательную информативность параметра можно определить с помощью решающего правила, использующего идею разделения классов, представленных любыми значениями чисел на оси, делением расстояния между эталонами параметров пополам и последующей классификацией режимов в зависимости от того, по какую сторону от средней точки $ar{E}$ между эталонами находится значение предъявленной реализации, где \bar{E} — порог разделения режимов на нормальные и аварийные. Наиболее информативными будут те параметры, которые позволяют распознать наибольшее количество объектов. Алгоритм отбора параметров по методу информативных расстояний покажем на том же примере.

1. Для всех параметров m-мерного векторного пространства определяются математические ожидания отдельно по нормальным и аварийным режи-

2. Вычисляются расстояния между эталонами і-х параметров:

$$L(x_i, y_i) = M(x_i) - M(y_i). \tag{6}$$

3. Составляется таблица предварительной информативности параметров в зависимости от величины расстояния между эталонами $L(x_i, y_i)$. Отбор по признакам с перетоками мощности производится до параметров со значениями расстояния между эталонами не менее ΔP , где величиной ΔP учитываются флуктуации перетоков мощности и возможные погрешности системы телеизмерения. Отбор по признакам с напряжениями ведется до параметров со значениями расстояний между эталонами не менее ΔU , где ΔU — величина погрешности системы телеизмерения. Предварительная информативность параметров для рассматриваемой задачи дана в табл. 3.

4. Для каждого параметра табл. З находится порог разделения режимов на нормальные и аварийные:

$$\overline{E} = \frac{M(x_i) + M(y_i)}{2} \bullet \tag{7}$$

Например, для параметра $x_{53}(P_{7-8})$ \overline{E} =714. 5. По решающему правилу

$$\begin{cases} x_i \leqslant \overline{E} - \Delta P/2 - \text{относим режим к нормальному;} \ y_i \geqslant \overline{E} + \Delta P/2 - \text{относим режим к аварийному,} \end{cases}$$
 (8)

определяется количество распознаваемых реализаций по каждому параметру.

6. Строится табл. 4 окончательной информативности параметров в зависимости от классифицированных режимов.

процедура распознаваемости 7. Проводится всех режимов обучающей выборки и определяется

Таблица 2

Пяраметры и его информативность					Зна	ачение				
$\overset{x_{i}}{H_{i}}$	U. 11	U ₁₄	P ₈₋₁₂	P ₉₂₋₇ 10	P ₂₁₋₂₂ 9	P24-30	P ₇₋₈	P ₁₈₋₄	P ₁₇₋₃₁	U ₃ 8
$\overset{x_i}{H_i}$	P ₁₀₋₁₁ 8	P ₁₅₋₁₄	U ₁₇ 6	<i>U</i> , 6	P ₃₋₂ 5	P ₁₆ -3	P4-30	U ₁₅	U ₂₂ 4	4 U10 3
$\overset{x_i}{H_i}$	P ₁₈₋₂₇	P ₁₋₉	P ₃₋₁₅	P ₁₆₋₁₅	P ₂₁₋₂₀ 2	P ₈₋₉	P ₂₉₋₃₇	U_8	P ₁₋₁₁	P ₁₀₋₈

Таблица 3

Тараметр и соответствующее ему расстояние между эталонами					Зна	ачени е				
$L \begin{pmatrix} x_i \\ (x_i, y_i) \end{pmatrix}$	P ₈₋₁₂ 480	P ₇₋₈ 376	P ₁₈₋₄ 314	P ₂₁ -22 305	P ₁₅₋₁₄ 271	P ₁₀₋₁₁ 259	P ₂₂₋₇ 258	P ₂₁₋₂₀ · 220	P ₁₆₋₃ 218	P ₂₄₋₃₀ 202
$L(x_i, y_i)$	P ₂₇₋₂₄ 178	P ₁₆₋₁₅ 174	P ₃₋₂ 171	P ₁₈₋₂₇ 164	P ₃₋₁₅ 129	P ₁₀ - 8	P ₄₋₃₀ 110	P ₁₇ -31	P ₉₋₈ 100	P ₂₉₋₃₇ 95
$L \begin{pmatrix} x_i \\ (x_i, y_i) \end{pmatrix}$	P ₁₋₇	U ₈ 17,4	U_{1} 12,2	U ₁₄ 10,4	U ₁₅ 10,4	9,8	U ₁₃ 9,1	U ₁₀ 8,7	U ₃ 8,6	<i>U</i> ₄ 8

Таблица 4

Параметр и его информативность					Зна	чешие				
$\overset{\mathbf{x}_i}{H_i}$	U ₁₀ 22	P ₈₋₁₂ 21	P ₁₅₋₁₄ 21	U ₈ 21	P ₇₋₈ 20	P ₁₀₋₁₁	U ₆	P ₇₋₂₂	P ₂₁₋₂₂	U ₁₅
$x_l \\ H_i$	U ₁₄ 18	U ₁₃ 18	P ₁₆₋₁₅	P ₁₆₋₄ 17	U, 17	P ₁₈₋₂₇ 17	U ₄ 17	P ₁₆₋₃ 16	U ₃ 16	P ₃₋₂
$\overset{x_i}{H_i}$	P ₃₋₁₅	P ₈ -8	P ₂₄₋₃₀ 12	P ₁₋₉	P ₂₉₋₂₇ 12	P ₂₁₋₂₀	P ₂₇₋₂₄	P ₁₇₋₃₁	P ₁₈₋₈ 7	P ₄ -3

минимальное количество параметров, необходимое для классификации в целом. Процедура классификации начинается с наиболее полезного параметра. Оставшиеся после первого этапа неклассифицированные режимы распознаются с помощью второго по информативности параметра и так далее.

Оказалось достаточным для распознавания всех 30 режимов опросить только одиннадцать первых информативных параметров, причем непосредственно для классификации потребовалось лишь семь параметров. Окончательная информативность параметров, безусловно, носит относительный характер, так как используемая обучающая выборка неинвариантна ко всему многообразию характерных для ОЭС режимов. Поэтому и информативность отдельных параметров в комплексе может в каком-то диапазоне меняться, хотя состав наиболее информативных параметров практически не меняется. Это подтверждается оптимизацией состава отдельных наборов признаков, обеспечивающих минимальную ошибку при распознавании ситуаций в ОЭС.

Метод, основанный на сравнении вероятностных характеристик признаков [Л. 2]. Количественная оценка полезности параметра может быть произведена следующим образом.

- 1. Определяются первые и вторые моменты распределений параметров x_i : μ_{ih} и D_{ih} (i=1, $2, \ldots, 42; k=1, 2$).
- 2. Вычисляются априорные вероятности появления режимов соответствующих классов $P(A_i)$ и математические ожидания $M(u_{ib})$ и $M(D_{ib})$.
- математические ожидания $M(\mu_{ik})$ и $M(D_{ik})$. 3. Определяются дисперсии математического ожидания распределений признаков при переходе от нормальных режимов к аварийным:

$$\overline{D}_{ik} = M \{ [\mu_{ik} - M(\mu_{ik})]^2 \}.$$
 (9)

4. Вычисляются оценки информативности (полезности) параметров

$$K_i = M(D_{ik})/\bar{D}_{ik}. \tag{10}$$

Наиболее полезным считается тот параметр, который реализует

$$\min_{i} K_{i} = \min_{i} M(D_{ik})/\overline{D}_{ik}. \tag{11}$$

Ряд информативности параметров по данному методу получился следующим:

Различные эвристические методы неинвариантны ко всем требованиям, предъявляемым к информативным параметрам. Например, по методу Кендалла оптимизируется выбор параметров по их связи с характеристиками, на основе которых производится классификация, тогда как по методу, основанному на сравнении вероятностных характеристик признаков, выбираются в первую очередь параметры, чувствительные к изменению режимов.

Кроме того, при отборе и ранжировке параметров могут быть ошибки и чисто расчетного характера, обусловленные тем, что процедура отбора и ранжировки по любому из эвристических методов формализована лишь частично.

Для исключения ошибок при выборе комплекса наиболее информативных параметров с учетом различных требований, предъявляемых к параметрам,

необходимо окончательный отбор параметров производить с помощью алгоритма голосования. Каждому признаку x_i информационных рядов, определенных разными методами, присваивается некоторый вес β_{in} , равный порядковому номеру i-го параметра в n-м информационном ряду. Поскольку информационный вес параметра x_i равен:

$$G_i = \prod_{n=1}^{\alpha} \beta_{in}, \tag{12}$$

то наиболее информативными будут параметры с минимальными информационными весами (d — количество информационных рядов). В результате подсчета величины полезности i-х параметров по алгоритму голосования окончательный ряд информативности для первых тридцати параметров получился следующим: P_{22-7} , P_{8-12} , U_{14} , U_4 , P_{15-14} , P_{7-8} , P_{21-22} , P_{24-30} , U_{10} , U_7 , P_{10-11} , U_3 , U_8 , P_{3-2} , P_{18-27} , U_{15} , P_{18-14} , P_{16-3} , P_{4-30} , P_{21-20} , U_6 , P_{16-15} , P_{27-24} , U_{22} , P_{3-15} , P_{9-8} , P_{1-13} , P_{29-37} , P_{10-8} , P_{1-9} .

В окончательный ряд вошли самые различные по занимаемому в схеме ОЭС месту параметры: тринадцать — с перетоками от шин 500 и 220 кВ электростанций (в числе первых пятнадцати параметров окончательного ряда таких признаков только четыре — $P_{21-22},\ P_{24-30},\ P_{10-11}$ и P_{18-27}); пять с большими транзитными перетоками в соседнюю ОЭС или энергорайон с большим потреблением (в числе первых пятнадцати их четыре — $P_{22-7},\ P_{15-14},\ P_{7-8}$); две — с перетоками по автотрансформаторам 500/220 кВ ($P_{18-27},\ P_{4-30}$), три с перетоками по линиям 220 кВ ($P_{24-30},\ P_{27-24},\ P_{29-37}$); восемь — с напряжениями на шинах 500 кВ подстанций с большим потреблением или транзитных подстанций (в числе первых пятнадцати их пять — $U_{14},\ U_4,\ U_7,\ U_3,\ U_8$).

С использованием наиболее информативных параметров окончательного ряда определяется необходимое для распознавания количество признаков. С этой целью строится зависимость ошибки классификации режимов ОЭС от количества применяемых для распознавания параметров. В качестве решающего правила применяем уравнение гиперплоскости, перпендикулярной отрезку, соединяющему эталоны классов, и проходящей через его середину [Л. 2]. Кривая указанной зависимости имеет U-образную форму с очень пологим минимумом. В нашем примере этому минимуму соответствовала ошибка 6,6% в диапазоне 7—15 первых из окончательного ряда признаков. При дальнейшем увеличении количества применяемых для распознавания параметров происходит стабилизация ошибки классификации на несколько более высоком уровне (на 10% в нашем примере).

Использование только наиболее информативных параметров из найденного ряда позволяет уменьшить время решения задачи оценки состояния системы в 3 раза. Надежность классификации объектов обучающей выборки получается достаточно высокой при решающем правиле в виде уравнения гиперповерхности типа

$$E = c_o + \sum_{i=1}^{m} c_i x_i + \sum_{i=1}^{m} \sum_{l=1}^{m} c_{il} x_i x_l = 0.$$
 (13)

Наши расчеты были проведены на минимальной обучающей выборке, величина которой соответствует низшему пределу длины выборки, определяемой по критерию [Л. 9]:

$$l_{\text{goor}} = \frac{4m}{\varepsilon} \left(1 - \ln \frac{\varepsilon}{4} - \ln \frac{\eta}{3} \right), \tag{14}$$

где m — размерность пространства наблюдений; ϵ — планируемая величина ошибок при распознавании экзаменационной выборки, равной по величине обучающей выборке; η — возможное (вероятное) увеличение ошибок больше ϵ .

Эффективность распознавания режимов экзаменационной выборки ожидается в пределах 97—98%, если обучение будет проводиться на выборках из 120-140 режимов. Представительность таких выборок зависит от действий расчетчика. Если расчетчик стремится провести полноценное обучение на возможно более короткой обучающей выборке, то длина ее может быть меньше выбранной по критерию (14), так как достаточная длина выборки находится при условии, что выборка организована из случайных наблюдений. Накопленный опыт эксплуатации позволяет из всего многообразия режимов выделить наиболее характерные для рассматриваемой ОЭС в интересуемом аспекте, и именно из таких режимов организовывается обучающая выборка. Перспективным для получения представительных обучающих выборок объемом в 100 и более режимов представляется использование экстремального планирования эксперимента.

Метод главных компонент [Л. 10]. Основным достоинством метода являются геометрические экстремальные свойства главных компонент, которые позволяют при наименьшем искажении исходного пространства наблюдений R^m перевести (спроектировать) его в пространство меньшей размерности t. При этом новое ортогональное пространство, пространство главных компонент, описывается независимыми переменными, представляющими из себя некоторые линейные функции от исходных параметров системы Z = CX.

Алгоритмическая процедура начинается с нормировки параметров x_i . Далее определяется корреляционная матрица K и находятся собственные числа λ_l и собственные векторы корреляционной матрицы. Затем производится ранжировка собственных чисел и определяются главные компоненты. На заключительном этапе определяется размерность пространства главных компонент:

$$\rho_t = \sum_{l=1}^t \lambda_l / tr K, \ l = 1, 2, \dots, t,$$
(15)

где trК — след корреляционной матрицы К исходных параметров системы; λ_l — ранжированные собственные числа этой матрицы. Для тридцати информативных параметров ранжированный ряд первых собственных чисел получился следующим: 9,71; 3,9; 3,63; 3,34; 2,3; 1,56; 1,39; 1,18; 0,92; ... В соответствии с этим размерность пространства независимых главных компонент равна 8, что совпадает с количеством параметров, обеспечивающим минимальное значение ошибки классификации режимов ОЭС.

Программа определения наиболее информативных параметров методом главных компонент составлена на алгоритмическом языке ФОРТРАН и ее реализация на ЦВМ M-222 занимает 12 мин.

В общем случае построение информационных рядов признаков для подсистемы АСУ, обеспечивающей оценку состояния ОЭС, должно производиться с учетом вероятностей появления соответствующих аварийных режимов и относительной величины ожидаемого народнохозяйственного ущерба в результате аварии. Предпочтительность того или иного признака выявляется только после анализа множества аварийных ситуаций, возникающих в системе в результате отключения транзитных линий, потери большой генерирующей мощности, нарушения устойчивости и т. д.

Поэтому место параметров в информационной части ACV режимами ОЭС должно определяться в результате дополнительной ранжировки по f_i :

$$f_{j} = \sum_{i} p(w_{i}) \mathcal{Y}_{i} f_{ji} \rightarrow \max, \qquad (16)$$

если ряд строится по $H_{ii}
ightarrow \mathrm{max}$, и по

$$f_i = \sum_{\mathbf{i}} [1 - p(w_i) Y_i] f_{ii} \rightarrow \min, \qquad (17)$$

если ряд строится по H_{ji} — min, где $p(w_i)$ и y_i — вероятность появления i-го аварийного режима и ожидаемый народнохозяйственный ущерб от этой аварии соответственно; H_{ji} — критерий информативности j-го параметра при распознавании i-го аварийного режима.

Предлагаемая процедура отбора информативпараметров отдельных подсистем ДЛЯ АСУ режимами на основе рассмотренных выше методов в 6-10 раз сокращает объем требуемых для распознавания признаков по сравнению со случаем полного моделирования текущего режима энергосистемы, когда необходимо иметь 2N-1 параметров при наличии N узлов в схеме. Это позволяет произвести выбор комплекса информативных параметров для АСУ режимами в целом без необоснованных и перестраховочных излишеств исходной системы признаков, которые вредны не только по экономическим и эксплуатационным соображениям, но и из-за того, что степень представительности выборки одного и того же объема обратно пропорциональна размерности пространства признаков [Л. 11]. Добавление признаков при малой обучающей выборке в случае использования некоторых решающих функций может не только не улучшить, но даже ухудшить качество решения задачи, что хорошо подтверждается найденной U-образной кривой ошибки распознавания в зависимости от количества применяемых пара-

 $\hat{\text{И}}$ нформационный массив АСУ режимами ОЭС формируется после определения информационных массивов D_i для отдельных подсистем. В результа-

те получим информационный массив (комплекс ин формативных параметров) D_n , представляющий собой объединение множеств D_i , т. е. $D = \bigcup_{i=1}^n D_i$, где

n — число подсистем ACV. Этот массив будет обладать минимальной избыточностью для ACV в целом. Пересечение множеств D_i образует основной

массив данных АСУ
$$\left(D_1 = \bigcap_{i=1}^n D_i\right)$$
, являющийся об-

щим для всех подсистем. Множество параметров $D_2 = D \setminus D_1$ обеспечит достаточную избыточность для любой из подсистем АСУ.

Выбранный таким образом комплекс информативных параметров для информационного обслуживания АСУ повысит эффективность автоматического управления нормальными и аварийными режимами объединенных энергосистем и значительно улучшит возможности адаптивных методов приема и передачи телеинформации, обеспечив высокую надежность качества информационных данных для оперативного диспетчерского управления.

Выводы. 1. Выбор комплексов информативных параметров для информационного обслуживания АСУ режимами ОЭС можно осуществлять эвристическими методами.

- 2. Предварительный отбор параметров целесообразно производить по критерию (4); окончательный ряд информативности параметров следует составлять с помощью алгоритма голосования.
- 3. Рассмотренные эвристические методы могут быть использованы для решения широкого круга информационных задач энергетики.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

- 1. Веников В. А. О задачах научно-теоретических разработок, связанных с проблемой АСУ ЕЭС СССР. — Изв. АН СССР. Энергетика и транспорт, 1972, № 2. 2. Богатырев Л. Л., Стихии Г. П. Использование мето-
- 2. Богатырев Л. Л., Стихии Г. П. Использование методов теории распознавания образов для управления режимами сложных энергетических систем. — Электричество, 1975, № 12.
- 3. Пересада В. П. Автоматическое распознавание образов. М.: Энергия, 1970.
- 4. Айвазян С. А., Бежаева З. И., Староверов О. В. Классификация многоверных наблюдений. М.: Статистика, 1974.
- 5. **Митюшкин К. Г.** Телемеханика в энергосистемах. М.: Энергия, 1975.
- 6. Либенсон М. Н., Хесин А. Я., Янсон Б. А. Автоматизация распознавания телевизионных изображений. М.: Энергия, 1975.
- 7. Тимченко В. Ф. Колебания нагрузки и обменной мощности энергосистем. М.: Энергия, 1975.
 - 8. Нильсон Н. Обучающиеся машины. М.: Мир, 1967.
- 9. Вапник В. Н., Червоненкис А. Я. Теория распознавания образов. М.: Наука, 1974.
- 10. Богатырев Л. Л., Богданова Л. Ф. Использование методов теории распознавания для классификации аварийных состояний в электроэнергетической системе. Изв. АН СССР. Энергетика и транспорт, 1975, № 2.
- 11. Загоруйко Н. Г. Методы распознавания и их применение. М.: Советское радио, 1972.

[10.10.1977]



Ориентация удлиненных частиц в однородном электрическом поле

БЕРШЕВ Е. Н., СЕМЕНОВ В. А.

Ленинград

В технологических процессах, связанных с перемещением в сильном однородном электрическом поле и электроосаждением удлиненных частиц, весьма важную роль играет их ориентация. Характерными примерами таких процессов являются электроосаждение абразивных материалов и электрофлокирование. При электрофлокировании текстильные волокна ориентированно наносятся на различные предметы в сильном, как правило, однородном электрическом поле. Геометрическая форма волокон может быть представлена цилиндром длиной от 0,5 до 20 мм и диаметром 20—100 мкм. В результате электрофлокирования можно получить искусственную замшу и мех, ковровые покрытия и т. п., в зависимости от размера волокон.

В электрическом поле удлиненные частицы совершают два движения: поступательное перемещение к основе и колебания около силовых линий поля. Уменьшение средней амплитуды колебаний, т. е. улучшение ориентации ансамбля частиц в целом, приводит к увеличению плотности нанесения частиц на основу и, следовательно, повышает качество изделий.

Процессы электронно-ионной технологии осуществляются обычно в однородных сильных электрических полях. В статье рассмотрена иная структура электрического поля, обеспечивающая лучшую ориентацию ансамбля удлиненных частиц.

Ориентацию волокна (рис. 1) будем характеризовать углом между его осью и направлением вектора напряженности электрического поля. Предположим, что проекция момента количества движения волокна на направление вектора поля или противоположно направленного ему вектора ускорения свободного падения равна нулю. В этом случае плоскость колебаний волокон около силовых линий поля будет неподвижна в пространстве. Уравнение колебаний волокна около силовых линий поля [Л. 1]

$$J\ddot{\varphi} = M_{rA} + M_c + M_{sn}, \qquad (1)$$

где J — момент инерции удлиненной частицы относительно ее центра инерции; $M_{\rm rg}$ — гидродинамический момент; $M_{\rm c}$ — момент сил сопротивления среды колебаниям частицы; $M_{\rm эл}$ — момент электриче-

ских сил относительно центра инерций удлиненной частицы.

Оценим величину всех слагаемых, входящих в правую часть уравнения (1). Момент электрических сил определяется выражением [Л. 2]:

$$M_{\rm BH}(\varphi) = -p(\varphi)E\sin\varphi,$$
 (2)

где $p(\phi)$ — электрический момент поляризованной частицы; E — напряженность электрического поля.

Разложив выражение (2) в ряд Тейлора по степеням ф и учитывая, что при электрофлокировании амплитуда колебаний волокон ред-

ко превышает (0,2-0,3) рад, получим:

$$M_{\partial \pi}(\varphi) = -p(0)E\varphi. \tag{3}$$

Перед электрофлокированием волокна подвергаются химической обработке для придания им свойств электропроводности и разделяемости. Как показывают результаты обработки данных скоростной киносъемки моменты сил, действующие на металлические и на такие же но форме химически обработанные волокна, совпадают, следовательно, совпадают и электрические моменты этих двух видов волокон. Электрический момент проводящего тонкого цилиндра, находящегося в электрическом поле [Л. 3]:

$$p(0) = \frac{\pi e_0 E l^3}{6 \left(\ln \frac{4l}{d} - \frac{7}{3} \right)}, \tag{4}$$

где l и d — длина и диаметр волокна. С учетом равенств (3) и (4) получаем

$$M_{\mathbf{s}_{\pi}}(\varphi) = -\frac{\pi \varepsilon_0 E^2 l^3}{6\left(\ln\frac{4l}{d} - \frac{7}{3}\right)} \varphi. \tag{5}$$

Выражение для гидродинамического момента имеет вид [Л. 1]:

$$M_{\rm ra} = -A\left(\frac{l}{d}\right)^{2} (\boldsymbol{v} - \boldsymbol{v}_{o}^{2}) d \sin^{2} \varphi, \tag{6}$$

гле $A=2,5\cdot 10^{-12}$ н сек/м²; v — скорость поступательного движения удлиненной частицы; v_0 — минимальная скорость поступательного движения частицы, при которой начинает проявляться дезориентирующее влияние гидродинамического момента.

Определим отношение $M_{\rm PR}/M_{\rm PR}$ в наиболее характерном для электрофлокирования случае $E=5\cdot 10^5$ В/м, $l=2,5\cdot 10^{-3}$ м, $d=5\cdot 10^{-5}$. Как показано в [Л. 4], значение v изменяется от 0,5 до 1,5 м/сек. Легко убедиться, что при этих условиях $M_{\rm PR}/M_{\rm PR}>2\cdot 10^2$ при $(v-v_0)=1$ м/с.

Таким образом, для сильных электрических полей, применяемых при электрофлокировании, гидродинамическим моментом по сравнению с электрическим можно пренебречь.

Определим момент сил сопротивления среды M_c . Сила сопротивления боковому движению цилиндрического волокна на единицу его длины [Л. 5]:

$$F_{\rm c} = \frac{4\pi\eta lv}{\sigma - \gamma} \bullet$$

где $\sigma = \ln \frac{2l}{d}$; $\eta - вязкость воздуха; <math>\gamma = 1.57 - 7 \times \left(\frac{1}{\sigma} - 0.28\right)^2$.

Тогда момент сил сопротивления коле**б**аниям удлиненной частицы

$$M_{\rm c} = -2 \int_{0}^{l/2} F_{\rm c} x dx = -\frac{\pi \eta l^2}{3(\sigma - \gamma)} \varphi,$$

так как $v = x \varphi$.



Рис. 1. Положение волокна в электрическом поле.

С учетом полученных выражений перепишем уравнение (1) в виде

$$\ddot{\varphi} + \frac{2}{\pi} \dot{\varphi} + \omega^2 \dot{\varphi} = 0, \tag{7}$$

где

$$\omega_0^2 \equiv \frac{\pi e_0 E^2 l^3}{6J \left(\ln \frac{4l}{d} - \frac{7}{3} \right)} \; ; \; \tau \equiv \frac{6(\sigma - \gamma)J}{\pi \eta l^3} \; . \label{eq:omega_sigma}$$

Общий вид решения уравнения (7) имеет вид:

$$\varphi = Ae^{-t/\tau}(\cos \omega t + \alpha), \tag{8}$$

где $\omega = \omega_0 \sqrt{1 - \frac{1}{\omega^2_0 \tau^2}}$; A и α — постоянные интегрирования.

Оценим изменение частоты колебаний капронового волокна плотностью 1140 кг/м³, вносимое трением его о воздух. Для рассматриваемого характерного случая $\tau^2\omega^2_0{\approx}7600$, поэтому $\omega{\approx}\omega_0$ с большой степенью точности. Наличие трения волокна о воздух практически не влияет на частоту колебаний волокна в сильном электрическом поле и приводит лишь к экслоненциальному затуханию амплитуды колебаний с постоянной времени $\tau{\approx}6\cdot10^{-2}$ с.

Если ограничиться анализом процессов в интервале времени, меньшем τ , то в уравнении (7) можно опустить слагаемое $\frac{2}{\tau}$ φ . Это наложит опреде-

ленные ограничения на область применения полученных результатов, но зато позволит избежать математических трудностей и сделает более ясным физическое содержание выкладок.

Рассмотрим сначала ориентацию ансамбля удлиненных частиц в однородном постоянном электрическом поле. С учетом сделанных упрощений получаем как и в [Л. 6] уравнение малых колебаний волокна около силовых линий электрического поля

$$\ddot{\varphi}(t) + \omega^2 \varphi(t) = 0, \qquad (9)$$

где $\omega = \xi E(t)$ — круговая частота колебаний удлиненной частицы около силовых линий электрического поля; ξ — коэффициент, зависящий от геометрических размеров и свойств частицы.

Так как $\omega(t) = \text{const}$, то при начальных условиях $\varphi(t)\Big|_{t=0} = \varphi_0$, $\frac{d\varphi}{dt}\Big|_{t=0} = \varphi_0$ решение уравнения (9) дается выражением

$$\varphi(t) = \varphi_{\bullet} \cos \omega t + \frac{\dot{\varphi}_{\bullet}}{\omega} \sin \omega t. \tag{10}$$

Величины φ_0 , φ_0 и ξ будем рассматривать как случайные и для достаточно больших ансамблей удлиненных частиц. Плотности их функций распределения будем обозначать $\rho_{\varphi_0}(\varphi_0)$, $\rho_{\varphi_0}(\varphi_0)$, $\rho_{\xi}(\xi)$. Область существования случайных величин φ_0 , φ_0 , ξ определяется соотношениями $\varphi_0 \in [0, \pi/2]$; $\varphi_0 \in [-\infty, \infty]$; $\xi \in [0, \infty]$.

Величина $<\phi^2(t)>$ имеет смысл среднего квадрата угла отклонения волокна в момент времени t. Ее мы и будем считать главной характеристикой

процесса ориентации ансамбля волокон. Очевидно,

$$\langle \varphi^{z}(t) \rangle = \int_{0}^{\pi/2} d\varphi_{\bullet} \int_{-\infty}^{\infty} d\dot{\varphi}_{\bullet} \int_{0}^{\infty} d\xi \rho_{\varphi_{\bullet}}(\varphi_{\bullet}) \rho_{\dot{\varphi}_{\bullet}}(\dot{\varphi}_{\bullet}) \rho_{\xi}(\xi) \varphi^{z}(\varphi_{\bullet}, \dot{\varphi}_{\bullet}) \rho_{\xi}(\xi) \varphi^{z}(\varphi_{\bullet}, \dot{\varphi}_{\bullet}, \xi, t).$$
(11)

В дальнейшем будем рассматривать лишь такие ансамбли удлиненных частиц, для которых выполняется соотношение

$$\rho_{\dot{\varphi}_0}(\dot{\varphi}_0) = \rho_{\dot{\varphi}_0}(-\dot{\varphi}_0), \tag{12}$$

что, по-видимому, является хорошим приближением для реальных процессов электронно-ионной технологии. Подставив выражение (10) в формулу (11), после несложных преобразований получим:

$$\langle \varphi^{2}(t) \rangle = \frac{1}{2} \left\{ \langle \varphi^{2}_{0} \rangle + \langle \dot{\varphi}^{2}_{0} \rangle \langle \frac{1}{\omega^{2}} \rangle + \langle \varphi^{2}_{0} \rangle \langle \dot{\varphi}^{2}_{0} \rangle \langle \dot{\varphi}^{2}_{0} \rangle \langle \frac{\cos 2\omega t}{\omega^{2}} \rangle \right\}.$$

$$(13)$$

Символом <...> будем обозначать усреднение по функциям $\rho_{\varphi_0}(\phi_0)$, $\rho_{\varphi_0}(\dot{\phi}_0)$, $\rho_{\xi}(\xi)$ или по какой-либо их комбинации.

По теореме Римана — Лебега [Л. 7] при условии существования интеграла $\int\limits_0^\infty \frac{1}{\xi^2} \, \rho_\xi \, (\xi) \, d\xi$ справедливы

соотношения:

$$<\cos 2\omega t> \to 0$$
 и $<\frac{\cos 2\omega t}{\omega^2}> \to 0$ при $t\to \infty$.

Отсюда имеем

$$\langle \varphi^{2}(t) \rangle_{t\to\infty} \frac{1}{2} \left\{ \langle \varphi^{2}_{0} \rangle + \langle \varphi^{2}_{0} \rangle \langle \frac{1}{\omega^{2}} \rangle \right\}.$$
 (14)

Очевидно, что формула (13) описывает колебания величины $<\phi^2(t)>$ около значения, даваемого формулой (14).

Обсудим физическое содержание полученного результата. Для большей наглядности выводов предположим, что функция ρ_{ξ} (ξ) имеет единственный острый максимум при значении $\xi = \overline{\xi}$; тогда $<1/\omega^2>\approx 1/(\overline{\omega})^2$, где $\overline{\omega} = \overline{\xi}E$.

Умножив обе части соотношения (14) на $\frac{\bar{I}(\bar{\omega})^2}{2}$ и учтя, что $\bar{I}(\bar{\omega})^2 = \bar{p}E$, получим:

$$\overline{W}_{\pi}(t) \xrightarrow{1} \frac{1}{2} \{ \overline{W}_{\pi}(0) + \overline{W}_{\kappa}(0) \}, \tag{15}$$

где $\overline{W}_{\pi}(t) \equiv \frac{\overline{pE} < \varphi^2(t) >}{2} -$ средняя потенциальная энергия в момент времени t; $\overline{W}_{\kappa}(t) \equiv \frac{\overline{I} < \varphi^2(t) >}{2} -$ средняя кинетическая энергия частицы в момент времени t.

Таким образом, средняя потенциальная энергия частицы для достаточно больших времен равна полусумме средней потенциальной и кинетической энергии частицы того же ансамбля в начальный

момент времени. В силу потенциальности электростатического поля полная средняя энергия частицы остается при движении ансамбля неизменной. Следовательно, для достаточно больших времен и средняя кинетическая энергия удлиненной частицы равна половине полной средней энергии. Этот результат можно интерпретировать как перемешивание ансамбля частиц в постоянном электрическом поле вследствие его неоднородности по параметру §.

Перейдем теперь к анализу ориентации ансамбля удлиненных частиц в изменяющемся во времени однородном электрическом поле. Будем искать такое переменное электрическое поле, чтобы в конечной стадии технологического процесса (для достаточно больших времен) ориентация ансамбля удлиненных частиц была бы наилучшей. На условие поставленной задачи, однако, следует наложить некоторое ограничение. В самом деле, в заключительной стадии технологического процесса, например, электрофлокирования, желательно сообщить ансамблю удлиненных частиц максимально возможную кинетическую энергию поступательного перемещения. Поэтому заключительную часть процесса следует проводить в максимально сильном электрическом поле E_0 , которое ограничено рядом факторов, таких как пробой, электробезопасность и др.

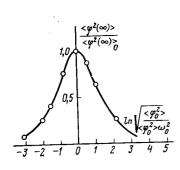
С учетом высказанного ограничения можно сделать вывод, что технологический процесс транспортировки и ориентации ансамбля удлиненных частиц должен состоять из двух стадий. В первой стадии на частицы действует переменное электрическое поле, улучшающее их ориентацию; во второй стадии на ансамбль частиц действует сильное постоянное электрическое поле для обеспечения лучшей их транспортировки.

С учетом выводов, сделанных выше, приходим к следующей математической формулировке задачи: надо найти такую функцию E(t) и такой момент времени t, чтобы величина, определяемая формулой (14), имела минимальное значение. Отметим, что в выражении (14) величины $<\phi^2_0>$ и $<\phi^2_0>$ относятся к моменту включения постоянного лоля E_0 , поэтому, выбирая начало отсчета времени t=0 в момент включения переменного электрического поля, формулу (14) следует переписать:

$$<\varphi^{2}(\infty)> = \frac{1}{2} \left\{ <\varphi^{2}(t)> + <\varphi^{2}(t)> < \frac{1}{\omega^{2}_{0}}> \right\}, (16)$$

где t — есть момент включения постоянного однородного поля.

Будем искать решение задачи в классе кусочно постоянных функций $E\left(t\right)$. Введем ансамбль удли ненных частиц, описываемый статистически функ



циями $\rho_{\varphi_0}(\varphi_0)$, $\rho_{\varphi_0}(\varphi_0)$ и $\rho_{\xi}(\xi)$ в однородном электрическом поле напряженности E_1 . Найдем такое значение E_1

Рис. 2. Зависимость эффективности процесса ориентации ансамбля волокон от параметра $\sqrt{\frac{\langle \hat{\varphi}^2_0 \rangle}{\langle \hat{\varphi}_0^2 \rangle \omega_0^2}}$.

и такой момент времени, чтобы выражение (16) имело минимальное значение.

Подставив выражение (10), в котором величину ω заменим на ω_4 , в формулу (16), после несложных преобразований получим:

$$4 < \varphi^{2}(\infty) > = 2 < \varphi^{2}(\infty) >_{0} + < \varphi^{2}_{0} > < \omega^{2}_{1} > \times$$

$$\times < \frac{1}{\omega^{2}_{0}} > + < \varphi^{2}_{0} > < \frac{1}{\omega^{2}_{1}} > - \left\{ < \varphi^{2}_{0} > + \right.$$

$$+ \frac{< \varphi^{2}(\infty) >_{0}}{2} \frac{\partial}{\partial t^{2}} + \frac{1}{16} < \varphi^{2}_{0} > \frac{\partial^{4}}{\partial t^{4}} \right\} < \frac{\cos 2\omega_{1}t}{\omega^{2}_{1}} >, \quad (17)$$

где
$$<\!\phi^2(\infty)\!>_0\!\equiv\!\frac{1}{2}\!\left\{\!<\!\phi^2_{\,0}\!>\!+\!<\!\phi^2_{\,0}\!>\!<\!\frac{1}{\omega^2_{\,0}}\!>\!\right\}.$$

Для упрощения дальнейших рассуждений будем считать, что плотность функции распределения случайной величины ξ имеет вид дельта-функции Дирака ρ_{ξ} (ξ) — δ (ξ — ξ_0). Тогда равенство (17) приобретает более простой вид:

$$4 < \varphi^{2}(\infty) > = \left(1 + \frac{\omega_{1}^{2}}{\omega_{0}^{2}}\right) \left(<\varphi_{0}^{2}> + \frac{<\dot{\varphi}_{0}^{2}>}{\omega_{1}^{2}}\right) + \left(1 - \frac{\omega_{0}^{2}}{\omega_{0}^{2}}\right) \left(<\varphi_{0}^{2}> - \frac{<\dot{\varphi}_{0}^{2}>}{\omega_{1}^{2}}\right) \cos 2\omega_{1}t.$$
 (18)

Отметим, что

$$<\varphi^2(\infty)>|_{t=0}=<\varphi^2(\infty)>_0.$$

При

$$\left(1 - \frac{\omega_{1}^{2}}{\omega_{0}^{2}}\right) \left(\langle \varphi_{0}^{2} \rangle - \frac{\langle \varphi_{0}^{2} \rangle}{\omega_{1}^{2}}\right) > 0, \ \langle \varphi^{2}(\infty) \rangle \leq$$

$$\leq \langle \varphi^{2}(\infty) \rangle_{0}. \tag{19}$$

Это значит, что если выполняются неравенства (19), то при воздействии на ансамбль удлиненных частиц сначала полем E_1 , а затем E_0 , он приобретает лучшую ориентацию, чем при воздействии только полем E_0 .

При выполнении условия (19) имеем:

$$\min_{t} \langle \varphi^{2}(\infty) \rangle = \langle \varphi^{2}(\infty) \rangle \Big|_{t_{K} = \frac{\pi(1+2k)}{2\omega_{1}}} =$$

$$= \frac{\langle \varphi^{2}_{0} \rangle}{\omega^{2}_{1}} + \frac{\omega^{2}_{1} \langle \varphi^{2}_{0} \rangle}{\omega^{2}_{0}}. \tag{20}$$

Используя обычный метод исследования функции на экстремум, легко показать, что минимум выражения (20) достигается при $\omega^4_1 = \frac{\langle \varphi^2_0 \rangle \omega^2_0}{\langle \varphi^2_0 \rangle}$, следовательно,

$$<\varphi^{2}(\infty)>|_{t=t_{K}}=\sqrt{\frac{\langle\varphi^{2}_{0}\rangle\langle\dot{\varphi}^{2}_{0}\rangle}{\omega^{2}_{0}}}.$$
 (21)

Найдем соотношение, определяющее эффект ориентации ансамбля волокон полем $E_{\mathbf{1}}$, действую-

щим t_k с:

$$\frac{\langle \varphi^{2}(\infty) \rangle}{\langle \varphi^{2}(\infty) \rangle_{o}} = 2 \sqrt{\frac{\langle \varphi^{2}_{o} \rangle}{\langle \varphi^{2}_{o} \rangle \omega^{2}_{o}}} \frac{1}{1 + \frac{\langle \varphi^{2}_{o} \rangle}{\langle \varphi^{2}_{o} \rangle \omega^{2}_{o}}} = \left(\cosh \ln \sqrt{\frac{\langle \varphi^{2}_{o} \rangle}{\langle \varphi^{2}_{o} \rangle \omega^{2}_{o}}} \right)^{-1}. \tag{22}$$

График функции (22) от $\ln \sqrt{\frac{< \phi^2_0 >}{< \phi^2_0 > \omega^2_0}}$ представлен на рис. 2. Из рисунка видно, что чем больше отличие параметра $\sqrt{\frac{<\dot{\varphi}^2_0>}{<\varphi^2_0>\omega^2_0}}$ от единицы, тем меньше значение функции (22).

Таким образом, в результате проведенного анализа процесса ориентации частиц в электрическом поле со скачкообразно меняющейся напряженностью, выявлены следующие закономерности.

Улучшение ориентации ансамбля удлиненных частиц невозможно, если $\frac{\langle \varphi^2_0 \rangle}{\langle \varphi^2_0 \rangle \omega^2_0} = 1$, т. е. в случае равенства средних кинетической и потенциальной энергий частицы в электрическом поле $E_{\mathbf{0}}$.

При $\frac{<\dot{\varphi}^2_0>}{<\varphi^2_0>\omega^2_0}<$ 1, т. е. если средняя потенциальная энергия больше кинетической в поле E_0 , улучшение ориентации удлиненных частиц возможно. При этом $E_1 < E_0$. Этот факт имеет следующее толкование. Ансамбль частиц в малом электрическом поле E_1 медленно ориентируется вдоль силовых линий, приобретая при этом малую кинетическую энергию вращения. Затем в момент времени t_0 (или $t_{\rm K}$) включается поле E_0 . В нем, очевидно, отклонение волокон будет в среднем меньше.

При $\frac{<\varphi^2_0>}{<\varphi^2_0>\omega^2_0}>1$ ориентация ансам**б**ля удлиненных частиц тоже возможна, но при этом $E_1 > E_0$. В этом случае ансамбль частиц в начальный момент времени в целом сориентирован по направлению вектора E_1 (имеет малую потенциальную энергию), но обладает большой кинетической энергией вращения. Первый этап улучшения ориентации будет проходить в сильном поле E_1 . В тот момент, когда ансамбль в целом будет максимально отклонен, включается менее сильное электрическое поле E. Поскольку $E_1 > E_0$, то теперь отклонение ансамбля волокон в поле E_0 будет меньше, чем отклонение в случае воздействия только поля E_0 .

Дальнейшее улучшение ориентации ансамбля удлиненных частиц возложено с помощью электрического поля, скачкообразно изменившего в момент времени t_h свою напряженность от значения E_i до значения E_2 . Начальные условия в момент t_k включения поля E_2 для величины $\varphi(t)$:

$$\varphi(t_k) = (-1)^k \frac{\varphi_0}{\omega_1}; \quad \frac{d\varphi}{dt} \Big|_{t=t_k} = (-1)^{k+1} \omega_1 \varphi_0.$$

Решение уравнения (9), в котором величина ю теперь обозначается как ω2, имеет следующий вид:

$$\varphi(t) = (-1)^k \left[\frac{\dot{\varphi}_0}{\omega_1} \cos \omega_2 (t - t_k) - \frac{\varphi_0 \omega_1}{\omega_2 i} \sin \omega_2 (t - t_k) \right]. \tag{23}$$

Подставив равенство (23) в выражение (16), по-

$$4 < \varphi^{2}(\infty) > = \left(1 + \frac{\omega_{2}^{2}}{\omega_{0}^{2}}\right) \left(\frac{< \varphi^{2}_{0}>}{\omega^{2}_{1}} + \frac{\omega_{1}^{2}}{\omega^{2}_{2}} < \varphi^{2}_{0}>\right) - \sqrt{\frac{< \varphi^{2}_{0}> < \varphi^{2}_{0}>}{\omega^{2}_{0}}} \frac{1}{\omega_{0}^{2}\omega_{2}^{2}} (\omega_{2}^{2} - \omega_{0}^{2})^{2} \cos 2\omega_{2}(t - t_{k}).$$

$$(24)$$

Легко убедиться, что функция (24) принимает минимальное значение для $t > t_k$ при $\omega_2 = \omega_0$.

Подставив выражение (23) в формулу (11) и положив $\omega_2 = \omega_0$, с учетом выведенных выше соотношений, получим:

$$<\varphi^2(t)>=\sqrt{\frac{<\varphi^2_0><\varphi^2_0>}{\omega^2_0}}$$
. (25)

Из выражения (25) следует, что электрическим полем E_1 ансамбль удлиненных частиц перемешан для электрического поля E_0 и ориентация его уже не является колебательным во времени процессом.

Приложение. Предположим, что на ансамбль удлиненных частиц действует скачкообразно меняющееся электрическое частиц действует скачкоооразно меняющееся электрическое поле (сначала в течение времени t_k напряженность поля равна E_1 , а затем E_0). При этом ансамбль частиц приобретает лучшую ориентацию, чем в случае воздействия с самого начала электрического поля E_0 . Выберем систему координат, движущуюся с какой-либо частицей. Если в этой системе координат будем измерять напряженность электрического поля, то обнаружим, что в течение промежутка времени t_h напряженность поля будет равна E_1 , а затем E_0 .

Мы придем к тому же результату, если будем проводить измерения напряженности электрического поля в установке другого типа (электрическое поле ее постоянно во времени, но различно в разных областях пространства). Схема установки показана на рис. 3. Волокна подаются в установку посредством, например, вибрации бункера 1, дно которого выполняет роль электрода — сита. Вибрация происходит таким образом, чтобы исключить случайные воздушные потоки вбли-

зи электрода, где происходит зарядка волокон. Предположим, что под действием различных сил (силы тяжести, электрических и др.) удлиненные частицы, высыпавшись из бункера 1, будут перемещаться к промежуточной сетке 2, с помощью которой создаются две области сильных однородных электрических полей разной напряженности. Миновав сетку, частицы продолжают движение к нижнему электроду 3. Если расположить промежуточную сетку так, чтобы удлиненные частицы проходили сквозь нее в момент времени t_k , то эффект ориентации ансамбля удлиненных частиц будет тот же, что и проанализированный выше.

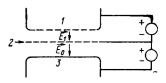
Поскольку основные соотношения были выведены при пренебрежении силой сопротивления воздуха, то обсудим теперь ограничения области их применимости. Имеем

$$t_k = T_0 \sqrt{\frac{\langle \varphi^2_0 \rangle \omega^2_0}{\langle \varphi^2_0 \rangle}} \frac{1 + 2k}{4},$$

где $T_0 \equiv 2\pi/\omega_0$.

электрофлокирования, бункер которой выполнен в виде вибросита, совершающего одномерные колебания в горизонтальной

Рис. 3. Схема установки, обеспечивающей более высокую ориентацию ансамбля волокон, чем в однородном электрическом поле напряженностью E_0 .



плоскости вида

$$x=x_0\sin\omega_B t$$
,

где x — смещение бункера; x_0 — амплитуда смещения; ω_B частота вибрации.

Предположим, что при смещении бункера х верхний конец волокна смещается тоже на расстояние х от положения ориентации вдоль силовых линий поля. Тогда

$$\varphi_0 = \frac{x}{l} 2 = \frac{2x_0}{l} \sin \omega_B t; \quad \varphi_0 = \frac{2x_0 \omega_B}{l} \cos \omega_B t.$$

Заменяя усреднение по ансамблю усреднением по време-

$$\langle \varphi^2_0 \rangle = \frac{{}^{\parallel} 4x^2_0}{l^2} \frac{\pi}{\omega_s}; \quad \langle \varphi^2_0 \rangle = \frac{4x^2_0 \omega^2_{\beta}}{l^2} \frac{\pi}{\omega_{\beta}}.$$

Окончательно

$$\frac{\langle \dot{\varphi}^2_0 \rangle}{\langle \varphi^2_0 \rangle \omega_0^2} = \frac{\omega_B^2}{\omega_0^2}.$$

Если положить, что частота колебаний сита $f_{\rm B}\!=\!25$ Гц, длина капронового волокна $l\!=\!2.5\cdot 10^{-3}$ м, его диаметр $d\!=\!5\cdot 10^{-5}$ м, то в электрическом поле $E\!=\!5\cdot 10^5$ 1/м оно совершает колебания с частотой $f_0\!\approx\!\!230$ Гц.

шает колебания с частотой
$$f_0 \approx 230$$
 Гц.
Таким образом $\frac{\langle \varphi^2_0 \rangle}{\langle \varphi^2_0 \rangle \omega^2_0} \approx \frac{1}{81}$, тогда $t_k = \frac{3}{4} (1 + 2k) T_0$, $k = 0, 1, 2, ...$

Для случая $E_0 = 5 \cdot 10^5$ В/м, $l = 2.5 \cdot 10^{-3}$ м, $d = 5 \cdot 10^{-5}$ м для капронового волокна получим $T_0 \approx 4.35 \cdot 10^{-8}$ с. При рассматриваемых условиях ряд значений t_k при $k = 0, 1, 2, 3, \ldots$

принимает вид: $3.26\cdot 10^{-3}$ c; $9.78\cdot 10^{-3}$ c; $1.63\cdot 10^{-2}$ c; $2.28\cdot 10^{-2}$ c; $2.94\cdot 10^{-2}$ c; $3.59\cdot 10^{-2}$ c.

Сопоставляя постоянную времени т с членами этого ряда, приходим к выводу о применимости предложенных соотношений для нескольких начальных значений к. В рассматривае-

мом случае, например, они справедливы для значений $k \le 4$. Таким образом, пренебрежение силой сопротивления воздуха допустимо лишь при небольших значениях k, однако это ограничение не является слишком строгим, поскольку наибольший эффект улучшения ориентации достигается как раз при небольших значениях k, когда ансамбль волокон еще не перемешан из-за неоднородности по параметру \$.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Верещагин И. П., Жуков В. А., Морозов В. С. Ориентация вытянутых частиц при движении в электрическом поле. — «Электричество», 1975, № 5.

2. Тамм И. Е. Основы теории электричества. М.: «Нау-

ка», 1966.

3. Ландау Л. Д., Лифшиц Е. М. Электродинамика сплошных сред, М.: ТТЛ, 1957, с. 33—34.
4. Бершев Е. Н., Шаглин Г. П. Исследование перемеще-

ния волокон в однородном электростатическом поле с учетом аэродинамического сопротивления. — «Электронная обработка

материалов», 1976, № 5.

5. Broersma S. Viscons Fource Constant for Closed Cylinder. — J. Chem. Phys., 1960, vol. 32, № 6, р. 1632—1635.

6. Бершев Е. Н., Кириллов В. В. Статистическое рассмотрение ориентации удлиненных частиц в электростатическом поле. — ЖТФ, 1973, вып. 4, т. XIII.

7. Фихтенгольц Г. М. Курс дифференциального и интегрального исчисления. М.: Наука, 1966.

[15.6.1977]



УДК 537.213.001.24

Синтез потенциального поля заданной структуры и интенсивности за счет реализации определенного закона изменения характеристики среды

Канд. техн. наук ОСТРЕЙКО В. Н. Ленинград

В ряде электротехнических устройств целесообразно или необходимо иметь определенный закон изменения поля. Один из возможных подходов к решению задачи синтеза поля основан на реализации соответствующего закона изменения характеристики среды. Этот подход используется, например, в высоковольтной технике [Л. 1], где в ряде случаев за счет определенного подбора изоляции удается выровнять напряженность поля между электродами и тем самым уменьшить изоляционные промежутки. Однако теоретически такой подход еще не нашел достаточно полного освещения в ли-

Настоящая статья посвящена рассмотрению теории синтеза заданного потенциального поля за счет реализации соответствующего закона изменения характеристики среды. В основу теории положена идея [Л. 2] об интерпретации геометрической структуры поля как ортогональной криволинейной системы координат. При этом под геометрической структурой поля понимается совокупность эквипотенциальных поверхностей и ортогональных к ним поверхностей или линий вектора напряженности

Общетеоретические предпосылки. Будем называть областью T область поля, удовлетворяющую следующим условиям:

в каждой точке области Т за исключением ее границ справедливо уравнение

$$\operatorname{div}(\varepsilon \overline{E}) = \operatorname{div}(\varepsilon \operatorname{grad} \varphi) = 0, \tag{1}$$

где \bar{E} — вектор напряженности поля i; ϕ — его потенциал, а є — диэлектрическая проницаемость изотропной и линейной среды, являющаяся в общем случае функцией координат;

¹ Для определенности изложение будем вести на примере электростатического поля. Однако все полученные результаты справедливы и для электрического поля постоянного тока, к для потенциального магнитного поля, что следует из общности уравнения (1) для указанных полей.

границей области T служит замкнутая поверхность S, состоящая в самом общем случае из трех участков S_1 , S_2 и S_0 , причем S_1 и S_2 совпадают с эквипотенциалями поля φ_1 и $\varphi_2 \neq \varphi_1$, а S_0 является поверхностью вектора \overline{E} , т. е.

$$\varphi \mid_{S_i} = \varphi_i, \ i = 1, \ 2; \frac{\partial \varphi}{\partial n} \mid_{S_n} = 0,$$
 (2)

где n — нормаль к поверхности S_0 .

Пусть имеются ортогональные криволинейные координаты θ , τ , β с метрическими коэффициентами h_{θ} , h_{τ} , h_{g} , удовлетворяющие двум условиям:

первое — граница S области T в координатах θ , τ , β может быть представлена совокупностью фиксированных координатных поверхностей θ_1 и θ_2 , τ_1 и τ_2 , β_1 и β_2 , причем поверхности θ_1 и θ_2 совпадают соответственно с S_1 и S_2 , а поверхность образованная совокупностью координатных поверхностей τ_1 и τ_2 , β_1 и β_2 совпадает с S_0 ; это означает, что граничные условия (2) в координатах θ , τ , β имеют вид:

$$\varphi|_{\theta=\theta_i} = \varphi_i; \frac{\partial \varphi}{\partial \tau}|_{\tau=\tau_i} = \frac{\partial \varphi}{\partial \varphi}|_{\theta=\theta_i} = 0, i = 1, 2;$$
 (3)

второе — метрические коэффициенты $h_{\theta}, h_{\tau}, h_{\beta}$ и характеристика среды в удовлетворяют условию

$$R = R(\theta, \tau, \beta) = \frac{\epsilon h_{\tau} h_{\beta}}{h_{\theta}} = \frac{N(\tau, \beta)}{M(\theta)}, \qquad (4)$$

где $N(\tau, \beta)$ и $M(\theta)$ — произвольные функции соответствующих координат.

Координаты θ , τ , β , удовлетворяющие первому и второму условиям, названы в $[\Pi.\ 2]$ координатами поля. Такое название обусловлено тем, что в каждой точке области T поверхности θ этих координат совпадают с эквипотенциалями поля. а поверхности τ и β — с поверхностями вектора E. Следовательно, потенциал ϕ в координатах поля зависит только от одной координаты θ , а вектор E имеет только одну составляющую E_{θ} , определяемую двумя выражениями $[\Pi.\ 2]$:

$$E_{\theta} = E_{\theta}(\theta, \tau, \beta) = -(\varphi_2 - \varphi_1) \left[Rh_{\theta} \int_{\theta}^{\theta_2} \frac{d\theta}{R!} \right]^{-1}; \quad (5)$$

$$E_{\theta} = E_{\theta}(\theta, \tau, \beta) = -Q \left[h_{\theta} \int_{\tau_{1}}^{\tau_{2}} \int_{\theta_{1}}^{\theta_{2}} R d\tau d\beta \right]^{-1}, \quad (6)$$

где Q — поток вектора εE в области T.

Заметим, что соотношение (4) определяет свойство разделимости координаты эквипотенциалей θ и координат линий вектора поля τ . β в координатах поля. Оно заключается в том, что хотя отдельно и характеристика среды ϵ и метрические коэффициенты h_{θ} , h_{τ} , h_{β} ортогональной структуры эквипотенциалей и линий вектора поля в общем

случае зависят от совокупности всех трех координат θ , τ , β , однако $R(\theta, \tau, \beta)$ всегда может быть представлена в виде отношения функций $N(\tau, \beta)$ и $M(\theta)$, зависящих только от τ , β и θ .

Так как [Л. 3] $E_{_{\theta}}h_{_{\theta}}=-\frac{\partial\varphi}{\partial\theta}$, то согласно условию (3)

$$\varphi - \varphi_1 = -\int_{\theta_1}^{\theta} E_{\theta} h_{\theta} d\theta. \tag{7}$$

Подставляя в это уравнение E_{θ} из (5) и (6), получим:

$$\varphi = \varphi(\theta) = \varphi_1 + (\varphi_2 - \varphi_1) \int_{\theta_1}^{\theta} \frac{d\theta}{R} \left[\int_{\theta_1}^{\theta_2} \frac{d\theta}{R} \right]^{-1}; \quad (5a)$$

$$\varphi = \varphi(\theta) = \varphi_1 + Q \int_{\theta_1}^{\theta} \left[\int_{\tau_1}^{\tau_2} \int_{\theta_1}^{\theta_2} R d\tau d\beta \right]^{-1} d\theta.$$
 (6a)

Благодаря условию (4) потенциалы (5а) и (6а) являются эквивалентными 3 , зависят только от координаты θ , удовлетворяют граничным условиям (3) и уравнению (1), записанному [Л. 3] в координатах θ , τ , θ . Отсюда на основании теоремы о единственности решения [Л. 1] следует, что если ε является непрерывной функцией координат, то выражения (5), (5а) и эквивалентные им (6), (6а) описывают поле в области T.

Если є является разрывной функцией, то в местах разрыва (т. е. на границах раздела сред) должны выполняться соответствующие граничные условия $[\Pi.\ 3]$ для \overline{E} и εE . Исследуем этот вопрос в том случае, когда граница раздела сред совпадает с поверхностями θ , τ и β .

В указанном случае функции ε , а следовательно, и функции $M(\theta)$ и $N(\tau, \beta)$ (4) при соответствующих значениях θ , τ и β терпят разрыв (коэффициенты $h_{\theta}, h_{\tau}, h_{\beta}$ считаются непрерывными функциями координат). Так как вектор \overline{E} нормален к поверхностям θ и касателен к поверхностям τ и β , то при этом должно выполняться условие непрерывности функции εE_{θ} от θ и функции E_{θ} от τ и β .

С учетом (4) выражения (5) и (6) преобразуются к виду:

$$\varepsilon E_{\theta} = -(\varphi_{2} - \varphi_{1}) N(\tau, \beta) \left[h_{\tau} h_{\beta} \int_{\theta_{1}}^{\theta_{2}} M(\theta) d\theta \right]^{-1};$$

$$E_{\theta} = -QM(\theta) \left[h_{\theta} \int_{\tau}^{\tau_{2}} \int_{\theta_{1}}^{\theta_{2}} N(\tau, \beta) d\tau d\beta \right]^{-1}.$$

Отсюда следует, что при разрывных функциях $M(\theta)$ и $N(\tau,\ \beta)$ функция εE непрерывна относительно $\theta,\$ а функция E_{θ} — относительно τ и $\beta.$

Таким образом, и в том случае, когда ϵ является разрывной функцией координат θ , τ и β , выражения (5), (5a) и (6), (6a) описывают поле

² Необходимые сведения из теории криволинейных координат имеются, например, в [Л. 3].

 $^{^3}$ При сравнении выражений (5а) и (6а) необходимо сначала Q выразить через $\phi_2 - \phi_1$, для чего в (6а) следует считать $\theta = \theta_2$ и $\phi(\theta_2) = \phi_2$.

в области T. Это означает, что функции $M(\theta)$ и $M(\tau, \beta)$ в уравнении (4) могут быть произвольными непрерывными или разрывными функциями.

Синтез поля заданной структуры. Согласно проведенному анализу для синтеза поля, имеющего геометрическую структуру заданных координат θ, τ , β с метрическими коэффициентами h_{θ} , h_{τ} , $h_{\theta\theta}$ необходимо выполнить два условия:

на фиксированных поверхностях θ_1 и θ_2 , τ_1 и τ_2 , β_1 , и β_2 удовлетворить граничным условиям (3), т. е. поверхности θ_1 и θ_2 совместить с эквипотенциальными и разноименно заряженными электродами, а поверхности τ_1 и τ_2 , β_1 и β_2 сделать непроницаемыми для потока поля;

объем, ограниченный поверхностями θ_1 и θ_2 , τ_1 и τ_2 , β_1 и β_2 заполнить материалом с характеристикой є, определяемой из уравнения (4), т. е.

$$\varepsilon = \varepsilon (\theta, \tau, \beta) = \frac{h_{\theta}}{h_{\tau}h_{\beta}} \frac{N(\tau, \beta)}{M(\theta)}, \qquad (8)$$

где $N(\tau, \beta)$ и $M(\theta)$ — произвольные непрерывные или разрывные функции соответствующих коорди-

При выполнении этих условий указанный объем является областью T, а координаты θ , τ , β являются координатами поля, поэтому эквипотенциали поля будут совпадать с поверхностями 0, а линии вектора \bar{E} с поверхностями τ и β , и, следовательно, поле будет описываться выражениями (5), (5а) и (6), (6a).

Синтез поля заданной структуры и заданного закона изменения на фиксированной линии. Пусть в области T поле имеет геометрическую структуру заданных координат в, т, в. Рассмотрим вопрос реализации у этого поля заданного закона изменения напряженности $E_{_{\theta}}$ на фиксированной координатной линии θ=var, образованной пересечением поверхностей τ_0 и β_0 , т. е.

$$E_{\theta}(\theta, \tau_{o}, \beta_{o}) = -f(\theta), \tag{9}$$

где $f(\theta)$ — заданная функция от θ , причем

$$\int_{\theta_1}^{\theta_2} f(\theta) h_{\theta}(\theta, \tau_0, \beta_0) d\theta = \varphi_2 - \varphi_1. \tag{10}$$

Условие (10) следует из уравнения (7) при θ = $=\theta_2$, $\tau=\tau_0$, $\beta=\beta_0$ и учетом соотношений (3) и (9). Оно отражает тот факт, что к области T приложена разность потенциалов $\phi_2 - \phi_1$.

Подставляя (5) в уравнение (9) и учитывая (10) и (4), получим

$$M(\theta) \int_{\theta}^{\theta_2} f(\theta) h_{\theta}(\theta, \tau_0, \beta_0) d\theta =$$

$$= f(\theta) h_{\theta}(\theta, \tau_{o}, \beta_{o}) \int_{\theta_{1}}^{\theta_{2}} M(\theta) d\theta.$$

Решением этого уравнения является функция

$$M(\theta) = f(\theta) h_{\theta}(\theta, \tau_{o}, \beta_{o}). \tag{11}$$

Подставляя $M(\theta)$ в (8), имеем

$$\varepsilon = \varepsilon (\theta, \tau, \beta) = \frac{h_{\theta}}{h_{\tau}h_{\theta}} \frac{N(\tau, \beta)}{f(\theta)h_{\theta}(\theta, \tau_{0}, \beta_{0})}, \quad (12)$$

где N — произвольная функция от τ и β .

Уравнение (12) определяет условие, которому должна удовлетворять характеристика среды ε , чтобы поле в области T имело геометрическую структуру координат θ , τ , β , а его напряженность на фиксированной линии θ =var изменялась по закону (9).

Синтез поля заданной структуры и заданного закона изменения на фиксированной поверхности. Пусть в области T поле имеет геометрическую структуру заданных координат θ , τ , β . Рассмотрим вопрос реализации у этого поля заданного закона изменения величины $\epsilon E_{\mathfrak{g}}$ на фиксированной поверхности θ_0 , т. е.

$$\varepsilon(\theta_0, \tau, \beta) E_{\alpha}(\theta_0, \tau, \beta) = -g(\tau, \beta),$$
 (13)

где $g(\tau, \beta)$ — заданная функция от τ и β , причем

$$\int_{\tau_1}^{\tau_2} \int_{\theta_1}^{\theta_2} g(\tau, \beta) h_{\tau}(\theta_0, \tau, \beta) h_{\beta}(\theta_0, \tau, \beta) d\tau d\beta = Q.$$
 (14)

Условие (14) следует из уравнения

$$\int_{\tau_1}^{\tau_2} \int_{\beta_1}^{\beta_2} \varepsilon E_{\theta} h_{\tau} h_{\beta} d\tau d\beta = -Q$$
 (15)

при $\theta = \theta_0$ и учетом соотношения (13).

Уравнение (15) отражает тот факт, что поток вектора $arepsilonar{E}$ через любую поверхность heta области Tравен Q. Его справедливость легко проверить с помощью соотношений (6), (4).

Подставляя (6) в уравнение (13) и учитывая

(14), (4), получим

$$N(\tau, \beta) \int_{\tau_1}^{\tau_2} \int_{\theta_1}^{\theta_2} g(\tau, \beta) h_{\tau}(\theta_0, \tau, \beta) h_{\beta}(\theta_0, \tau, \beta) d\tau d\beta =$$

$$= g(\tau, \beta) h_{\tau}(\theta_{o}, \tau, \beta) h_{\beta}(\theta_{o}, \tau, \beta) \int_{\tau_{1}}^{\tau_{2}} \int_{\theta_{1}}^{\theta_{2}} N(\tau, \beta) d\tau d\beta.$$

Решением этого уравнения является функция

$$N(\tau, \beta) = g(\tau, \beta) h_{\tau}(\theta_{o}, \tau, \beta) h_{\beta}(\theta_{o}, \tau, \beta).$$

Подставляя $N(\tau, \beta)$ в (9), имеем

$$\varepsilon = \varepsilon (\theta, \tau, \beta) = \frac{h_{\theta}}{h_{\tau}h_{\theta}} \frac{g(\tau, \beta)h_{\tau}(\theta_{0}, \tau, \beta)h_{\beta}(\theta_{0}, \tau, \beta)}{M(\theta)}, \quad (16)$$

где M — произвольная функция от θ .

Уравнение (16) определяет условие, которому должна удовлетворять характеристика среды ε , чтобы поле в области T имело геометрическую структуру координат θ , τ , β , a его вектор $\varepsilon \vec{E}$ на фиксированной поверхности θ_0 изменялся по закону (13).

Синтез поля заданной структуры и заданных законов изменения на фиксированной линии и поверхности. Подставляя (11) в выражение (16), имеем

$$\varepsilon = \varepsilon (\theta, \tau, \beta) = \frac{h_{\theta}}{h_{\tau}h_{\beta}} \frac{g(\tau, \beta)h_{\tau}(\theta_{0}, \tau, \beta)h_{\beta}(\theta_{0}, \tau, \beta)}{f(\theta)h_{\theta}(\theta, \tau_{0}, \beta_{0})}. \quad (17)$$

Согласно анализу, проведенному ранее, уравнение (17) определяет условие, которому должна удовлетворять характеристика среды ε , чтобы поле в области T имело геометрическую структуру заданных координат θ , τ , β , а векторы \overline{E} и $\varepsilon \overline{E}$ соответственно на фиксированной линии θ —var и поверхности θ_0 изменялись по законам (9) и (13).

Некоторые итоги. Для практического использования разработанной теории необходимо решить три следующие задачи:

первая — образовать ортогональные криволинейные координаты θ , τ , β требуемой структуры (или, например, только требуемой конфигурации граничных поверхностей θ_i , τ_i , β_i , i=1, 2);

вторая — обеспечить выполнение граничных условий (3);

третья — реализовать в рассматриваемой области изменение характеристики среды в соответствии с уравнением (8), (12), (16) или (17).

В общей постановке решение первой задачи сопряжено с весьма большими математическими трудностями. Для некоторых частных случаев здесь могут быть использованы известные и хорошо изученные координаты [Л. 4]. Кроме этого с помощью функций комплексного переменного

$$\xi = \xi(W), \begin{cases} \xi = x + jy \\ W = V + iU \end{cases}$$
 (18)

можно образовать большое количество двухмерных ортогональных криволинейных координат U, V. Их метрические коэффициенты h_u , h_v определяются выражениями $[\Lambda, 5]$:

$$h_u = h_v = h(U, V) = |\xi'(W)|.$$
 (19)

При перемещении плоскости ξ с ортогональной сеткой линий U, V (18) параллельно самой себе в направлении нормали Z образуются специальные ортогональные криволинейные цилиндрические координаты U, V, Z с метрическими коэффициентами

$$h_{\nu} = h_{\nu} = h; h_{\tau} = 1.$$
 (20)

Область T в координатах U, V, Z представляет собой объем, ограниченный в общем случае четырьмя криволинейными поверхностями U_i и V_i (i=1,2) и двумя плоскостями Z_1 и Z_2 . Конфигурация поверхностей U_i и V_i определяется функцией $\xi(W)$ (18). Для отыскания функции $\xi(W)$, соответствующей заданным границам области T могут быть использованы конформные отображения. При этом, так как в общем случае граница области T в плоскости Z=const ограничена двумя эквипотенциальными линиями $I_{\varphi i}$ и двумя линиями I_{Ei} вектора E, то функция $\xi(W)$ должна отображать эту область на внутренность прямоугольника $U \in [U_1, U_2]$, $V \in [V_1, V_2]$ в плоскости W, причем так, что линии

 $l_{\varphi i}$ переходят в отрезки прямых $U{=}U_i$, а линии l_{Fi} — в отрезки прямых $V{=}V_i$.

 l_{Ei} — в отрезки прямых $V = V_i$. С учетом (19), (20) соотношения (8), (12), (16) и (17) в координатах U, V, Z перепишутся в виде

$$\varepsilon = \varepsilon (U, V, Z) = N(V, Z)/M(U);$$

$$\varepsilon = \varepsilon (U, V, Z) = N(V, Z)/f(U) h(U, V_o);$$

$$\varepsilon = \varepsilon (U, V, Z) = g(V, Z) h(U_o, V)/M(U);$$

$$\varepsilon = \varepsilon (U, V, Z) = g(V, Z) h(U_o, V)/f(U) h(U, V_o).$$
(21)

Приведенные уравнения определяют условия синтеза трехмерного поля в области T координат U, V, Z, ограниченной эквипотенциальными поверхностями U_i и поверхностями V_i и Z_i вектора \overline{E} . Напряженность поля в этих случаях определяется формулами (5), (6), которые с учетом (20) в координатах U, V, Z принимают вид:

$$\begin{split} E_u &= E_u(U, V, Z) = -(\varphi_2 - \varphi_1) \left[\epsilon h \int_{U_1}^{U_2} \frac{dU}{\epsilon} \right]^{-1}; \\ E_u &= E_u(U, V, Z) = -Q \left[h \int_{U_1}^{V_2} \int_{Z}^{Z_2} \epsilon dV dZ \right]^{-1}. \end{split}$$

Заметим, что в частном случае при N—const и M—const уравнение (21) приводит к значению ε —const. Следовательно, координаты U, V, Z могут быть координатами поля в однородной среде. Это объясняется тем, что при ε —const поле в области T, соответствующей координатам U, V, Z, является плоскопараллельным и его геометрическая структура соответствует структуре U, V, описываемой функцией (18).

Если плоскость ξ с сеткой линий U, V не перемещать параллельно самой себе, а вращать, например, вокруг оси y, то при этом образуются ортогональные криволинейные координаты вращения U, V, α [Л. 6]. Их метрические коэффициенты h_u , h_v определяются выражением (19), а метрический коэффициент h_α по координате вращения α равен x (вращение вокруг оси y):

$$h_{\alpha} = x = \rho(U, V) = \operatorname{Re} \xi(W).$$
 (22)

Область T в координатах U, V, α представляет собой объем, ограниченный в общем случае четырьмя поверхностями вращения U_i и V_i и двумя плоскостями α_1 и α_2 , причем U_i — эквипотенциальные поверхности, а V_i и α_i — поверхности вектора \bar{E} .

С учетом (19), (22) соотношения (8), (12), (16), (17) в координатах U, V, α перепишутся в виде

$$\varepsilon = \varepsilon(U, V, \alpha) = N(V, \alpha) / \rho(U, V) M(U); \qquad (23)$$

$$\varepsilon = \varepsilon (U, V, \alpha) = N(V, \alpha) / \rho(U, V) f(U) h(U, V_0); \quad (24)$$

$$\varepsilon = \varepsilon (U, V, \alpha) = g(V, \alpha) h(U_0, V) \rho \times$$

$$\times (U_{\alpha}, V)/\rho(U, V) M(U);$$

$$\varepsilon = \varepsilon (U, V, \alpha) = g(V, \alpha) h(U_0, V) \rho \times$$

 $\times (U_{o}, V)/\rho(U, V)f(U)h(U, V_{o}).$

Приведенные соотношения определяют условия синтеза трехмерного поля в области T, соответствующей координатам вращения U, V, α . Напряженность поля в этих случаях определяется формулами (5), (6), которые с учетом (19), (22) в координатах U, V, α принимают вид:

$$E_u = E_u(U, V, \alpha) = -(\varphi_2 - \varphi_1) \left[\epsilon \rho h \int_{U_1}^{U_2} \frac{dU}{\epsilon \rho} \right]^{-1}; \quad (25)$$

$$E_u = E_u(U, V, \alpha) = -Q \left[h \int_{V_1}^{V_1} \int_{\alpha_1}^{\alpha_2} \epsilon \rho dV d\alpha \right]^{-1}.$$

Полагая в (23) ϵ =const и $N(V, \alpha)$ =N(V), имеем:

$$\rho(U, V) = N(V) / M(U). \tag{26}$$

Это уравнение определяет условие, при котором координаты U, V, α являются координатами поля в однородной среде. Так как при этом поле не зависит от координаты α , то уравнение (26) фактически определяет класс плоскомеридианных и плоскопараллельных полей, имеющих в меридианном и поперечном сечениях одну и ту же геометрическую структуру U, V. Этот узкий класс полей изучен в $[\Pi, 7]$.

Заметим, что уравнение (26) позволяет более просто, чем в [JI. 7], определить указанный класс полей. Действительно, из условий Коши — Римана [JI. 4] для функций y(U, V) и $x = \rho(U, V)$ с учетом (26) легко найти сами функции, а следовательно, и координаты плоскомеридианного поля указанного класса. Ими оказываются так называемые [JI. 4] параболоидальные координаты, сплюснутые и вытянутые эллипсоидальные координаты, а также их частные (вырожденные) случаи — сферические и цилиндрические координаты. Этими координатами и охватывается весь указанный класс полей.

Решенис выше указанной второй задачи не встречает принципиальных практических трудностей. Оно сводится к совмещению поверхностей θ_1 и θ_2 с эквипотенциальными электродами с потенциалами ϕ_1 и $\phi_2 \neq \phi_1$ и выполнению условий, при которых поверхности τ_i и β_i становятся непроницаемыми для потока поля.

Решение третьей задачи связано с известными практическими трудностями. Однако новые достижения в области технологии и производства материалов могут открыть здесь определенные перспективы. Кроме того, приближенная реализация зависимостей (8), (12), (16) и (17) может быть достигнута путем их ступемчатой аппроксимации,

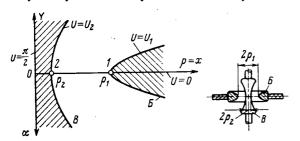


Рис. 1. Конфигурация электродов в полуплоскости р ≥ 0 меридианного сечения высоковольтного ввода.

что соответствует слоистому заполнению рассматриваемой области материалом с постоянными, но различными значениями є. Правомерность такого подхода обусловлена тем, что рассмотренная ранее теория координат поля допускает описание характеристики среды разрывными функциями (8).

Для иллюстрации практического использования разработанной теории рассмотрим пример.

Пример. Рассчитаем осесимметричный высоковольтный ввод, у которого радиус вводного стержня B и толщина буксы B в области проходного отверстия изменяются по гиперболическим законам (рис. 1). На достаточно больших расстояниях от отверстия эти законы можно изменить в соответствии с техническими требованиями (например так, как показано на рис. 1). Условием такой замены, очевидно, является малая зависимость поля в области отверстия от конфигурации заменяемых участков электродов. В качестве изоляции будем использовать диэлектрик с диэлектрической проницаемостью ε —const и допустимой напряженностью поля E_{π} . Считаем также, что напряжение между стержнем B и буксой E может достигать некоторого максимального значения $\phi_{\text{м}}$.

Рассмотрим систему сплюснутых эллипсоидальных координат вращения U, V, α [Л. 4]. Их метрические коэффициенты (19) и (22) определяются выражениями:

$$h_u = h_v = h(U, V) = c V \overline{ch^2 V - cos^2 U};$$
 (27)

$$h_{\alpha} = x = \rho (U, V) = c \operatorname{ch} V \cos U, \tag{28}$$

что соответствует отображающей функции $\xi(W)$ (18) вида $\xi = c \operatorname{ch} W [\Pi, 3].$

Поверхности U = const сплюснутых эллипсоидальных координат U, V, α представляют собой софокусные однополостные гиперболонды вращения c фокусным расстоянием 2c, которые в меридианном сечении α = const задаются уравнениями

$$(\rho/c\cos U)^2 - (y/c\sin U)^2 = 1.$$
 (29)

Следовательно, буксе \mathcal{B} и вводному стержню \mathcal{B} соответствуют значения $\mathcal{U} \!=\! \mathcal{U}_1$ и $\mathcal{U} \!=\! \mathcal{U}_2$, определяемые уравнениями

$$c \cos U_i = \rho_i, i = 1, 2,$$
 (30)

что следует из условия прохождения гипербол $U=U_i$ (29) через точки I и 2 (рис. 1).

Уже отмечалось, что сплюснутые эллипсоидальные координаты могут быть координатами поля при ϵ —const [функция р (28) удовлетворяет условию (26)]. Так как ϕ_2 — ϕ_1 — ϕ_m , то при ϵ —const из (25) с учетом (27), (28) следует:

$$\frac{E(U,V)}{2\varphi_{M}} = \frac{|E_{u}|}{2\varphi_{M}} = \left| c \cos U V \overline{\cosh^{2} V - \cos^{2} U} \right| \times$$

$$\times \ln \frac{r(1+\sin U_2)(1-\sin U_1)}{(1-\sin U_2)(1+\sin U_1)} \Big|^{-1} . \tag{31}$$

Для высоковольтного ввода необходимо, чтобы

$$E(U, V) \leqslant E_{\pi}. \tag{32}$$

В зависимости от V напряженность $E(U,\ V)$ (31) имеет наибольшее значение при $V{=}0$ (т. е. линии $2{-}1$, рис. 1). В свою очередь $E(U,\ 0)$ может принимать наибольшее значение либо при $U{=}U_1$ либо при $U{=}U_2$ (точка 1 либо точка 2, рис. 1). Следовательно, для наилучшего использования изоляции ввода необходимо, чтобы

$$E(U_1, 0) = E(U_2, 0).$$
 (33)

С учетом (31) это уравнение преобразуется к виду $\sin 2U_1 = \sin 2U_2$. Так как $0 < U_1 < U_2 < \pi/2$ (рис. 1), то последчее эквивалентно уравнению $U_2 = \pi/2 - U_1$. Следовательно, $\cos U_2 = \sqrt{1 - \cos^2 U_1}$. Отсюда с учетом (30) находим связь между размерами ввода ρ_1 и ρ_2 (рис. 1) и полуфокусным расстоянием гипербол c:

$$\rho^{2}_{1} + \rho^{2}_{2} = c^{2}, \tag{34}$$

что совпадает с результатом, полученным более сложным пу-

С учетом (30), (34) уравнение (29) для профилей буксы В и вводного стержня В в области проходного отверстия соответственно примет вид:

$$(\rho/\rho_1)^2 - (y/\rho_2)^2 = 1; (\rho/\rho_2)^2 - (y/\rho_1)^2 = 1.$$
 (35)

При условии (34) имеет место равенство (33). В этом случае для выполнения (32) достаточно, чтобы $E(U_1, 0) \leqslant E_\pi$. С учетом (31), (30), (34) это соотношение принимает вид:

$$\rho_{2} \geqslant \frac{\varphi_{M}}{E_{\pi}} V \overline{1 + m^{2} \ln^{-1}} \frac{m}{(V \overline{1 + m^{2}} + m) (V \overline{1 + m^{2}} - 1)};$$

$$\rho_{1} = \rho_{2}/m, \quad 0 < m < 1.$$
(36)

Формулы (36) позволяют легко найти размеры ρ_1 и ρ_2 . Для этого целесообразно задаваться рядом значений m, а после окончательного расчета выбрать наиболее приемлемый ва-

Таким образом, напряженность рассчитанного по формулам (35), (36) высоковольтного ввода при напряжении фм не

будет превышать значения E_{π} .

По условию (33) происходит некоторое выравнивание напряженности на линии 2-1 с координатой V=0. При фиксированном значении напряжения $\phi_{\textbf{w}}$ это приводит к уменьшению размеров ρ_1 и ρ_2 . Очевидно, что эти размеры будут наименьшими, если на линии V = 0 выполнить условие

$$E(U, 0) = |E_u(U, 0)| = f(U) = E_{\pi} = \text{const.}$$
 (37)

Следовательно, задача сводится к синтезу поля, имеющего геометрическую структуру координат U, V, α при условии, что его напряженность на фиксированной линии $V = V_0 = 0$ удовлетворяет уравнению (37). Для решения этой задачи необходимо реализовать изменение диэлектрической проницаемости в соответствии с уравнением (24).

Полагая в (24) $N = 0.5 \tilde{\epsilon} c^2 E_{\pi}$ ch V и учитывая (27), (28), (37), имеем

$$\varepsilon = \varepsilon/\sin 2U, \tag{38}$$

где в произвольная постоянная.

Практически такую зависимость можно приближенно реализовать путем заполнения межэлектродного пространства слоями с различными, но постоянными значениями диэлектрических проницаемостей, что соответствует ступенчатой аппроксимации функции (38) (рис. 2).

Подставляя (25) в уравнение (37) и учитывая (27), (28), (30) и (38), легко получить соотношения, аналогичные (36):

$$\rho_2 = \frac{\varphi_M}{E_A} \frac{m}{1 - m}; \quad \rho_1 = \frac{\rho_2}{m}, \quad 0 < m < 1.$$
(39)

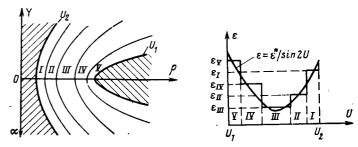


Рис. 2. Пример пятислойного заполнения диэлектриком межэлектродного пространства высоковольтного ввода.

Легко убедиться, что определяемые уравнениями (39) значения ρ_1 и ρ_2 действительно меньше соответствующих величин, определяемых уравнениями (36). При этом согласно (29), (30) уравнения профилей буксы Б и вводного стержня В в области проходного отверстия соответственно будут иметь вид:

$$(\rho/\rho_i)^2 - y^2/(c^2 - \rho^2_i) = 1, c > \rho_i, i = 1, 2.$$
 (40)

Таким образом, напряженность высоковольтного ввода с параметрами, удовлетворяющими соотношениям (38)—(40), при напряжении $\phi_{\mathbf{M}}$ не будет превышать значения $E_{\mathbf{\pi}}$. При этом по сравнению с предыдущим случаем ввод будет характеризоваться меньщими размерами ho_1 и ho_2 и возможностью варьирования кривизной профилей электродов за счет соответствующего выбора значения c (40).

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Методы расчета электростатических полей/ Миролюбов Н. Н., Костенко М. В., Левинштейн М. Л., Тиходеев Н. Н. М.: Высшая школа, 1963.

2. Брон О. Б., Острейко В. Н. Ортогональные криволинейные координаты для расчета потенциальных полей. — Изв. вузов. Электромеханика, 1972, № 8, с. 815—821.

3. Шимони К. Теоретическая электротехника. М.: Мир,

1964.

4. Анго А. Математика для электро- и радиоинженеров. М.: Наука, 1967.

5. Маделунг Э. Математический аппарат физики. М.: Паука, 1968.

6. Острейко В. Н. Расчет проводимостей плоскомеридианных полей с помощью конформных отображений. — Изв. вузов. Электромеханика, 1974, № 11, с. 1175—1183.

7. Сочнев А. Я. О классе плоскомеридианных полей, идеитичных по геометрической структуре плоскопараллельным полям. — Электричество, 1966, № 10, с. 48—52.

УДК 621.315.613.1.015.51

Импульсный пробой слюд при высоких термодинамических параметрах

Доктор техн. наук ТОНКОНОГОВ М. П., инж. ОМАРОВ К. М.

Карагандинский политехнический институт

Мусковит и флогопит являются высококачественными электроизоляционными материалами, применяемыми в наиболее ответственных областях электро- и радиотехники. В процессе эксплуатации кристаллы слюд подвергаются воздействию механических и тепловых нагрузок, в результате чего изменяются их электрофизические свойства, в частности, электрическая прочность. Кристаллы слюд и йсвотинидонся главными компонентами слюдинитовой и слюдопластовой изоляции электрических машин.

Дефицит и сложная технология переработки сырья требуют рационального использования слюдяной изоляции и разработки новых технологических процессов переработки сырья. Для решения этих задач и правильного использования слюд в электротехнической промышленности необходимо знать их свойства в сильных электрических полях.

Как известно, в слюдах имеются открытые и закрытые расслоения, представляющие линзообразные газовые полости, покрытые пленкой воды [Л. 1]. Слоистое строение и наличие закрытых и открытых расслоений в слюдах приводит к специфической картине частотной дисперсии tg δ и ε. По-видимому, и при пробое расслоения играют существенную роль, однако до сих пор влияние их на пробой слюд не изучено. Не исследована электрическая прочность слюд в больших толщинах (более 50 мкм) и вдоль слоистости. Следует иметь в виду, что благодаря правильному слоистому строению слюды могут служить модельными диэлектриками при изучении электрофизических процессов в гетерогенных средах.

Методика исследований. Измерялись электрическая прочность $E_{\rm np}$, напряжение перекрытия $U_{\rm nep}$, пробоя $U_{\rm np}$ при межэлектродных расстояниях от $5\cdot 10^{-6}$ до $2\cdot 10^{-2}$ м и различных экспозициях напряжения, давлениях и температурах в воздухе, трансформаторном масле, глицерине и дистилированной воде. В качестве электродов при перекрытии использовались иглы, сменяемые через 10-12 разрядов, которые устанавливались под углом 30° к поверхности образца. При исследовании пробоя пспользовались электроды «сфера — плоскость», «плоскость», «острие — плоскость». Генератор импульсных напряжений (ГИН-400) имел емкость в разряде 12 600 пФ, длительность фронта импульса изменялась от 10^{-7} до 10^{-5} с. Для регистрации тока и напряжения использовался двухлучевой осциллограф ОК-21. Каждая точка на графиках наносилась на основании статистической обработки по Стьюденту 20—25 измерений.

Высоковольтные измерения при высоких термодинамических параметрах проводились с помощью специально сконструированных установок, обеспечивающих исключение краевых разрядов [Л. 2 и 3].

Расчеты полей. При наложении на диэлектрик, имеющий включения, импульсного электрического поля необходимо учитывать явление установления медленной поляризации, обеспечивающее перераспределение полей в слоях [Л. 4].

Так как продольные размеры расслоений в слюдах в тысячи раз больше поперечных [Л. 1], то при расчете распределения полей целесообразно привлечь трехслойную плоскую модель, разработанную в [Л. 5].

При высоких давлениях газовые полости «захлопываются» и включения в слюдах можно считать водными. При высоких температурах пленка воды испаряется и расслоения состоят из парогазовой фазы. При высоких термодинамических параметрах, учитывая эти обстоятельства и считая форму расслоений эллипсоидальной, можно решить задачу распределения полей в слюдах с учетом наличия расслоений и установления в них медленной поляризации более точно. Нас интересуют прежде всего напряженности E_1 и E_2 в вершинах эллипсоида.

Рассмотрим косоугольную волну напряженности в бесконечно протяженной среде с диэлектрической проницаемостью ϵ_2 , удельной электрической проводимостью γ_2 , вмещающей в себя эллипсоид с полуосями a, b, c с диэлектрической проницаемостью ϵ_1 и удельной электрической проводимостью γ_1 . Считая задачу квазистационарной, связь между E_1 и E_2 найдем из уравнения Лапласа.

При направлении поля перпендикулярно плоскости спайности

$$E_{1\perp} + E_{2\perp} = \frac{\varepsilon_1 + \varepsilon_{2\perp}}{\varepsilon_{2\perp} + (\varepsilon_1 - \varepsilon_{2\perp}) n_z} E_{0\perp}, \tag{1}$$

а при направлении поля параллельно плоскости спайности

$$E_{1\Pi} + E_{2\Pi} = \frac{\varepsilon_1 + \varepsilon_{2\Pi}}{\varepsilon_{\alpha\Pi} + (\varepsilon_1 - \varepsilon_{\alpha\Pi}) n_r} E_{\alpha\Pi}, \tag{2}$$

где n_x , n_z — коэффициенты деполяризации.

В формулах (1) и (2) необходимо учесть, что ε_1 и ε_2 изменяются во времени. Используем кинетическое уравнение установления поляризации и обозначения из [Л. 5]. Исключая с помощью (1) и (2) напряженность поля E_2 и учитывая, что E_0 — βt , получим для напряженности поля во включении

$$E_{1}^{\prime\prime\prime} + h_{1}E_{1}^{\prime\prime} + h_{2}E_{1}^{\prime} + h_{3}E_{1} = h_{4}(n_{7} + n_{8}t). \tag{3}$$
Brech

$$h_{1} = \frac{n_{2} - n_{6}}{n_{1} - n_{5}}, \quad h_{2} = \frac{n_{3} - n_{7}}{n_{1} - n_{5}}, \quad h_{3} = \frac{n_{4} - n_{8}}{n_{1} - n_{5}}, \quad h_{4} = \frac{-k_{0}\beta}{n_{1} - n_{5}}.$$
(4)

Для действительных и различных корней характеристического уравнения общее решение однородного уравнения запишется известным образом:

$$\tilde{E}_{1} = \sum_{i=1}^{t=3} C_{i} e^{it},$$
 (5)

где r_i — корни характеристического уравнения C_i — постоянные.

Если характеристическое уравнение имеет один действительный корень r_4 и два сопряженных комплексных корня $r_{5,6}$ — $\alpha \pm i \rho$, то решение однородного уравнения принимает форму

$$\tilde{E}_1 = C_4 e^{r_4 t} + C_5 e^{\alpha t} \cos \rho t + C_6 e^{\alpha t} \sin \rho t. \tag{6}$$

Частное решение ищем в виде

$$E_{\mathbf{a}} = A_{\mathbf{a}}t + B_{\mathbf{a}}. \tag{7}$$

Методом неопределенных коэффициентов получаем:

$$A_{1} = \frac{h_{4}n_{8}}{h_{3}}; \quad B_{1} = \frac{h_{4}(h_{2}n_{7} - h_{2}n_{8})}{h_{3}^{2}}. \tag{8}$$

Қоэффициенты C_i найдем, используя начальные условия [Л.5]

$$E_{10} = 0, E'_{10} = \frac{k_0 \beta a_2}{a_1 + a_2}; E''_{10} = \frac{k_0 \beta (\lambda_2 a_1 - a_2 \lambda_1)}{(a_1 + a_2)^2}.$$
(9)

Тогда из системы уравнений

$$C_{1} + C_{2} + C_{3} = -B_{1};$$

$$C_{1}r_{1} + C_{2}r_{2} + C_{3}r_{3} + A_{1} = \frac{k_{0}\beta a_{2}}{a_{1} + a_{2}};$$

$$C_{1}r_{1}^{2} + C_{2}r_{2}^{2} + C_{3}r_{3}^{2} = \frac{k_{0}\beta}{(a_{1} + a_{2})^{2}} (\lambda_{2}a_{1} - a_{2}\lambda_{1})$$
(10)

определяются постоянные

$$C_1 = \frac{\Delta_1}{\Delta}; \quad C_2 = \frac{\Delta_2}{\Delta}; \quad C_3 = \frac{\Delta_3}{\Delta}, \quad (11)$$

где

$$\Delta = r_{1}^{2}(r_{3} - r_{2}) + r_{2}^{2}(r_{1} - r_{3}) + r_{3}^{2}(r_{2} - r_{1});$$

$$\Delta_{1} = |r_{3} - r_{2}| \left\{ (r_{2} + r_{3}) A_{1} - r_{2} r_{3} B_{1} + \frac{k_{0} \beta \left[\lambda_{2} a_{1} - \lambda_{1} a_{2} - a_{2} \left(r_{2} + r_{3} \right) \left(a_{1} + a_{2} \right) \right]}{(a_{1} + a_{2})^{2}} \right\};$$

$$\Delta_{2} = |r_{1} - r_{3}| \left\{ (r_{1} + r_{3}) A_{1} - r_{1} r_{3} B_{1} + \frac{k_{0} \beta \left[\lambda_{2} a_{1} - \lambda_{1} a_{2} - a_{2} \left(r_{1} + r_{3} \right) \left(a_{1} + a_{2} \right) \right]}{(a_{1} + a_{2})^{2}} \right\};$$

$$\Delta_{3} = |r_{2} - r_{1}| \left\{ (r_{1} + r_{2}) A_{1} - r_{1} r_{2} B_{1} + \frac{k_{0} \beta \left[\lambda_{2} a_{1} - \lambda_{1} a_{2} - a_{2} \left(r_{1} + r_{2} \right) \left(a_{1} + a_{2} \right) \right]}{(a_{1} + a_{2})^{2}} \right\}.$$

$$(12)$$

Таким образом, зависимость E_{1m} от t в случае действительных и различных корней характеристического уравнения принимает вид:

$$E_{1m} = \sum_{i=1}^{i=3} \frac{\Delta_i}{\Delta} e^{r_i t} + A_1 t + B_1.$$
 (13)

Аналогично в случае одного действительного и двух комплексных корней имеем

$$E_{1m} = \frac{W_1}{W} e^{r_1 t} + \frac{W_2}{W} e^{\alpha t} \cos \rho t + \frac{W_3}{W} e^{\alpha t} \sin \rho t + A_1 t + B_1, \tag{14}$$

где

$$W_{1} = \rho \frac{k_{0}\beta (\lambda_{2}a_{1} - a_{2}\lambda_{1})}{(a_{1} + a_{2})^{2}} + \frac{1}{(a_{1} + a_{2})^{2}} + \frac{1}{(a_{1} + a_{2})^{2}} + \frac{1}{(a_{1} + a_{2})^{2}} + \frac{1}{(a_{1} + a_{2})} - \rho B_{1}(\alpha^{2} - \rho^{2});$$

$$W_{2} = 2\alpha\rho \left(\frac{k_{0}\beta a_{2}}{a_{1} + a_{2}} - A_{1} \right) + \frac{1}{(a_{1} + a_{2})^{2}};$$

$$W_{3} = \frac{(\alpha - r_{4}) (\lambda_{2}a_{1} - \lambda_{1}a_{2}) k_{0}\beta}{(a_{1} + a_{2})^{2}} + \frac{1}{(a_{1} + a_{2})^{$$

Результаты численного расчета полей в случае приложения внешнего давления показывают, что поле в водном включении меньше, чем в слое слюды. В случае поля, перпендикулярного плоскости спайности, поляризация в водном включении устанавливается при временах $t \approx 5 \cdot 10^{-7}$ с, а для поля, параллельного плоскости спайности при временах $t \approx 5 \cdot 10^{-6}$ с. При больших временах рост поля на включении и в слюде следует за линейным ростом напряженности поля на системе. При временах $t \gg 10^{-6}$ 00 следует за линейным ростом напряженности поля на системе.

Таблица 1

_	106 c	Напряжение перекрытия слюд ($d=10$ мм), В					
Среда	т _ф ·10°, с	Мусковит	Флогопит				
Масло	0,1	86,6/86,7	84,6/88,4				
	1,0	65,7/67,8	70,5/65,2				
	10	58,3/55,6	58,1/53,2				
Глицерин	0,1	87,0/88,3	84,6/85,1				
	1,0	65,5/68,1	68,7/70,2				
	10	54,8/57,3	52,5/55,9				

П р и м е ч а н и е. В числителе данные по просущенным образцам, в знаменателе—по непросущенным.

≥10⁻⁵ с рост поля на водном включении замедляется из-за большой проводимости последнего. Перераспределение полей в системе объясняется установлением поляризации и проводимостью. Так как поле вытесняется из водного включения в слюду, то развитие разряда в расслоении затруднено.

Расчеты распределения полей в случае высоких температур проводятся аналогично, только молекулярные постоянные воды необходимо заменить молекулярными постоянными водяного пара. В этом случае при направлении поля как перпендикулярно, так и параллельно плоскости спайности, напряженность поля на газовом включении больше, чем на слюде. При поле, параллельном плоскости спайности, установление поляризации запаздывает по сравнению со случаем, когда поле перпендикулярно плоскости спайности. Вследствие увеличения поля на газовом включении возникают благоприятные условия для развития разряда в газовой полости, что должно привести при повышенных температурах к пробою всей системы при более низком значении пробивного напряжения.

Перекрытие. Открытые расслоения на поверхности слюды заполнены пленочной водой; представляло интерес выяснить их влияние на $U_{\text{пер}}$, для этого у части образцов $U_{\text{пер}}$ измерялось без предварительной сушки, а у другой партии образцов — после сушки в течение 3 ч при температуре 573 К в вакууме с остаточным давлением p=6,66·10⁻³ Па, при котором полностью удаляется пленочная вода [Л. 1]. Время образования равновесной адсорбционной пленки для заданной упругости пара составляет несколько десятков часов [Л. 6], следовательно, адсорбцией воды из окружающего пространства за время измерения можно пренебречь. При погружении образцов слюд в тщательно очищенное трансформаторное масло или глицерин открытые расслоения заполняются ими, и предварительная сушка не оказывает существенного влия-

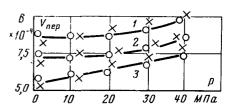


Рис. 1. Зависимость напряжения перекрытия слюд от всестороннего давления $(d=10^{-2} \text{ м, глицерин})$. \times — мусковит; \bigcirc — флогопит. $1-\tau_0=10^{-3}\mathrm{c}$; $2-10^{-3}\mathrm{c}$; $3-10^{-5}\mathrm{c}$.

Таблица 2

Тип	зависимос	ти	Уравнение регрессии с доверительными границами для коэффициентов с и в при уровне значимости q=5%	Коэффициент кор- реляции г и дове- рительные границы г при уровне значи- мости q=5%
		10-5	$U_{\text{nep}} = 10^4 \cdot (3.45 + 212 d)$ $\begin{array}{c} 60960 < \alpha < 61400 \\ 209.2 \cdot 10^4 < \beta < 214.8 \cdot 10^4 \end{array}$	
<i>I U</i> пер, В <i>d</i> . м	т _ф , с	10-8	$U_{\text{nep}} = 10^{4} \cdot (4,7 + 224 \ d)$ $74 685 < \alpha < 75 315$ $223 \cdot 10^{4} < \beta < 225 \cdot 10^{4}$	0,99 0,987 <r<0,993< td=""></r<0,993<>
		10-7	$\begin{array}{c} U_{\text{nep}} = 10^4 \cdot (5,45 + 308d) \\ 92\ 973 < \alpha < 93\ 027 \\ 303,6 \cdot 10^4 < \beta < 312,3 \cdot 10^4 \end{array}$	
II <i>U</i> _{пер} , в †ф, с	<i>d</i> , M	2·10 ⁻² 1,5·10 ⁻² 10 ⁻²	$\begin{array}{c} U_{\rm nep} \! = \! -10^4 \cdot (2,2 \! + \\ +1,95 \lg \tau_{\rm p}) \\ 93 \ 100 \! < \! \alpha \! < \! 96 \ 900 \\ -22,048 \! < \! \beta \! < \! -16 \ 952 \\ U_{\rm nep} \! = \! -10^4 \cdot (2,27 \! + \\ +1,75 \lg \tau_{\rm p}) \\ 79,164 \! < \! \alpha \! < \! 85 \ 436 \\ -18 \ 600 \! < \! \beta \! < \! -16 \ 400 \\ U_{\rm nep} \! = \! -10^4 \cdot (1,67 \! + \\ +1,45 \lg \tau_{\rm p}) \\ 69 \ 869 \! < \! \alpha \! < \! 70 \ 731 \\ -14 \ 814 \! < \! \beta \! < \! -14 \ 186 \\ U_{\rm nep} \! = \! -10^4 \cdot (1,73 \! + \\ +1,25 \lg \tau_{\rm p}) \\ 57 \ 220 < \! \alpha \! < \! 58 \ 180 \\ \end{array}$	0,98 0,96 <r<1,0< td=""></r<1,0<>
		· · · · · · · · · · · · · · · · · · ·	$\frac{-12839 < \beta < -12161}{I = 10^{3} \cdot (1.05 + 108d)}$	
III I, A d, m	τ _ф , с	10 ⁻⁶	2397 < α < 2403 93 800 < β < 122 200 I=10³ · (0, 85 + 52 d) 1498 < α < 1502 49 200 < β < 54 800	0,96 0,924 <r<0,993< td=""></r<0,993<>

ния на $U_{\text{пер}}$ образцов ((табл. 1). Статистическая проверка гипотез обнаруживает, что $U_{\text{пер}}$ в жидкостях просушенных и непросушенных образцов мусковита и флогопита принадлежит к одной генеральной совокупности; $U_{\text{пер}}$ в воздухе у просушенных образцов на 25-30% выше, чем у непросушенных.

Зависимость $U_{\text{пер}}$ от d имеет функциональный характер, на что указывает коэффициент корреляции r=0,99, и эта зависимость описывается уравнением линейной регрессии типа

$$y = \alpha + \beta(x - \overline{x_0}), \tag{16}$$

где α, β — коэффициенты.

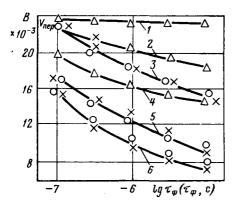


Рис. 2. Вольт-секундные характеристики перекрытия слюд (\times , O) и пробоя воздушного промежутка (\triangle) при различных температурах ($d=10^{-2}$ м).

 \times - мусковит; О - флогопит; 1, 3 - t=20°С; 2, 5 - 160°С; 4, 6 - 350°С.

Уравнения линейной регрессии с указанием доверительных интервалов для α , β , r, полученные на основании экспериментальных данных при различных экспозициях напряжения, сведены в табл. 2 (тип зависимости 1).

Напряжение перекрытия слюд уменьшается с ростом экспозиции напряжения, причем экспериментальные зависимости $U_{\text{пер}}$ от $\lg \tau_{\Phi}$ при различных d также описываются уравнением (16) (табл. 2, тип зависимости II).

Наибольшее значение тока разряда при различных межэлектродных расстояниях и длительности фронта импульса 10^{-5} и 10^{-6} с изменяется согласно уравнениям регрессии, приведенным в табл. 2 (тип зависимости III). Возрастание разрядного тока с увеличением длительности фронта импульса и межэлектродного расстояния объясняется изменением параметров разрядной цепи ГИН и ростом напряжения перекрытия.

Исследование поверхностного перекрытия слюд при всестороннем сжатии глицерина до 40 МПа по-казывает, что $U_{\text{пер}}$ при неизменном межэлектродном расстоянии незначительно увеличивается (рис. 1).

Увеличение $U_{\text{пер}}$ с ростом давления p при $\tau_{\Phi}=-10^{-7}-10^{-6}$ с наблюдается, начиная с p=20 МПа, а при $\tau_{\Phi}=10^{-5}$ с $U_{\text{пер}}$ растет с увеличением давления монотонно. Слабая зависимость напряжения перекрытия от гидростатического давления объясняется действием механизма термоионизации [Л. 7].

Напряжение перекрытия слюд в воздухе при атмосферном давлении намного меньше, чем в жидкости и меньше пробивного напряжения воздушного промежутка такой же длины. Снижение электрической прочности газового промежутка при внесении диэлектрика можно объяснить следующим образом. Напряжение, приложенное к электродам, складывается из падений напряжения на межэлектродном расстоянии *d* и микрозазорах между диэлектриком и электродами δ:

$$E_0 \mathbf{d} \approx E_2 d + 2E_1 \delta, \tag{17}$$

где E_0 , E_2 — средняя напряженность внешнего поля и поля на границе раздела сред «газ — твердый диэлектрик»; E_1 — напряженность поля в месте контакта.

Так жак

$$E_1 = \varepsilon E_2, \tag{18}$$

где ε — диэлектрическая проницаемость границы раздела сред, то

$$E_1 = \frac{E_0 \varepsilon}{1 + 2\varepsilon \delta / d}. \tag{19}$$

Поскольку $\delta/d \ll 1$, напряженность поля в месте контакта увеличивается в ϵ раз. В этих условиях инициирование разряда может быть вызвано автоэлектронной эмиссией с микронеоднородностей на катоде и взрывом этих неоднородностей. Усилению поля в месте контакта способствует явление установления поляризации. Приближенно промежуток между электродами можно рассматривать как трехслойную систему «газовый промежуток — поверхность твердого диэлектрика — газовый промежу-

ток». Согласно [Л. 5] при пробое трехслойной системы на фронте косоугольного импульса напряжения, поле вытесняется из слоя с более выраженными релаксационными в слои с менее выраженными релаксационными свойствами. Вследствие осаждения поверхностных зарядов и наличия проводящих пленок воды в открытых расслоениях поверхность слюды обладает значительно более выраженными релаксационными свойствами, чем газовый промежуток, в результате электрическое поле вытесняется в зазор между диэлектриком и электродом.

С увеличением давления воздуха от атмосферного до 1 МПа напряжение перекрытия мусковита на импульсах длительностью 10^{-5} с увеличивается в 2,7 раза, что объясняется увеличением электрической прочности воздушного промежутка с ростом давления, вследствие чего развитие ионизационных процессов на микрозазорах затруднено.

Вольт-секундные характеристики перекрытия по поверхности мусковита и флогопита в воздухе при различных температурах приведены на рис. 2. С увеличением длительности фронта импульса напряжения изменение температуры оказывает более сильное влияние на $U_{\text{пер}}$. Зависимости напряжения перекрытия слюд и напряжения пробоя воздушного промежутка от экспозиции при высоких температурах идентичны (рис. 2), следовательно, уменьшение $U_{\rm nep}$ слюд при высоких температурах обусловлено снижением пробивного напряжения воздуха с ростом температуры. Снижению $U_{\text{пер}}$ слюд при высоких температурах способствует испарение пленочной воды с открытых расслоений, вследствие чего зазор между электродом и диэлектриком несколько увеличивается, а так как электрическая прочность воздуха в тонких слоях резко падает с ростом толщины пробиваемого слоя [Л. 8], то даже малое увеличение воздушного зазора приведет к существенному уменьшению пробивного напряжения в месте контакта, инициирование разряда будет облегчено, что, в свою очередь, приводит к уменьшению $U_{\text{пер}}$ слюд с ростом температуры.

Влияние всестороннего сжатия. Нами изучено влияние всестороннего сжатия до 100 МПа на импульсную электрическую прочность слюды мусковита и флогопита при экспозициях напряжения от 10^{-7} до 10^{-5} с, что существенно как для понимания механизма пробоя, так и для использования слюдяной изоляции. Из рис. З видно, что при направлении поля перпендикулярно плоскости спайности электрическая прочность $E_{\rm пр}$ мусковита и флогопита увеличивается с ростом давления n

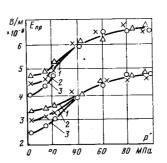
В области давлений до 20 МПа $E_{\rm np}$ слюд при экспозициях напряжения $10^{-7} \div 10^{-6}$ с увеличивается незначительно, а при экспозициях напряжения 10^{-5} с $E_{\rm np}$ реэко возрастает. В области давлений 20-40 МПа электрическая прочность слюд возрастает при всех длительностях фронта импульса напряжения, причем скорость возрастания электрической прочности с ростом давления dE/dp больше при более длительных экспозициях напряжения. При дальнейшем увеличении давления $E_{\rm np}$ слюд возрастает в меньшей степени вплоть до давления 100 МПа, постепенно стремясь к насыщению. Уве-

личение $E_{\rm пр}$ мусковита при p=100 МПа и $\tau_{\Phi}=10^{-5}$ с по сравнению с атмосферным давлением составляет 67,5%, флогопита — 92%.

Впервые получены данные о пробое флогопита вдоль плоскости спайности (рис. 4). Средняя электрическая прочность $E_{\rm cp} = U_{\rm np}/d$ практически постоянна при увеличении давления до 5 МПа при τ_{Φ} = $=10^{-6}$ с и до p=10 МПа при $\tau_{\Phi}=10^{-7}$ с. При $\tau_{\Phi}=$ =10-5 с средняя электрическая прочность резко возрастает с увеличением давления во всем диапазоне изменения р. Скорость возрастания средней электрической прочности с ростом $dE_{\rm cp}/dp$ также больше при более длительных экспозициях напряжения, в этом случае воздействие всестороннего сжатия оказывает более заметное влияние на рост средней электрической прочности. Так, E_{mp} флогопита при p=50 МПа и направлении поля перпендикулярно плоскости спайности увеличивается в 1,68 раза, а при направлении поля параллельно плоскости спайности в 2,62 раза.

При давлениях, больших 40 МПа, в случае поля, перпендикулярного плоскости спайности, $E_{\rm mp}$ слюд не зависит от экспозиции напряжения (рис. 3). Видимо, при таких значительных давлениях полости «захлопываются» полностью. Эффект «захлопывания» пор в кристаллах в объемно-напряженном состоянии исследован в [Л. 9], где показано, что уменьшение размера пор обусловлено дислокационным механизмом. Более сильное воздействие внешнего давления на $E_{\rm mp}$ флогопита по сравнению с мусковитом объясняется большей концентрацией включений в флогопите, где эффект «захлопывания» более ярко выражен.

В случае поля, параллельного плоскости спайности, спрямление вольт-секундных характеристик флогопита наблюдается при $p \ge 15$ МПа (рис. 4). Таким образом, при этих давлениях размеры расслоений во флогопите уменьшаются настолько, что развитие газового разряда в полостях затруднено и пробой уже не обусловлен газовым разрядом в микрополостях внутри диэлектрика. Дальнейший рост $E_{\rm cp}$ при давлениях более 15 МПа объясняется уменьшением концентрации пор с увеличением давления.



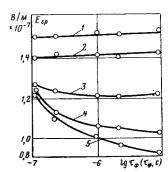


Рис. 3. Зависимость электрической прочности мусковита (1,2,3) и флогопита (4,5,6) от давления всестороннего сжатия (поле перпендикулярно плоскости спайности, $d=10^{-4}$ м). $1,4-\tau_{\Phi}=10^{-7}$ с; $2,5-10^{-8}$ с; $3,6-10^{-5}$ с.

Рис. 4. Зависимость электрической прочности флогопита от экспозиции напряжения при различных давлениях (поле параллельно плоскости спайности).

1 — p=20 МПа; 2 — 15 МПа; 3 — 10 МПа; 4 — 5 МПа; 5 — атмосферное давление.

Небольшое увеличение $E_{\rm пр}$ слюды при давлениях больших 40 МПа в случае поля перпендикулярного плоскости спайности объясняется уменьшением толщины неоднородного диэлектрика вследствие сжатия. Уменьшение толщины неоднородного диэлектрика Δd , определяемое из идеализированной модели пористого тела, получено в [Л. 10]:

$$\Delta d = 1.24 \sqrt[8]{\overline{\theta}}, \qquad (20)$$

где 0 — объемная концентрация включений.

Зависимость пробивного напряжения слюды от толщины (при $d \approx 10^{-4}$ м) образца имеет вид

$$U_{\rm mp} = U_0 d^n, \tag{21}$$

где n=0,92 для мусковита, n=0,84 для флогопита. Используя (20) и (21), вычислим увеличение $\Delta E_{\rm np}/E_{\rm np}$ слюд, связанное с уменьшением эффективной толщины образца под действием внешнего давления

$$\frac{\Delta E_{\rm np}}{E_{\rm np}} = 100 \left[1 - (1 - 1.24 \sqrt[3]{\theta})^n \right]. \tag{22}$$

Концентрация расслоений во флогопите $\theta=1\,\%$, поэтому $\Delta E_{\rm np}/E_{\rm np}$, определяемое из (22), составляет 23,7 %. Из рис. З видно, что увеличение $\Delta E_{\rm np}/E_{\rm np}$ флогопита в области давлений 40—100 МПа составляет 20%, что близко к вычисленному значению. Концентрация расслоений в мусковите не определялась, поскольку она очень мала $[\Pi, 1]$.

Из данных эксперимента $\Delta E_{\rm mp}/E_{\rm mp}$ у мусковита 11% (рис. 3). Согласно (22)

$$\theta = 52.5 \left[1 - \left(1 - \frac{\Delta E_{\rm np}}{E_{\rm tro}} \right)^{1/n} \right]^3. \tag{23}$$

Вычисленное по формуле (23) значение θ составляет 0,05%.

Влияние температуры и давления. Нами выполнено измерение температурной зависимости импульсной электрической прочности мусковита и флогопита вдоль и поперек плоскости спайности при различных давлениях и экспозициях напряжения.

При атмосферном давлении пробой производился в глицерине в фарфоровой ванне, помещенной в сушильную печь с терморегулятором до 200°С; чтобы установить изменение толщины образцов от температуры, были сняты кривые вспучивания мусковита и флогопита при различных давле-

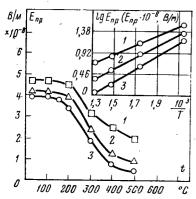


Рис. 5. Зависимость электрической прочности слюд от температуры (поле перпендикулярно плоскости спайности).

Мусковит: $1 - \tau_{\phi} = 10^{-7}$ с $2 - 10^{-6}$ с; $3 - 10^{-5}$ с.

ниях. Низкотемпературное вспучивание характерно для флогопита, для мусковита оно практически отсутствует.

На рис. 5 представлены зависимости $E_{
m inp}$ мусковита при поле, перпендикулярном плоскости спайности, от температуры в диапазоне от 20 до 500°C и зависимости 1п $E_{
m mp}$ от обратной температуры 1/Tпри T>473 К. Аналогичные данные получены для флогопита. Из рис. 5 видно, что влияние температуры на изменение $E_{\rm np}$ увеличивается с ростом экспозиции напряжения. На графиках имеется область температур $\Delta T_{\rm c}$, где происходит резкое снижение электрической прочности. Середина этой области $T_{
m c}$ смещается с уменьшением экспозиции напряжения к более высоким температурам. Статистическая провержа гипотез показывает, что значения пробивного напряжения мусковита и флогопита при температурах, меньших и больших $T_{\mathbf{c}}$ (например, при 150 и 300°C) принадлежат к разным генеральным совокупностям. При температурах больше $T_{\mathbf{c}}$ наблюдается тепловой пробой слюд, что подтверждается прямо пропорциональной зависимостью между логарифмом электрической прочности и обратной температурой (рис. 5). Значение $T_{\rm c}$ близко к значению температуры, при которой наблюдается наибольшее вспучивание флогопита. Вспучивание слюд вследствие испарения водной пленки и увеличения давления паров воды сопровождается увеличением размеров газовых полостей в закрытых расслоениях. Резкий спад электрической прочности при повышенных температурах можно объяснить уменьшением электрической прочности водяных паров в расслоениях при увеличении их размеров [Л. 8] и увеличением поля на газовом включении за счет уже рассмотренного перераспределения полей из-за процесса установления поляризации.

На рис. 6 приведены температурные зависимости электрической прочности флогопита при всестороннем сжатии при различных давлениях для направления поля параллельно плоскости спайности. Увеличение внешнего давления приводит к росту электрической прочности слюды и увеличению температуры $T_{\rm c}$. Аналогичные данные получены для мусковита при направлении поля, перпендикулярном плоскости спайности.

При увеличении давления до 10 МПа электрическая прочность мусковита возрастает на 18%, смещение $T_{\rm c}$ составляет около 50°C, причем смещение $T_{\bf c}$ одинаково для давлений 5 и 10 МПа, т. е. увеличение давления выше некоторого критического p_{κ} \approx ≈4 MПа не вызывает дополнительного смещения $T_{\rm c}$. $E_{\rm np}$ флогопита возрастает на 25% при p==10 МПа, здесь смещение $T_{
m c}$ значительно больше, чем у мусковита и составляет около 100°C, причем и для флогопита увеличение давления сверх $p_{\scriptscriptstyle
m K}\!\!\approx$ ≈4 МПа не вызывает дополнительного увеличения $T_{\rm c}$. Сравнивая давление, вызывающее наибольшее смещение $T_{\rm c}$ ($p_{\rm R}{\approx}4$ МПа), и давление насыщенного пара воды при температурах, близких к $T_{\rm c}$ ($p{\sim}4$ МПа), видим, что они близки. Таким образом, увеличивая внешнее давление до давления насыщенного пара воды при данной температуре, можно в значительной степени уменьшить влияние вспучивания на электрическую прочность слюды.

Более заметное влияние роста давления p на $E_{\pi p}$ флогопита объясняется большей концентрацией в нем закрытых расслоений, чем в мусковите.

При атмосферном давлении и давлении p==0.8 МПа значения пробивного напряжения $U_{\rm np}$ слюд при температурах 100 и 200°C принадлежат к разным генеральным совокупностям, а при давлениях, больших 5 МПа, значения U_{mp} при 100 и 200°С принадлежат к одной генеральной совокупности.

Таким образом, всестороннее сжатие оказывает существенное влияние на температурную зависимость импульсной электрической прочности мусковита и флогопита. При различных термодинамических параметрах изменяются размеры и концентрация включений в слюдах. Зарождение закрытых расслоений облегчено при температурах, больших температуры вспучивания, а их объем возрастает из-за повышения давления насыщенного пара внутри включения, поэтому при высоких температурах концентрация и размеры закрытых расслоений увеличиваются.

При высоких давлениях размеры включений уменьшаются, что подтверждается кривыми вспучивания. Для уменьшения концентрации расслоений требуются давления, намного превышающие давление насыщенного пара при заданной температуре. Конкурирующим воздействием температуры и давления на концентрацию, объем и состав расслоений объясняется ход температурной зависимости электрической прочности слюды при различных давлениях (рис. 5, 6).

Выводы. 1. Обезвоживание образцов не влияет на напряжение перекрытия слюд в жидкости, а в воздухе увеличивает напряжение перекрытия на

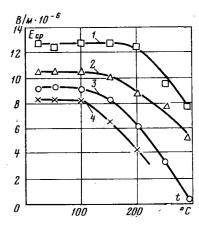
25—30%.

2. Напряжение перекрытия слюд в воздухе много меньше, чем в жидкости, что объясняется перераспределением полей между зазором и поверхностью образца.

- 3. Обнаружено упрочение слюд под влиянием гидростатического давления. Влияние гидростатического давления на электрическую прочность флогопита больше, чем на электрическую прочность мусковита, что объясняется различной концентрацией закрытых расслоений.
- 4. Влияние высоких термодинамических параметров на электрическую прочность слюд объясняется изменением концентрации, формы, размеров и состава закрытых расслоений.
- 5. Гемпературная зависимость электрической прочности слюд при различных давлениях всестороннего сжатия объясняется конкурирующим действием давления и температуры.

Рис. 6. Зависимость элекгрической прочности слюд от температуры при различных давлениях (поле параллельно плоскости спайности и $\tau_{\phi} = 10^{-5}$ с). Флогопит: 1, 2, 3 — воздух; 4 — глицерин; I - p = 10 МПа; 2 - 5 МПа; 3 - 0,8 МПа; 4 - атмосферное

давление.



- 6. Смещение $T_{
 m c}$ в область более высоких температур происходит при уменьшении экспозиции напряжения и увеличении давления всестороннего сжатия.
- 7. Внешнее давление, превышающее давление насыщенного пара воды в расслоениях при данной температуре, не вызывает смещения температуры спада электрической прочности $T_{\rm c}$.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Мецик М. С. Физика расщепления слюд. Иркутск:

Восточно-Сибирское издательство, 1967

2. Тонконогов М. П., Омаров К. М. Аппаратура для высоковольтных исытаний твердых диэлектриков при высоких и низких температурах. — Заводская лаборатория, 1974, т. 40, № 11, с. 1375—1377.

3. Тонконогов М. П., Омаров К. М. Установка для вы-

соковольтных и оптических измерений диэлектриков в условиях всестороннего сжатия до 100 МПа. — Заводская лабора-

тория, 1975, № 11, т. 41, с. 1359—1360. 4. Тонконогов М. П. Диэлектрическая релаксация, электрический пробой и разрушение горных пород. М.: Недра, 1975.

5. Расчет распределения полей в трехслойной диэлектрической системе на фронте высоковольтного импульса напряжения с учетом явления установления поляризацип/Тонко-ногов М. П., Векслер В. А., Омаров К. М., Лехт Ю. И. — Электронная обработка материалов, 1976, № 2, с. 48—51.

6. Гохберг Б. М. Влияние сильных электрических полей на адсорбцию воды на поверхности слюды. - ЖЭТФ, 1931,

т. 1, вып. 5, с. 275—280. 7. Воробьев Г. А. Физика диэлектриков (область сильных полей). Изд. Томского университета, 1971. 8. Сканави Г. И. Физика диэлектриков (область сильных

полей). М.: ГИФМЛ, 1958.

- 9. Гегузии Я. Е., Кононенко В. Г. Дислокационный механизм изменения объема пор в монокристалле под влиянием всестороннего сжатия. — ФТТ, 1973, т. 15, вып. 12, с. 3550-
- 10. Чунчин В. А. Электрофизические основы получения высоковольтных цементных диэлектриков: Автореф. на соиск. учен. степени канд. техн. наук. Томск, 1968. В надзаг.: М-во высшего и сред. спец. образования РСФСР, Томский политехи. ин-т.

[6.6.1977]



О погрешностях трансформаторов тока в переходных режимах '

Доктор техн. наук СИРОТА И. М., канд. техн. наук СТОГНИЙ Б. С.

Институт электродинамики АН УССР

Устройства релейной защиты и автоматики электроэнергетических систем получают информацию о токе в контролируемых объектах с помощью трансформаторов тока (ТТ). Переходные процессы в электрических системах и в самих ТТ в общем случае нарушают нормальную трансформацию токов. При недостаточном учете влияния этих процессов возможны замедление и неправильная работа современных быстродействующих устройств релейной защиты и системной автоматики. В связи с этим при проектировании и эксплуатации релейной защиты и автоматики совершенно необходимо определять и учитывать погрещности ТТ, влияющие на функционирование не только в установившихся, но и в переходных режимах.

Если для установившегося режима определена система обязательных величин и описаны дополнительные виды погрешностей, характеризующие ТТ, то в отношении переходных режимов в настоящее время нет достаточной ясности. Это затрудняет единообразную оценку работы и выбор ТТ существующих типов, а также определение требований, которым должны удовлетворять разрабатываемые ТТ.

В статье делается попытка обоснования совокупности основных видов погрешностей, с помощью которых целесообразно характеризовать работу ТТ в переходных режимах. Численные значения этих погрешностей здесь не рассматриваются. По мнению авторов, при разработке новых ТТ, а также при проектировании комплексных систем релейной защиты и автоматики допустимые численные значения погрешностей различных видов должны задаваться на основе специальных расчетов и экспериментов с учетом реальных условий измерительных органов. Величины погрешностей некоторых основных видов должны нормироваться и указываться в технических требованиях на разработку новых ТТ и информационных материалах заводов-изготовителей TT.

Первичные токи трансформаторов тока. Как известно, в переходных режимах первичный ток ТТ может содержать наряду с принужденными затухающие свободные составляющие. Принужденная составляющая является периодическим током основной частоты. Свободные составляющие могут быть апериодическими и периодическими, содержащими гармоники различной частоты. Обычно все апериодические составляющие заменяют в расчетах их суммой $i_{1\text{апер}}(t)$, и первичный ток ТТ в общем виде представляют выражением:

$$i_1(t) = i_{\text{nmep.mp}}(t) + i_{\text{namep}}(t) + \sum_{k=1}^{n} i_{\text{nmep.cs}_k}(t),$$
 (1)

где n — номер высшей учитываемой гармоники первичного тока.

На практике во многих случаях можно пренебречь всеми свободными составляющими первич-

ного тока (например, в распределительных сетях напряжением 6—35 кВ) или только периодическими свободными составляющими (цепи генераторов), если защита на них не реагирует.

При некоторых условиях допустимо пренебрегать принужденными составляющими первичного переходного тока и учитывать только его свободные составляющие (например, при включении силового трансформатора на холостой ход, при отключении короткого замыкания).

Однако в сетях 330 кВ и более высоких напряжений, содержащих длинные линии передачи и устройства емкостной компенсации, а также в некоторых других случаях, необходимо учитывать как апериодические, так и периодические свободные составляющие первичного тока в соответствии с выражением (1).

Поскольку составляющие тока $i_1(t)$ в зависимости от принципа действия измерительных органов могут быть по-разному использованы в устройствах защиты и автоматики, необходимо учитывать различные виды погрешностей ТТ в переходных режимах при различных сравниваемых составляющих токов [Л. 1 и 2].

Сравниваемые значения первичного и вторичного токов в переходных режимах. Полную информацию об изменении тока нормального режима, позволяющую определить вид, место и кратность короткого замыкания, дает принужденная составляющая первичного тока $i_{\text{inep.up}}$. Свободные составляющие несут дополнительную информацию, главным образом, о начальном моменте короткого замыкания. Для определения вида, места и кратности короткого замыкания их использование затруднительно и в большинстве случаев они не должны ПОЭТОМУ влиять на функционирование систем релейной защиты и автоматики. Можно считать, что для изме-. рительных органов защиты, определяющих вид, место и кратность короткого замыкания, свободные составляющие являются помехами [Л. 3], а первичный полный ток переходного режима, содержащий эти составляющие, — искаженным сигналом.

Наличие свободных апериодических составляющих первичного тока, например, при условиях указанных в [Л. 4] иногда приводит к срабатыванию измерительного органа, реапирующего на одну величину, при токе $i_{\text{пер.пр}}$, в 1,5—2 раза меньшем тока уставки. Свободные составляющие могут оказывать еще большее влияние на измерительные органы с двумя подведенными электрическими величинами [Л. 5].

В связи с изложенным во многих быстродействующих системах релейной защиты и автоматики между трансформаторами тока и измерительными органами устанавливают специальные устройства для разделения полезного сигнала и помехи (трансреакторы, частотно-избирательные схемы). Эти устройства должны обеспечивать поступление в измерительные органы только принужденной составляющей. Однако их применение приводит к усложнению защиты и некоторому замедлению срабаты-

¹ В порядке обсуждения.

вания реле при коротком замыкании в защищаемой зоне

Заметим, что для систем защиты и автоматики, определяющих вид, место и кратность короткого замыкания, лучше всего подошли бы ТТ, которые трансформировали бы без искажений принужденные составляющие, совсем не пропускали все свободные составляющие первичного тока и сами не создавали новых свободных составляющих. В существующих системах свободные составляющие (например, броски тока намагничивания силовых трансформаторов) используются только потому, что они искажают принужденные составляющие либо непосредственно влияют на работу измерительного органа, попадая к нему через ТТ. Если бы ТТ удовлетворял указанным выше идеализированным требованиям, необходимость в использовании свободных составляющих отпала бы.

Отсюда вытекает, что при проектировании систем релейной защиты и автоматики в подавляющем большинстве случаев необходимо знать погрешности трансформации принужденной составляющей первичного тока.

В некоторых системах защиты и автоматики приходится самостоятельно использовать свободные составляющие первичного тока. Например, в схёмах дифференциальных защит для их торможения с целью отстройки от токов небаланса используются свободные апериодические либо высшие гармонические составляющие первичного тока. В таких случаях возникает необходимость в определении погрешностей трансформации свободных составляющих первичного тока.

Разумеется, погрешности передачи как принужденной, так и свободных составляющих будут малы тогда, когда невелика погрешность трансформации полного первичного тока. Однако большое значение последней еще не означает, что ТТ дает неправильную информацию, так как принужденная составляющая при этом может трансформироваться достаточно точно. Отмеченное обстоятельство в настоящее время используется в нашей стране и за рубежом при разработке электромагнитных ТТ, предназначенных для работы в переходных режимах, в частности, ТТ с немагнитными зазорами сердечников: выполняется только относительно легкое требование достаточно точной трансформации принужденной составляющей, а не полного тока. Заметим, что для таких ТТ особенно важно нормировать все виды погрешностей по принужденной составляющей тока.

Однако в некоторых, относительно редких случаях, когда представляют интерес не вид, место и кратность короткого замыкания, а характер изменения самого первичного тока, необходимо контролировать погрешности трансформации полного тока. К таким случаям можно отнести осциллографирование мгновенных значений полного первичного тока с исследовательскими целями и систему автоматического управления синхронизированным выключателем, в которой необходимо контролировать переход полного тока через нулевое значение. Для таких устройств был бы идеальным ТТ, трансформирующий полный ток с небольшой погрешностью,

Следует, однако, иметь в виду, что выполнение требования достаточно точной трансформации полного переходного первичного тока и всех его составляющих при конструктивно приемлемых размерах ТТ массового применения и отдаче мощности, обычно требуемой для устройств релейной защиты (десятки вольт-ампер), практически неосуществимо. В связи с этим для указанных выше целей разрабатываются специальные ТТ небольшой мощности и с увеличенными габаритами [Л. 6].

В тех случаях, когда ТТ трансформируют свободные составляющие тока, а частотно-избирательные схемы и другие устройства, ограничивающие влияние этих составляющих, не применяются или только частично выполняют свои функции, может потребоваться оценка точности работы ТТ сравнением полного вторичного тока и принужденной составляющей первичного тока.

Для такой оценки можно предложить погрешности трансформации принужденной составляющей первичного тока с учетом свободных составляющих вторичного тока.

После отключения короткого замыкания во вторичной цепи ТТ может возникать свой переходный процесс. Этот процесс в некоторых случаях также целесообразно контролировать с помощью так называемых характеристик отключения ТТ, представляющих собой величины свободного вторичного тока в зависимости от времени после отключения короткого замыкания.

Учет изменения токов и погрешностей во времени. Особенностью погрешностей ТТ в переходных режимах является их зависимость от времени. В случае ТТ с нелинейной характеристикой намагничивания от времени зависят все указанные погрешности. Поэтому, определяя те или иные численные величины этих погрешностей, необходимо также отмечать моменты времени, в которые они достигаются (последнее относится и к максимальным погрешностям, достигаемым на протяжении переходного процесса).

Если магнитопровод ТТ имеет практически линейную характеристику, а принужденная составляющая первичного тока остается неизменной на протяжении процесса короткого замыкания, погрешности ее трансформации также не изменяются, хотя другие погрешности изменяются во времени. В переходном режиме так же, как в установившемся, целесообразно определять интегральные погрешности по действующему или среднему значению отдельных составляющих тока за период рабочей частоты, в середине которого находится заданный расчетный момент времени $t_{\rm pacq}$.

Аналогично оценке переходных токов короткого замыкания в энергосистемах [Л. 7] для простоты можно полагать, что за указанный период рабочей частоты апериодические составляющие и огибающие амплитуд периодических составляющих первичного и вторичного токов остаются неизменными.

При этом условии на протяжении любого отрезка времени, равного периоду рабочей частоты, охватывающему момент $t_{\text{расч}}$, получим для апериодической составляющей первичного тока $i_{\text{a1}}(t_{\text{расч}}) = i_{\text{a1 действ}}(t_{\text{расч}}) = i_{\text{a1 действ}}(t_{\text{расч}})$.

Действующие, средние и амплитудные значения периодических составляющих вторичного тока, зависящие от принужденной составляющей первичного тока, будут определяться из упомянутого условия постоянства огибающей на протяжении указанного отрезка времени. Это допущение существенно облегчает определение погрешностей ТТ в переходных режимах.

Для некоторых быстродействующих защит требуется определять время, на протяжении которого погрешности ТТ не превышают заданных допустимых значений. В таких случаях наряду с допустимыми погрешностями должно задаваться также допустимое время их достижения. Каждой паре сравниваемых токов с учетом их изменения во времени соответствует определенная группа погрешностей различного вида из числа рассматриваемых ниже

Основные виды погрешностей ТТ в переходных режимах. Различные измерительные органы устройств релейной защиты и автоматики реагируют на мгновенное, действующее, среднее, амплитудное значение вторичного тока, его первую и другие гармоники, а также на разность фаз между первыми гармониками некоторого заданного напряжения и тока. Поэтому на практике может требоваться, как и в установившемся режиме, учет различного вида погрешностей ТТ из числа перечисленных.

Погрешности трансформации принужденной составляющей тока целесообразно характеризовать величинами, применяемыми для установившихся режимов: токовой погрешностью в момент $t_{\rm pagg}$

$$f(t_{\text{pac}4}) = \frac{n_{\text{H}}I_{\text{2}\text{пер.пр}}(t_{\text{pac}4}) - I_{\text{1}\text{пер.пр}}(t_{\text{pac}4})}{I_{\text{1}\text{nep.np}}(t_{\text{pac}4})} 100 \, {}^{\text{0}}/_{\text{0}}; \tag{2}$$

полной погрешностью

$$\times \sqrt{\frac{\frac{\varepsilon(t_{\text{pacq}}) = \frac{100 \%}{I_{\text{inep.np}}(t_{\text{pacq}})} \times}{\frac{1}{T} \int_{t}^{t+T(t_{\text{pacq}})} (n_{\text{H}} i_{\text{2nep.np}} - i_{\text{inep.np}})^{2} dt}}$$
(3)

и угловой погрешностью, равной разности фаз первых гармоник первичного и вторичного токов в течение периода, в середине которого находится расчетный момент времени

$$\delta(t_{\text{pacy}}) = \angle [I_{\text{inp(i)}}(t_{\text{pacy}}), I_{\text{2mp(i)}}(t_{\text{pacy}})].$$
 (4)

В выражениях (2)—(4) $n_{\rm H}$ —номинальный коэффициент трансформации TT; $I_{\rm 1nep.np}(t_{\rm pacq})$; $I_{\rm 2nep.np}(t_{\rm pacq})$; $I_{\rm 2nep.np}(t_{\rm pacq})$; $I_{\rm 2nep.np}(t_{\rm pacq})$ — действующие значения периодических составляющих первичного и вторичного токов и комплексные значения их первых гармоник в течение указанного времени, равного периоду рабочей частоты T.

Погрешность трансформации свободных апериодических составляющих первичного тока характеризуется максимальным значением апериодической составляющей тока намагничивания

$$i_{\text{oa.M}} = \frac{i_{\text{oa.M}}}{I_{\text{1a had}}} 100 \, \text{of}_{0}, \tag{5}$$

где $I_{1 \text{а.нач}}$ — начальное значение апериодической составляющей первичного тока.

ставляющей первичного тока.

Прохождение через ТТ свободных периодических составляющих первичного тока необходимо описывать его амплитудно-частотной и фазочастотной характеристиками. Последнее вызвано применением в энергосистемах преобразовательных выпрямительных и инверторных установок, что приводит к возникновению высших гармоник тока и в установившемся режиме. Однако практическая целесообразность использования этих характеристик должна быть в каждом конкретном случае обоснована.

Трансформацию полного тока следует характеризовать максимальной погрешностью по мгновенным значениям токов

$$i_{\text{om*}} = \frac{i_{\text{om}}}{I_{\text{inep.np}m}} \ 100^{\,\text{o}}/_{\text{o}} \tag{6}$$

и погрешностью по переходу через нуль δ_0 [Л. 6 и 8].

Погрешность $i_{0м*}$ важна, например, для оценки точности осциллографирования переходного режима. Погрешность δ_0 учитывается при оценке работы ТТ в некоторых устройствах быстродействующей защиты на полупроводниках, а также в схеме синхронизированного выключателя.

Если при выборе уставки релейной защиты учесть погрешность ТТ, например токовую f_1 , при установившемся режиме, то поведение защиты при переходном режиме, которому соответствует погрешность по периодической составляющей тока f_2 , будет зависеть от разности $\Delta f = f_1 - f_2$, т. е. от нестабильности данной погрешности.

Аналогично на поведение защиты могут влиять нестабильности полной или угловой погрешностей. Очевидно, при полной стабильности погрешностей ТТ и соответствующем выборе уставок эти погрешности не влияли бы на поведение защиты, реагирующей на периодическую составляющую тока. Поэтому к числу величин, характеризующих работу ТТ наряду с погрешностями в неблагоприятных расчетных режимах, целесообразно отнести также величины, характеризующие нестабильность (или стабильность) погрешностей, например упомянутую нестабильность Δf при изменении принужденной составляющей тока I_1 , в определенных заданных пределах $[\Pi, 1]$.

Кроме перечисленных, для характеристики работы ТТ в переходных режимах могут применяться и другие величины и зависимости, выбранные с учетом изложенных соображений.

Регламентация погрешностей ТТ. Необходимость использования любого вида погрешности в конкретных случаях определяется прежде всего принципом действия и методом выполнения измерительного органа систем релейной защиты и автоматики. Однако среди всех видов погрешностей, как и в установнвшемся режиме, следует выделить несколько основных, численные значения которых должны обязательно регламентироваться, задаваться в технических требованиях к новым ТТ либо приводиться в руководящих и справочных материалах на выпускаемые ТТ. Поскольку носителем пол-

ной информации, представляющей интерес для систем релейной защиты и большинства систем автоматики, о виде, месте и кратности короткого замыкания является только принужденная составляющая первичного тока, в качестве основных регламентируемых величин, характеризующих рабо-ТТ в переходных режимах, следует принять прежде всего максимальные значения погрешностей, получаемые из выражений (2)—(4):

$$f_{\rm M} = \frac{n_{\rm H} I_{\rm 2nep.np}(t_{\rm M}) - I_{\rm 1nep.np}(t_{\rm M})}{I_{\rm 1nep.np}(t_{\rm M})} 100^{\rm o}/_{\rm o}; \qquad (7)$$

$$\epsilon_{\rm M} = \frac{100}{I_{\rm 1nep.np}(t_{\rm M})} \times \frac{1}{t + T(t_{\rm M})} \times \frac{1}{t} \int_{t}^{t + T(t_{\rm M})} (n_{\rm H} i_{\rm 2nep.np} - i_{\rm 1nep.np})^{2} dt; \qquad (8)$$

$$\times \int_{t}^{\frac{t}{2}} \int_{t}^{t+T(t_{\rm M})} (n_{\rm H} i_{\rm 2nep.\,mp} - i_{\rm 1nep.\,mp})^2 dt; \qquad (8)$$

$$\delta_{M} = \angle [\dot{I}_{1np(1)}(t_{M}), \dot{I}_{2np(1)}(t_{M})]. \tag{9}$$

Погрешности (7)—(9) показывают, насколько точно передается информация о виде, месте и кратности короткого замыкания. По возможности полная передача этой информации важна независимо от того, какой величины свободные составляющие сопутствуют принужденной, как они трансформируются и будет ли выделяться из общего сигнала принужденная составляющая с помощью частотно-избирательных схем.

В качестве основных величин, характеризующих сохранение значения полного первичного тока, следует принять максимальную погрешность по мгновенному значению тока (5) и погрешность по пере-

ходу тока через нуль δ_0 .

Погрешности трансформации принужденной составляющей следует регламентировать для всех ТТ, которые должны использоваться в переходных режимах. Погрешности трансформации полного тока-только для тех из них, которые достаточно хорошо трансформируют полный ток, например, для ТТ, содержащих сердечник замкнутый или с небольшим зазором. Для линейных [Л. 13] ТТ, плохо трансформирующих апериодическую составляющую, регламентировать погрешности трансформации полного тока не имеет смысла.

Другие виды погрешностей могут приводиться в информационных материалах по TT в зависимости от их назначения. Для существующих ТТ многие характеристики в настоящее время уже имеются [Л. 2, 8, 10].

Выводы. 1. Для характеристики работы ТТ в переходных режимах может применяться совокупность погрешностей трансформации принужденной и свободных составляющих первичного тока, его полной величины, принужденной составляющей первичного тока с учетом свободных составляющих вторичного тока, а также частотные характеристики и характеристики отключения. Для каждого вида защиты и автоматики в зависимости от их принципа действия должны применяться те или иные виды погрешностей трансформаторов тока из числа рассмотренных выше.

2. При проектировании систем релейной защиты и автоматики необходимо учитывать моменты времени, к которым относятся все перечисленные погрешности. Исключение составляют погрешности трансформации принужденной составляющей в ТТ с линейными характеристиками, не изменяющиеся на протяжении переходного процесса короткого замыкания.

- 3. В директивных и справочных материалах по ТТ, предназначенным для работы в переходных режимах, наряду с погрешностями установившегося режима целесообразно нормировать максимальные значения токовой, полной и угловой погрешностей трансформации принужденной составляющей первичного переходного тока.
- 4. Если ТТ предназначен для трансформации полного переходного тока, следует нормировать также максимальное значение погрешности трансформации этого тока.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Сирота И. М. Основы теории и выбора параметров трансформаторов тока с зазором. — Электричество, 1969, № 7, с. 46—51. 2. Стогний Б. С. Анализ и расчет переходных режимов

работы трансформаторов тока. Киев. Наукова думка, 1972. 3. Будкин В. В., Овчаренко Н. И. Способ повышения

- быстродействия измерительных реле защиты при электромагнитных переходных процессах. — Электричество, 1974, № 8,
- 4. Стогний Б. С., Слынько В. М. Влияние апериодической составляющей первичного тока на работу некоторых измерительных органов релейной защиты. — В кн.: Проблемы технической электродинамики. Киев: Наукова думка, 1973,
- 5. Фабрикант В. Л. Основы теории построения измерительных органов релейной защиты и автоматики. М.: Высшая школа, 1968.
- 6. Чунихин А. А. Расчет и выбор параметров трансформаторов тока с немагнитным зазором для управления синхронизированным выключателем. — Электричество, 1973, № 2,
- с. 26—30. 7. Ульянов С. А. Электромагнитные переходные процес-
- сы в электрических системах. М.: Энергия, 1970. 8. Дроздов А. Д., Кужеков С. Л. Исследование формы вторичного тока защитных трансформаторов тока в перехолных и установившихся режимах. — Электричество, 1971, № 1,
- 9. Стогний Б. С. О целесообразном выполнении транс-
- форматоров тока с учетом их работы в переходных режимах. Электричество, 1974, № 8, с. 12—17.

 10. Обобщенные характеристики трансформаторов тока в переходных режимах/Стогний Б. С., Рогоза В. В., Черненко В. А., Беспалый А. Ф. Киев: ИЭД АН УССР, 1971.

[29.4.1977]

К оценке точности трансформатора тока для релейной защиты

КАЗАНСКИЙ В. Е.

Москва

В практике релейной защиты нередко требуется оценивать точность трансформатора тока (ТТ) в установившемся и переходном режимах при измерении как полного первичного тока ТТ, так и отдельной составляющей первичного тока (например, только составляющей нулевой последовательности), при представлении измерительной информации на выходе ТТ посредством вторичного тока и вторичного напряжения или даже в дискретной форме (некоторые оптико-электронные ТТ, магнитные ТТ и др.).

Между тем ГОСТ 7746-68 регламентирует способы оценки точности ТТ только в установившемся режиме и только в случае, когда измерению подлежит полный первичный ток ТТ, а измерительная информация на выходе ТТ представлена посредством вторичного тока. При этом единственным критерием точности TT для релейной защиты является

полная погрешность.

Отсутствие регламентированных способов оценки точности ТТ в остальных случаях вызывает ряд трудностей при проектировании, эксплуатации и исследовании TT для релейной защиты.

В статье предлагаются критерии оценки точности ТТ для релейной защиты, не противоречащие ГОСТ, но пригодные практически во всех случаях. В качестве абсолютного критерия предлагается «мгновенный ток полной погрешности», а в качестве относительных критериев — «среднеквадратичная полная погрешность» и «амплитудная полная погрешность».

Мгновенный ток полной погрешности. В общем случае измерению подлежит только одна из составляющих первичного тока i_{1n} , называемая далее измеряемой составляющей первичного тока. Остальные составляющие первичного тока в совокупности рассматриваются как аддитивная помеха $i_{\rm in}$. При этом мгновенное значение

полного первичного тока

$$i_1 = i_{1n} + i_{1n}$$
 (1)

В общем случае сигнал измерительной информации содержит некоторую погрешность. При принятом способе расшифровки сигнал измерительной информации отображает значение измеряемой составляющей первичного тока i_{1c} , тогда как в действительности оно равно i_{1u} . При этом мгновенный ток полной погрешности

$$i_{\bullet} = i_{1c} - i_{1B}. \tag{2}$$

Таким образом, мгновенный ток полной погрешности представляет собой абсолютную мгновенную погрешность ТТ.

Способ определения i_{1c} зависит от вида сигнала измерительной информации и способа расшифровки этого сигнала.

У стандартного ТТ такая информация представ-

ляется вторичным током, а i_{1c} определяется из сле-

дующего выражения:

$$i_{1c} = n_{\text{H}} i_2, \tag{3}$$

где $n_{\rm H}$ — номинальный коэффициент трансформации TT; i_2 — мгновенное значение вторичного тока.

Если измерительная информация представляется вторичным напряжением, то в выражение (3) вместо i_2 подставляем мгновенное значение вторичного напряжения, а вместо $n_{\rm H}$ — номинальный коэффициент трансформации по напряжению.

Выражение (2) пригодно для расчета мгновенного тока полной погрешности во всех случаях при условии, что сигнал измерительной информации отражает мгновенное значение тока (в любой

При данном первичном токе значение і, зависит от того, какая составляющая измеряется, и от свойств ТТ. При измерении тока нулевой последовательности посредством трансформатора тока нулевой последовательности (ТНП)

$$i_{1\text{M}}=3i_{1\text{H.T.}},\qquad \qquad (4)$$

где $i_{1\text{н.п}}$ — мгновенный первичный ток нулевой последовательности.

Если информация на выходе ТНП отображается посредством вторичного тока, то

$$i_{1c} = n_{\text{THII}} i_2, \tag{5}$$

где $n_{\text{тнп}}$ — номинальный коэффициент трансформации ТНП.

При этом

$$i_{\bullet} = n_{\text{THII}} i_2 - 3i_{\text{thig}} \tag{6}$$

Если $n_{\text{тип}}$ равен отношению чисел витков вторичной и первичных обмоток ТНП, то

$$i_2 = \frac{1}{n_{\text{THIT}}} (3i_{_{1\text{H.II}}} - i_{_{0\text{H.II}}}) + i_{_{\text{H}0}},$$
 (7)

где $i_{0\text{н.п}}$ — мгновенный первичный намагничивающий ток ТНП, обусловленный током нулевой последовательности; $i_{\rm H6}$ — вторичный ток небаланса, обусловленный помехой. Помеха в данном случае создается составляющими прямой и обратной последовательностей в первичных токах ТНП, а также полными токами в других цепях (в других линиях), с которыми индуктивно связана вторичная обмотка ТНП.

При этом

$$i_{\bullet} = -i_{\text{og.}\Pi} + n_{\text{THTI}}i_{\text{E6}}. \tag{8}$$

В переходном режиме у однофазного ТТ измеряемая составляющая первичного тока обычно равна либо полному первичному току, либо только установившейся составляющей. Если измерительная информация представляется вторичным током, то при измерении полного тока

$$i_a = n_B i_2 - i_1 = n_B i_2 - (i_{1ycr} + i_{1cB}),$$
 (9)

¹ В порядке обсуждения.

а при измерении только установившейся составляющей

$$i_{\bullet} = n_{\rm H} i_2 - i_{\rm 1vcr} = n_{\rm H} i_2 - i_1 + i_{\rm 1cs}.$$
 (10)

В этих выражениях $i_{ ext{iyct}}$ и $i_{ ext{ics}}$ — мгновенные значения установившейся и свободной составляющих первичного тока.

Из (10) следует, что при измерении только установившейся составляющей первичного тока ток полной погрешности в переходном режиме существенно отличается от намагничивающего тока, тогда как при измерении полного тока это различие (по модулю) обусловлено только витковой коррекцией.

На рис. 1,а приведены осциллограммы первичного i_1 и вторичного i_2 токов стандартного TT, снятые при натурных испытаниях. Первичный ток выражен в долях амплитуды установившейся составляющей. Масштаб вторичного тока подобран так, что при $i_{\rm s} = 0$ обе осциллограммы совпадают. По этим осциллограммам построены кривые тока полной погрешности (рис. 1,6). Кривая 1 построена по выражению (9) и соответствует случаю, когда измеряется полный первичный ток. Кривая 2 построена по выражению (10) и соответствует случаю, когда измеряется только установившаяся составляющая первичного тока. Значения $i_{\scriptscriptstyle ullet}$ также выражены в долях амплитуды установившейся составляющей первичного тока.

Эти кривые можно получить и непосредственно из опыта путем осциллографирования разности вторичных токов испытуемого и образцового трансформаторов тока по одной из схем, рекомендованных ГОСТ 7746-68. Но только при осциллографировании тока полной погрешности в переходном режиме в соответствии с (9) образцовый ТТ должен иметь достаточно малую полную погрешность как в установившемся, так и в переходном режиме. В частности, ни в том, ни в другом режиме он не должен насыщаться. Для получения же осциллограммы тока полной погрешности в соответствии с (10) образцовый ТТ должен трансформировать только установившуюся составляющую первичного тока в установившемся и переходном режимах, причем достаточно точно.

Кривые 1 и 2 иллюстрируют влияние вида измеряемой составляющей первичного тока на характер изменения тока полной погрешности в переходном режиме.

Из осциллограммы вторичного тока видно, что в переходном режиме ТТ заметно насыщается, чего в установившемся режиме практически нет. Для оценки влияния насыщения на характер изменения тока полной погрешности в переходном режиме на рис. 2 приведены кривые тока полной погрешности ТТ с большим немагнитным зазором. Первичный ток был принят таким же, как на рис. 1,a, а вторичный и намагничивающий токи рассчитывались по известным формулам для тех же значений полной погрешности в установившемся режиме и угла вторичной ветви, что и на рис. 1. В данном случае, несмотря на отсутствие насыщения, наблюдается значительное увеличение тока полной погрешности

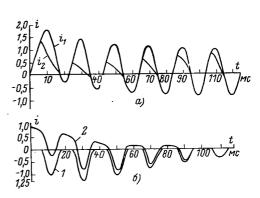


Рис. 1. a — осциллограммы первичного и вторичного токов стандартного ТТ в переходном режиме; постоянная времени первичной цепи 40 мс. полная погрешность в установившемся режиме 8,3%, $\cos \varphi_2$ =0,46; δ — токи полной погрешности, рассчитанные по осциллограммам; I — при измерении полного первичного тока; 2 -- при измерении установившейся составляющей первичного тока.

в переходном режиме. При этом максимальное значение тока полной погрешности и момент, когда оно наступает, зависят от того, какая составляющая первичного тока рассматривается в качестве измеряемой.

Среднеквадратичная полная грешность. Среднеквадратичную полную грешность предлагается определять в соответствии

с формулой

$$\varepsilon = \frac{100}{I_{\text{1yer}}} \sqrt{\frac{1}{T} \int_{t-T}^{t} i^2 dt}, \, ^0/_0, \qquad (11)$$

где $I_{\text{іуст}}$ — действующее значение установившейся составляющей первичного тока; T — период установившейся составляющей первичного тока; t — текущее время.

Эта формула предназначена для однофазного TT и применима практически во всех случаях как для установившегося, так и для переходного режима. В установившемся режиме для стандартного ТТ она тождественна формуле для определения полной погрешности ТТ, приведенной в приложении к ГОСТ 7746-68.

В установившемся режиме значение в остается неизменным. В переходном режиме в является функцией времени, причем непрерывной. При этом характер изменения є в переходном режиме зависит от того, какая составляющая первичного тока измеряется (поскольку от этого зависит t_s).

К недостаткам среднеквадратичной полной погрешности как универсального критерия точности ТТ для релейной защиты относятся трудности экспериментального определения этой погрешности в переходном режиме. Этот критерий точности ТТ в переходном режиме предназначается в основном на тот случай, когда исследование ТТ ведется на математических моделях, особенно на моделях, реализуемых посредством ЦВМ.

В принципе можно рассчитать є в соответствии с (11) и по данным натурных испытаний, но для этого требуется довольно сложная обработка осциллограмм или кривых тока полной погрешности.

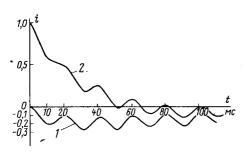


Рис. 2. Токи полной погрешности линейного TT в переходном режиме.

1 — при измерении полного первичного тока; 2 — при измерении только установившейся составляющей первичного тока.

Амплитудная полная погрешность. Амплитудную полную погрешность предлагается определять в соответствии со следующей формулой:

$$\varepsilon_{a} = \frac{i_{\text{emax}}}{I_{\text{1mycT}}} 100 \, ^{\text{o}}/_{\text{o}}, \tag{12}$$

где $i_{\rm emax}$ и $I_{\rm Imycr}$ — максимальные мгновенные значения тока полной погрешности и установившейся составляющей первичного тока на интервале времени, равном одному периоду установившейся составляющей первичного тока. В установившемся режиме ε_a постоянна. В переходном режиме она является функцией времени, причем дискретной. Значения ε_a особенно легко определяются по кривым $i_{\rm Im}(t)$ и $t_{\rm e}(t)$, полученным экспериментально или расчетным путем. Для этого оси времени указанных кривых разбиваются на интервалы, равные периоду установившейся составляющей первичного тока, и для каждого интервала находится значение $i_{\rm emax}$, по которому и рассчитывается ε_a .

Достоинство амплитудной полной погрешности как универсального критерия точности TT состоит в том, что она достаточно просто определяется по данным испытаний и для установившегося, и для переходного режима. Однако у стандартного TT в установившемся режиме значение ε_a совпадает со значением полной погрешности, определенным в соответствии с ГОСТ 7746-68 только в случае, когда форма кривой вторичного тока не искажена. Если же форма кривой вторичного тока искажена, то даже у стандартного TT в установившемся ре-

	Значения _{ва} . %									
Перноды		нии полного ока	При измерении установившейся составляющей тока							
	линейный TT	нелинейный ТТ	линейный ТТ	нелинейный ТТ						
1 2 3 4 5 6 ∞	20 27 27 24 23 20 8,2	100 125 100 72 50 37 8,2	100 50 25 9 13 12 8,2	100 80 83 65 49 35 8,2						

жиме ϵ_a может заметно отличаться от полной погрешности ϵ , что следует иметь в виду при сравнительной оценке точностей различных TT.

В таблице приведены значения ε_a , рассчитанные по приведенным кривым и осциллограммам токов для нелинейного ТТ (по кривым рис. 1) и для линейного ТТ (по кривым рис. 2).

Характер изменения амплитудной полной погрешности в переходном режиме тоже зависит от того, измеряется ли полный первичный ток или только установившаяся составляющая. При измерении установившейся составляющей наибольшая амплитудная полная погрешность всегда равна 100% и всегда получается на первом периоде. При измерении полного первичного тока наибольшая амплитудная полная погрешность может быть и более 100% и возникает она не обязательно на первом периоде.

Выводы. 1. Мгновенный ток полной погрешности, среднеквадратичная и амплитудная полные погрешности являются наиболее общими критериями точности ТТ для релейной защиты в любом режиме, при измерении любой составляющей первичного тока и при любой форме представления измерительной информации о мгновенных значениях тока.

- 2. Амплитудная полная погрешность наиболее удобна для сравнительной оценки точности ТТ по данным натурных испытаний.
- 3. При оценке точности ТТ в переходном режиме необходимо уточнять закон изменения первичного тока, вид измеряемой составляющей и вид погрешности.

[6.2.1976]

УДК 621.313.322-81.064.1:537.311.6.001.24

Индуктивные сопротивления шестифазных турбогенераторов при двойных двухфазных замыканиях

хуторецкий г. м.

Ленинград

В последнее время находят применение турбогенераторы с шестифазной обмоткой, образованной из двух трехфазных, сдвинутых относительно друг друга на 30° [Л. 1 и 6]. Расчет параметров этих машин в симметричных режимах рассмотрен в [Л. 2, 3 и 6]. Поскольку трехфазные системы выполняются с разобщенными друг от друга и изолированными от земли нулевыми точками, для несимметричных режимов наиболее характерными могут явиться двухфазные и двойные двухфазные (одновременно в двух трехфазных системах) короткие замыкания.

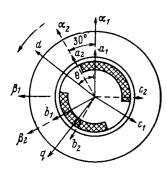


Рис. 1. Расположение осей αβ, связанных с фазами статора.

Теоретически мотут быть рассмотрены три случая двойных двухфазных коротких замыканий: замыкание в первой системе фаз b_1c_1 и во второй системе фаз b_2c_2 или a_2c_2 или a_2b_2 (рис. 1). При цвойном двухфазном коротком замыкании одноименных фаз b_1c_1 и b_2c_2 и холостом ходе фаз a_1 и a_2 получим следующие условия в месте короткого замыкания:

$$u_{b1}-u_{c1}=0; u_{b2}-u_{c2}=0;$$

 $i_{b1}+i_{c1}=0; i_{b2}+i_{c2}=0;$
 $i_{a1}=0; i_{a2}=0.$

Если ввести новые переменные

$$\Psi_{a1} = \Psi_{d_1} \cos \theta - \Psi_{q_1} \sin \theta; \quad \Psi_{a2} = \Psi_{d_2} \cos (\theta - 30^\circ) - \Psi_{q_2} \sin (\theta - 30^\circ);$$

$$\Psi_{g_1} = \Psi_{d_1} \sin \theta + \Psi_{q_1} \cos \theta; \quad \Psi_{g_2} = \Psi_{d_2} \sin (\theta - 30^\circ) + \Psi_{g_2} \cos (\theta - 30^\circ) \text{ и т. д.},$$

то условие короткого замыкания запишется в виде:

$$\begin{split} \Psi_{\beta 1} = & \Psi_{\beta 10}; \ i_{\alpha 1} = 0; \ \Psi_{\beta 2} = & \Psi_{\beta 20}; \ i_{\alpha 2} = 0; \\ u_{\beta 1} = & 0; \ i_{\bullet 1} = 0; \ u_{\beta 2} = 0; \ i_{\bullet 2} = 0. \end{split}$$

В новых переменных рассматриваются две двухфазные обмотки $\alpha_1\beta_1$ и $\alpha_2\beta_2$, причем ось фазы a_1 совпадает с осью фазы a_1 , ось фазы a_2 совпадает с осью фазы β_1 совпадает с осью фазы β_1 и β_2 совпадает с осью фази β_2 и β_2 и β_2 новых переменных оси фаз β_1 и β_2 смещены, как и оси исходных фаз β_1 и β_2 происходит при разомкнутых фазах β_1 и β_2 происходит при разомкнутых фазах β_1 и β_2

Выражения для токов $i_{\alpha 1}$, $i_{\beta 1}$, $i_{\alpha 2}$ и $i_{\beta 2}$ связаны с реальными токами соотношениями:

$$i_{a1} = \frac{2}{3} \left(i_{a_1} - \frac{1}{2} i_{b_1} - \frac{1}{2} i_{c_1} \right); \quad i_{\beta 1} = \frac{1}{\sqrt{3}} (i_{b_1} - i_{c_1});$$

$$i_{a2} = \frac{2}{3} \left(i_{a_2} - \frac{1}{2} i_{b_2} - \frac{1}{2} i_{c_2} \right); \quad i_{\beta 2} = \frac{1}{\sqrt{3}} (i_{b_2} - i_{c_2}).$$

Аналогичным образом связаны и остальные фазные величины. Запишем выражения для потокоспеплений:

$$\begin{split} \Psi_{\mathfrak{J}1} = & \sin\theta G(p) \, u_{fd} - \cos\theta \, [x_{d_1}(p)\sin\theta \, - \\ & - x_{q_1}(p)\sin\theta] \, i_{\alpha_1} - [\sin\theta x_{d_1}(p)\sin\theta \, + \\ & + \cos\theta x_{q_1}(p)\cos\theta] \, i_{\mathfrak{g}1} - [\cos(\theta - 30^\circ) \, x_{d_{12}}(p)\sin\theta \, - \\ & - \cos\theta x_{q_{12}}(p)\sin(\theta - 30^\circ)] \, i_{\alpha_2} - [\sin\theta x_{d_{12}}(p)\sin(\theta - \\ & - 30^\circ) + \cos\theta x_{q_{12}}(p)\cos(\theta - 30^\circ)] \, i_{\mathfrak{g}_2} \, \text{ и т. д.} \end{split}$$

Для упрощения пренебрежем активными сопротивлениями, тогда при постоянном возбуждении

 $\left(G\left(p\right) = \frac{x_{afd}}{r_{ffd}}$ и $E = \frac{x_{afd}}{r_{ffd}}u_{fd}\right)$ и начальных потокосцеплениях при холостом ходе $\Psi_{\text{р10}} = E\sin\theta_{\text{o}}$ и $\Psi_{\text{p2}} = E\sin\left(\theta_{\text{o}} - 30^{\circ}\right)$ получим выражения для начальных значений токов:

$$i_{\beta 1} = 2E \frac{\Delta_{\beta 1}}{\Delta}; \quad i_{\beta 2} = 2E \frac{\Delta_{\beta 2}}{\Delta},$$
 (1)

Expectage $\Delta_{\beta 1} = (\sin \theta - \sin \theta_{0}) \left[x_{d2}^{''} + x_{q2}^{''} - (x_{d2}^{''} - x_{q2}^{''}) \cos (2\theta - 60^{\circ}) \right] - \left[\sin (\theta - 30^{\circ}) - \sin (\theta_{0} - 30^{\circ}) \right] \times \\ \times \left[\frac{V \overline{3}}{2} (x_{d12}^{''} + x_{q12}^{''}) - (x_{d12}^{''} - x_{q12}^{''}) \cos (2\theta - 30^{\circ}) \right];$ $\Delta_{\beta 2} = \left[\sin (\theta - 30^{\circ}) - \sin (\theta_{0} - 30^{\circ}) \right] x_{d1}^{''} + x_{q1}^{''} - \\ - (x_{d1}^{''} - x_{q1}^{''}) \cos 2\theta - (\sin \theta - \sin \theta_{0}) \times \\ \times \left[\frac{V \overline{3}}{2} (x_{d12}^{''} + x_{q12}^{''}) - (x_{d12}^{''} - x_{q12}^{''}) \cos (2\theta - 30^{\circ}) \right];$ $\Delta = \left[x_{d1}^{''} + x_{q1}^{''} - (x_{d1}^{''} - x_{q1}^{''}) \cos 2\theta \right] \left[x_{d2}^{''} + \\ + x_{q2}^{''} - (x_{d2}^{''} - x_{q2}^{''}) \cos (2\theta - 60^{\circ}) \right] - \left[\frac{V \overline{3}}{2} (x_{d12}^{''} + \\ + x_{q12}^{''}) - (x_{d12}^{''} - x_{q12}^{''}) \cos (2\theta - 30^{\circ}) \right];$

 x''_{d1} , x''_{q1} , x''_{d2} , x''_{q2} , x''_{d12} , x''_{q12} — сверхпереходные индуктивные сопротивления само- и взаимоиндукции трехфазных систем по продольной и поперечной осям [Л. 3].

В частном случае, если одна из систем разомкнута, то уравнения (1) переходят в обычные уравнения для трехфазных машин [Л. 4 и 5]. Выражения (1) могут быть упрощены при отсутствии сверхпереходной явнополюсности $(x''_{d1}=x''_{q1}$ и т. д.):

$$\sin \theta - \sin \theta_{0} - \frac{\sqrt{3}}{2} \frac{x''_{d12}}{x''_{d2}} \left[\sin (\theta - 30^{\circ}) - \frac{1}{2} \frac{1}{$$

В этом случае выражения для токов в отличие от (1) имеют только основную периодическую и апериодическую составляющие. Приведем выражение (2) применительно к току 1-й гармоники i_b к обычному расчетному виду при $x''_{d1} = x''_{d2}$:

$$i_{b_1} = \sqrt{3}E \frac{\sin(\theta + \varphi)}{x_{\beta 1}}; i_{b_2} = \sqrt{3}E \frac{\sin(\theta - 30^\circ - \varphi)}{x_{\beta 1}},$$
(3)

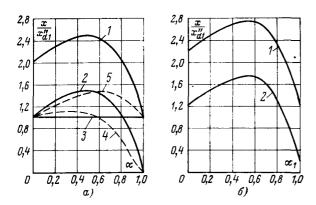


Рис. 2. Зависимость индуктивных сопротивлений при двухфазных коротких замыканиях в обеих трехфазных системах.

$$\begin{aligned} &a - x''_{d1} = x''_{q1}; \ a = \frac{x''_{d12}}{x''_{d1}}; \\ &I - \frac{x\beta I}{x''_{d1}}; \ 2 - \frac{x_2}{x''_{d1}}; \ '3 - \frac{x''_{d1}}{x''_{d1}}; \ 4 - \frac{x_{22}}{x''_{d1}}; \ 5 - \frac{x''_{d11}}{x''_{d1}}; \\ &6 - x''_{q1} = 1.5x''_{d1}; \ a_1 = \frac{x''_{d12} + x''_{q12}}{x''_{d1} + x''_{q1}}; \\ &I - \frac{x\beta I}{x''_{d1}}; \ 2 - \frac{x_2}{x''_{d1}}. \end{aligned}$$

где
$$\operatorname{tg} \varphi = \frac{\sqrt{3\alpha}}{4 - 3\alpha}; \alpha = \frac{x_{d12}'}{x_{d1}'};$$

индуктивное сопротивление шестифазной обмотки при двойном двухфазном коротком замыкании

$$x_{\beta 1} = x_{d1}^{"} \frac{2 - \frac{3}{2} \alpha^{2}}{\frac{1}{4} V (4 - 3\alpha)^{2} + 3\alpha^{2}}.$$

Если представить $x_{\text{Bl}} = x''_{d1} + x_2$, то

$$x_{2} = x_{d1}^{"} \left[\frac{2 - \frac{3}{2} \alpha^{2}}{\frac{1}{4} \sqrt{(4 - 3\alpha)^{2} + 3\alpha^{2}}} - 1 \right].$$

Сопротивлению x_2 условно припишем смысл индуктивного сопротивления обратного следования фаз. Сопротивления $x_{\mathfrak{gl}}$ и x_2 являются функцией относительной магнитной связи систем $\alpha = x''_{d12}/x''_{d1}$.

На рис. 2 представлены зависимости $x_{\rm pl}/x_{\rm dl}^{\prime\prime}$ и $x_{\rm 2}/x_{\rm dl}^{\prime\prime}$ от а. Предельные значения а могут быть истолкованы следующим образом: α =0 имело бы место при очень малой взаимоиндукции между системами, т. е. при раздельном коротком замыкании; α =1 имело бы место при полном отсутствии рассеяния статорных обмоток обеих систем между собой, что может рассматриваться как идеализация при замене зубцового слоя токовыми линейными нагрузками. Отношение $x_{\rm 2}/x_{\rm dl}^{\prime\prime}$ изменяется от 1 при α =0 до 0 при α =1. В реальных машинах, по-видимому, следует считать α =0,4—0,6. Максимальное значение достигается при α =0,465 и составляет 1,47.

Неожиданным является значение $x_2=0$ при $\alpha=1$, что можно качественно истолковать, пользуясь

методом симметричных составляющих. Поскольку трехфазные системы изолированы, будем рассматривать тройки симметричных составляющих для каждой системы отдельно.

В общем случае для двух трехфазных систем, сдвинутых в пространстве на 30°, будем иметь следующие коэффициенты суммирования н. с. в воздушном зазоре:

для двух прямых троек токов

$$k_1 = 2 \cos \frac{30^{\circ} - \psi}{2};$$

для двух обратных троек токов

$$k_2 = 2\cos \frac{30^{\circ} + \psi}{2}$$
.

Угол сдвига ф между тройками токов во времени может быть определен из (3):

$$\psi = 30^{\circ} + 2\varphi$$
,

тогда для коэффициентов суммирования симметричных составляющих получим:

$$k_1 = 2 \cos \varphi$$
; $k_2 = 2 \cos (30^{\circ} + \varphi)$,

например:

Следовательно, индуктивные сопротивления симметричных составляющих будут зависеть от магнитной связи систем а.

Индуктивное сопротивление взаимоиндукции для прямого следования фаз

$$2x''_{d121}=2\alpha k_1x''_{d1}$$

при этом максимальные потокосцепления в воздушном зазоре не будут совпадать во времени с максимальным током в фазе. Угол рассогласования составляет Ф.

Индуктивное сопротивление тройкам прямого следования фаз

$$x''_{d_{11}} = \sqrt{[(1! - \alpha)\cos\varphi + [2\alpha\cos^2\varphi]^2 + (1 - \alpha)^2\sin^2\varphi} = \sqrt{1 + \alpha^2 + [2\alpha\cos^2\varphi]^2}.$$

Индуктивное сопротивление тройкам обратного следования фаз

$$x_{22} = \sqrt{1 + \alpha^2 + 2\alpha \cos 2(30^\circ + \varphi)}$$
.

Сопротивления x''_{d11} и x_{22} в общем случае не будут равны значениям x''_{d1} и x_2 , определенным ранее, однако $x''_{d11} + x_{22} = x''_{d1} + x_2 = x_{\mathfrak{g}_1}$, и при $\alpha = 0$ и 1 значения x''_{d11} , x''_{d1} , а также x_{22} и x_2 совпадают. Зависимости x''_{d11} и x_{22} показаны на рис. 2 пунктиром.

При $\alpha=1$ значение $k_2=0$, и м. д. с. в воздушном зазоре от токов обратного следования фаз полностью отсутствует. Выражение для x_2 более удобно для анализа поведения токов как в расчетном смысле, так и особенно при несимметричных сопротивлениях трехфазных систем. Однако следует иметь в виду, что сопротивление x_2 определено не

методом симметричных составляющих и не является в строгом смысле индуктивным сопротивлением обратного следования фаз; это определение полностью относится к сопротивлению x_{22} , но при этом и сопротивление x''_{d11} также будет нелинейно зависеть от магнитной связи систем α .

Из-за нелинейного характера x_2 алгебраическое суммирование х2 генератора с внешним сопротивлением $x_{\rm вн}$ в общем случае не может быть рекомендовано. При рассмотрении реальных условий короткого замыкания нет необходимости в исследовании зоны большей, чем а реальной машины. Следует установить а самого генератора и рассмотреть влияние внешнего сопротивления. В этом случае сопротивление взаимоиндукции остается без измечения, т. е. x''_{d12} =const, синхронное сопротивление будет возрастать до $x''_{d1}+x_{\text{вн}}$. Теоретически это обстоятельство справедливо, если внешние цепи двух систем не имеют магнитной связи между собой. В противном случае внешнее сопротивление также должно быть разложено на сопротивление само- и взаимоиндукции и первое отнесено к x''_{d1} , а второе к x''_{d12} .

Рассмотрим короткое замыкание, когда внешние сопротивления в обеих системах неодинаковы, т. е. токи в системах различны. Если в первой системе короткое замыкание происходит, например, на зажимах, а во второй системе за произвольным внешним сопротивлением $x_{\rm BH}$, то для первой системы

$$\times \left[\frac{2 - \frac{3}{2} \alpha \frac{x''_{d12}}{x_{d1} + x_{BH}}}{\frac{1}{4} \left(4 - 3 \frac{x''_{d12}}{x''_{d1} + x_{BH}}\right)^{2} + 3 \left(\frac{x''_{d12}}{x''_{d1} + x_{BH}}\right)^{2} - 1} \right]$$

и для второй

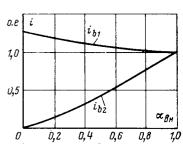
$$x_{2} = (x''_{d1} + x_{BH}) \left[\frac{2 - \frac{3}{2} \alpha \frac{x''_{d12}}{x''_{d1} + x_{BH}}}{\frac{1}{4} \sqrt{(4 - 3\alpha)^{2} + 3\alpha^{2}}} - 1 \right].$$

Включение дополнительного сопротивления только в одну из систем разгружает ее от токов короткого замыкания и дополнительно нагружает токами короткого замыкания другой системы (рис. 3).

В более общем случае $x''_{d1} \neq x''_{q1}$ следует вернуться к выражениям (1). Кривая тока будет содержать нечетные и четные гармоники, определяемые зависимостью тригонометрических функций в числителе и знаменателе выражения. Содержание четных гармоник будет зависеть также от момента возникновения короткого замыкания. После разложения в ряд Фурье выражения (1) получим следующее значение для x_2 (см. приложение):

$$x_{2} = x''_{d_{1}} \frac{2\left(1 + \frac{x''_{q_{1}}}{x''_{d_{1}}}\right)}{\sqrt{(4 - 3\alpha_{2})^{2} + 3\alpha_{2}^{2}}} \times$$

Рис. 3. Изменение токов в фазах при двойном двухфазном коротком замыкании и различных внешних сопротивлениях $\begin{pmatrix} i_{b1} - \mathbf{B} & \text{фазе} & \text{бег} \\ \mathbf{b}_{1} - \mathbf{B} & \text{фазе} & \text{бег} \\ \mathbf{b}_{2} - \mathbf{B} & \text{фазе} & \text{с} & \text{внешним сопротивления} \\ i_{b2} - \mathbf{B} & \text{фазе} & \text{с} & \text{внешним сопротивлением} \\ \mathbf{x}''_{d1} = \mathbf{x}''_{d1} \\ \mathbf{\alpha}_{\text{RH}} = \frac{\mathbf{x}''_{d1}}{\mathbf{x}''_{d1} + \mathbf{x}_{\text{RH}}} \end{pmatrix}.$



$$\times \sqrt{\frac{2\left[\left(1-\frac{3}{4}\alpha_{1}\alpha_{2}\right)^{2}-\beta^{2}_{1}\left\{\left(1+\frac{1}{2}\beta_{2}-\frac{3}{4}\alpha_{2}\right)^{2}+\right]}{1-\frac{3}{4}\alpha_{1}\alpha_{2}-\beta_{1}\sqrt{\left(1+\frac{1}{2}\beta_{2}-\frac{3}{2}\alpha_{2}\right)^{2}+}}}$$

$$+\frac{\frac{3}{4}(\beta_{2}-\alpha_{2})^{2}}{+\frac{3}{4}(\beta_{2}-\alpha_{2})^{2}}\left\{1-\frac{3}{4}\alpha_{1}\alpha_{2}+\sqrt{\left(1-\frac{3}{4}\alpha_{1}\alpha_{2}\right)^{2}-\frac{3}{4}(\beta_{2}-\alpha_{2})^{2}\cos\left(2\varphi+\varphi_{1}\right)}\right\}$$

$$\begin{array}{c}
 + \frac{1}{2} - \beta^{2} \left[\left(1 + \frac{1}{2} \beta_{2} - \frac{3}{2} \alpha_{2} \right)^{2} + \frac{3}{4} (\beta_{2} - \alpha_{2})^{2} \right] \\
 + \frac{1}{2} - x''_{d_{1}}, \\
 + \frac{1}{2} (\beta_{2} - \alpha_{2})^{2} + \frac{3}{4} (\beta_{2} - \alpha_{2})^{2} \right] \\
 + \frac{1}{2} (\beta_{2} - \alpha_{2})^{2} + \frac{3}{4} (\beta_{2} - \alpha_{2})^{2} \\
 + \frac{3}{4} (\beta_{2} - \alpha_{2})^{2} + \frac{3}{4} (\beta_{2} - \alpha_{2})^{2} \\
 + \frac{3}{4} (\beta_{2} - \alpha_{2})^{2} + \frac{3}{4} (\beta_{2} - \alpha_{2})^{2} \\
 + \frac{3}{4} (\beta_{2} - \alpha_{2})^{2} + \frac{3}{4} (\beta_{2} - \alpha_{2})^{2} \\
 + \frac{3}{4} (\beta_{2} - \alpha_{2})^{2} + \frac{3}{4} (\beta_{2} - \alpha_{2})^{2} \\
 + \frac{3}{4} (\beta_{2} - \alpha_{2})^{2} + \frac{3}{4} (\beta_{2} - \alpha_{2})^{2} \\
 + \frac{3}{4} (\beta_{2} - \alpha_{2})^{2} + \frac{3}{4} (\beta_{2} - \alpha_{2})^{2} \\
 + \frac{3}{4} (\beta_{2} - \alpha_{2})^{2} + \frac{3}{4} (\beta_{2} - \alpha_{2})^{2} \\
 + \frac{3}{4} (\beta_{2} - \alpha_{2})^{2} + \frac{3}{4} (\beta_{2} - \alpha_{2})^{2} \\
 + \frac{3}{4} (\beta_{2} - \alpha_{2})^{2} + \frac{3}{4} (\beta_{2} - \alpha_{2})^{2} \\
 + \frac{3}{4} (\beta_{2} - \alpha_{2})^{2} + \frac{3}{4} (\beta_{2} - \alpha_{2})^{2} \\
 + \frac{3}{4} (\beta_{2} - \alpha_{2})^{2} + \frac{3}{4} (\beta_{2} - \alpha_{2})^{2} \\
 + \frac{3}{4} (\beta_{2} - \alpha_{2})^{2} + \frac{3}{4} (\beta_{2} - \alpha_{2})^{2} \\
 + \frac{3}{4} (\beta_{2} - \alpha_{2})^{2} + \frac{3}{4} (\beta_{2} - \alpha_{2})^{2} \\
 + \frac{3}{4} (\beta_{2} - \alpha_{2})^{2} + \frac{3}{4} (\beta_{2} - \alpha_{2})^{2} \\
 + \frac{3}{4} (\beta_{2} - \alpha_{2})^{2} + \frac{3}{4} (\beta_{2} - \alpha_{2})^{2} \\
 + \frac{3}{4} (\beta_{2} - \alpha_{2})^{2} + \frac{3}{4} (\beta_{2} - \alpha_{2})^{2} \\
 + \frac{3}{4} (\beta_{2} - \alpha_{2})^{2} + \frac{3}{4} (\beta_{2} - \alpha_{2})^{2} \\
 + \frac{3}{4} (\beta_{2} - \alpha_{2})^{2} + \frac{3}{4} (\beta_{2} - \alpha_{2})^{2} \\
 + \frac{3}{4} (\beta_{2} - \alpha_{2})^{2} + \frac{3}{4} (\beta_{2} - \alpha_{2})^{2} \\
 + \frac{3}{4} (\beta_{2} - \alpha_{2})^{2} + \frac{3}{4} (\beta_{2} - \alpha_{2})^{2} \\
 + \frac{3}{4} (\beta_{2} - \alpha_{2})^{2} + \frac{3}{4} (\beta_{2} - \alpha_{2})^{2} \\
 + \frac{3}{4} (\beta_{2} - \alpha_{2})^{2} + \frac{3}{4} (\beta_{2} - \alpha_{2})^{2} \\
 + \frac{3}{4} (\beta_{2} - \alpha_{2})^{2} + \frac{3}{4} (\beta_{2} - \alpha_{2})^{2} \\
 + \frac{3}{4} (\beta_{2} - \alpha_{2})^{2} + \frac{3}{4} (\beta_{2} - \alpha_{2})^{2} \\
 + \frac{3}{4} (\beta_{2} - \alpha_{2})^{2} + \frac{3}{4} (\beta_{2} - \alpha_{2})^{2} \\
 + \frac{3}{4} (\beta_{2} - \alpha_{2})^{2} + \frac{3}{4} (\beta_{2} - \alpha_{2})^{2} \\
 + \frac{3}{4} (\beta_{2} - \alpha_{2})^{2} + \frac{3}{4} (\beta_{2} - \alpha_{2})^{2} + \frac{3}{4} (\beta_{2} - \alpha_{2})^{2} \\
 + \frac{3}{4} (\beta_{2} - \alpha_{2})^{2} + \frac{3}{4} (\beta_{2} -$$

где

$$\alpha_{1} = \frac{x''_{d12} + x''_{q12}}{x''_{d1} + x''_{q1}}; \quad \beta_{1} = \frac{x''_{d1} - x''_{q1}}{x''_{d1} + x''_{q1}};$$

$$\alpha_{2} = \frac{x''_{d12} + x''_{q12}}{x''_{d2} + x''_{q2}}; \quad \beta_{2} = \frac{x''_{d1} + x''_{q1}}{x''_{d2} + x''_{q2}}.$$

В этом случае x_2 является сложной функцией относительной магнитной связи $\frac{x''_{d12}+x''_{q12}}{x''_{d1}+x''_{q1}}$. Выражение (4) с учетом сверхпереходной явнополюсности при подстановке β_1 =0 переходит в выражение для x_2 при симметричном роторе. При α =1

$$x_2 = \frac{x''_{q1} - x''_{d1}}{2};$$
при $a_1 = 0$
$$x_2 = \sqrt{x''_{d1}x''_{q1}};$$

что соответствует значению x_2 трехфазной машины. Зависимость (4) представлена на рис. 3,6. Нетрудно видеть, что новая зависимость почти точно повторяет прежнюю, но поднята над ней примерно на $\frac{1}{2}(x''_{d1}-x''_{q1})$.

Таким образом, основные особенности шестифазной машины при двухфазном коротком замыкании в обеих трехфазных системах могут быть с некоторыми допущениями описаны достаточно просто: определяющим поведение является машина с симметричным ротором в сверхпереходном режиме, внесение несимметрии $(x''_{d1} \neq x''_{q1})$ должно, как и у трехфазной машины, увеличить сопротивление обратной последовательности.

Учитывать предельные переходы теоретически лучше при $0 < \alpha_1 < 0.5$:

$$x_2 \approx x''_{d_1} \left[\frac{2 - \frac{3}{2} \alpha^2}{\frac{1}{4} \sqrt{(4 - 3\alpha)^2 + 3\alpha^2}} + \sqrt{\frac{x''_{q_1}}{x''_{d_1}}} - 2 \right];$$

и при $0.5 < a_1 < 1$:

$$x_{2} \approx x^{\prime\prime}_{d1} \left[\frac{2 - \frac{3}{2} \alpha^{2}}{\frac{1}{4} \sqrt{(4_{1}^{*} - 3\alpha)^{2} + 3\alpha^{2}}} + \frac{x^{\prime\prime}_{q1} - x^{\prime\prime}_{d1}}{2} - 1 \right].$$

При несимметричных внешних сопротивлениях машина с сверхпереходной явнополюсностью приближенно может быть описана также наложением на индуктивное сопротивление шестифазной машины с неявнополюсным ротором явнополюсного эффекта трехфазной машины, тогда для системы без внешнего сопротивления

$$\begin{array}{c} x_{2} = x''_{d_{1}} \times \\ \times \left[\frac{2 - \frac{3}{2} \alpha \frac{x''_{d_{12}}}{x''_{d_{1}} + x_{\text{BH}}}}{\left(4 - 3 \frac{x''_{d_{12}}}{x''_{d_{1}} + x_{\text{BH}}}\right)^{2} + 3 \left(\frac{x''_{d_{12}}}{x''_{d_{1}} + x_{\text{BH}}}\right)^{2}} + \right. \\ \left. + \sqrt{\frac{x''_{q_{1}}}{x''_{d_{1}}}} - 2 \right]; \end{array}$$

для системы с внешним сопротивлением

$$\times \left[\frac{2 - \frac{3}{2} \alpha \frac{x''_{d1}}{x''_{d1} + x_{BH}}}{\frac{1}{4} \sqrt{(4 - 3\alpha)^2 + 3\alpha^2}} + \sqrt{\frac{x''_{q1} + x_{BH}}{x''_{d1} + x_{BH}}} - 2 \right].$$

При одновременном замыкании фаз b_1c_1 и a_2c_2 могут быть получены полностью аналогичные уравнения для x_2 , как и для случая, рассмотренного ранее. Такой результат можно ожидать при анализе взаимного ориентирования замкнутых фаз. При замыкании фаз b_1c_1 и a_2b_2 токи в общем случае содержат, кроме основной и апериодической составляющих, составляющую двойной частоты:

$$i_{b_{1}} = \sqrt{3} E \left[\frac{\sin \theta}{2x''_{d_{1}}} - \frac{\sin \theta_{0}}{4x''_{d_{1}}x''_{q_{1}}} - \frac{\sin (\theta_{0} - 2\theta)}{4x''_{d_{1}}x''_{q_{1}}} \right];$$

$$i_{b_{2}} = \sqrt{3} E \left[\frac{\cos \theta}{2x''_{d_{1}}} - \frac{\cos \theta_{0}}{4x''_{d_{1}}x''_{q_{1}}} - \frac{\cos (\theta_{0} - 2\theta)}{4x''_{d_{1}}x''_{q_{1}}} - \frac{\cos (\theta_{0} - 2\theta)}{4x''_{d_{1}}x''_{q_{1}}} \right].$$

Следовательно, в общем случае $x_2 = x''_{d1}$. Полученный результат имеет простое физическое истолкование, поскольку оси фаз b_1c_1 и a_2c_2 взаимно перпендикулярны: при симметричном роторе $(x''_{d1} = x''_{q1})$ фазы не имеют магнитной связи; при несимметричном роторе $(x''_{d1} \neq x''_{q1})$ под действием обеих систем эффект сверхпереходной явнополюсности для основной гармоники тока компенсируется.

Приложение. Разложение тока в гармонический ряд. Представим ток в виде

$$i_{b1} = V\overline{3}E \xrightarrow{\frac{1}{4}V(4-3\alpha_{2})^{2}+3\alpha^{2}_{2}} \times \xrightarrow{} (x''_{d1}+x''_{q1})1-\frac{3}{4}\alpha_{1}\alpha_{2}-\beta_{1}\times \xrightarrow{} \times [\sin(\theta-\varphi)-\sin(\theta_{0}-\varphi)] \times \sqrt{\left(1+\frac{1}{2}\beta_{2}-\frac{3}{2}\alpha_{2}\right)^{2}+\frac{3}{4}(\beta_{2}-\alpha_{2})^{2}\cos(2\theta-\varphi_{1})},$$
rge
$$tg \varphi_{1} = \frac{V\overline{3}}{2} \frac{i\beta_{2}-\alpha_{2}}{1+\frac{1}{2}\beta_{2}-\frac{3}{2}\alpha_{2}}.$$

Введем новые переменные A и B из уравнений:

$$A + B = 1 - \frac{3}{4} \alpha_{1} \alpha_{2}, \quad A - B = \beta_{1} \times \sqrt{\left(1 + \frac{1}{2} \beta_{2} - \frac{3}{2} \alpha_{2}\right)^{2} + \frac{3}{4} (\beta_{2} - \alpha_{2})^{2}},$$

откуда

$$A = \frac{1}{2} \left[1 - \frac{3}{4} \alpha_{1} \alpha_{2} + \beta_{1} \times \right]$$

$$\times \sqrt{\left(1 + \frac{1}{2} \beta_{2} - \frac{3}{2} \alpha_{2} \right)^{2} + \frac{3}{4} (\beta_{2} - \alpha_{2})^{2}} \right];$$

$$B = \frac{1}{2} \left[1 - \frac{3}{4} \alpha_{1} \alpha_{2} - \beta_{1} \times \right]$$

$$\times \sqrt{\left(1 + \frac{1}{2} \beta_{2} - \frac{3}{2} \alpha_{2} \right)^{2} + \frac{3}{4} (\beta_{2} - \alpha_{2})^{2}} \right];$$

$$\sqrt{AB} = \frac{1}{2} \times$$

$$\times \sqrt{\left(1 - \frac{3}{4} \alpha_{1} \alpha_{2} \right)^{2} - \beta_{1}^{2} \left[\left(1 + \frac{1}{2} \beta_{2} - \frac{3}{2} \alpha_{2} \right)^{2} + \frac{3}{4} (\beta_{2} - \alpha_{2})^{2} \right]}.$$

Выражение для тока в новых переменных

$$i_{B1} = \sqrt{3}E \frac{\frac{1}{4}\sqrt{(4-3\alpha_2)^2 + 3\alpha_2^2}}{x''_{d1} + x''_{q1}} \times \frac{\sin(\theta - \varphi) - \sin(\theta_0 - \varphi)}{A + B - (A - B)\cos(2\theta - \varphi_1)} = \frac{\sin(\theta - \varphi)}{A + B - (A - B)\cos(2\theta - \varphi_1)} - \frac{\sin(\theta_0 - \varphi)}{A + B - (A - B)\cos(2\theta - \varphi_1)}.$$

Разложение второго члена в ряд Фурье дает апериодическую и четные составляющие тока:

$$k_{0} \frac{\sin (\theta_{0} - \varphi)}{A + B - (A - B)\cos (2\theta - \varphi_{1})} = k_{0} \sin (\theta_{0} - \varphi) \frac{1}{\sqrt{AB}} \times \left[0.5 - b\cos 2\left(\theta - \frac{\varphi_{1}}{2}\right) + b^{2}\cos 4\left(\theta - \frac{\varphi_{1}}{2}\right) - \cdots\right],$$

где

$$b = \frac{\sqrt{B} - \sqrt{A}}{\sqrt{B} + \sqrt{A}} = \frac{\sqrt{AB} - A}{\sqrt{AB} + A}.$$

Первый член представим в виде

$$\begin{split} k_0 & \frac{\sin\left(\theta - \frac{\varphi_1}{2}\right)\cos\left(\varphi + \frac{\varphi_1}{2}\right)}{A + B - (A - B)\cos2\left(\theta - \frac{\varphi_1}{2}\right)} + \\ & + k_0 & \frac{\cos\left(\theta - \frac{\varphi_1}{2}\right)\sin\left(\varphi + \frac{\varphi_1}{2}\right)}{A + B - (A - B)\cos2\left(\theta - \frac{\varphi_1}{2}\right)} \,. \end{split}$$

Разложение в ряд последнего выражения дает:

$$k_{0} \frac{\cos\left(\varphi + \frac{\varphi_{1}}{2}\right)}{A + \sqrt{AB}} \left[\sin\left(\theta - \frac{\varphi_{1}}{2}\right) - b \sin 3\left(\theta - \frac{\varphi_{1}}{2}\right) + b^{2} \sin 5\left(\theta - \frac{\varphi_{1}}{2}\right) - b^{3} \sin 7\left(\theta - \frac{\varphi_{1}}{2}\right) + \dots \right] +$$

$$+k_0 \frac{\sin\left(\varphi + \frac{\varphi_1}{2}\right)}{B + V\overline{AB}} \left[\cos\left(\theta - \frac{\varphi_1}{2}\right) - b\cos 3\left(\theta - \frac{\varphi_1}{3}\right) + b^2\cos 5\left(\theta - \frac{\varphi_1}{2}\right) - b^3\cos 7\left(\theta - \frac{\varphi_1}{2}\right) + \ldots\right].$$

Поскольку A=a+c и B=a-c, то после некоторых преобразований получим для 1-й гармоники тока

$$i_{b1} = k_0 \sqrt{\frac{a - c \cos(2\varphi + \varphi_1)}{2(a^2 - c^2) a + \sqrt{a^2 - c^2}}}$$

1. **Хуторецкий Г. М.** Рабочий проект турбогенератора мощностью 1200 МВт с водородно-водяным охлаждением.—Сб. Электросила, 1973, № 29.

2. Хуторецкий Г. М., Воронов Г. Г. Шестифазные обмотки турбогенераторов. — Электротехника, 1968, № 10. 3. Хуторецкий Г. М. Схемы замещения шестифазной не-

явнополюсной синхронной машины. — Изв. вузов. Электротехника, 1970, № 1.

4. Конкордиа С. Синхронные машины. Переходные и установившиеся процессы. М.: Госэнергоиздат, 1959.

5. Важнов А. И. Основы теории переходных процессов синхронных машпн. М.: Госэнергоиздат, 1960.

6. Воронов Г. Г., Хуторецкий Г. М. Шестифазные турбо-

генераторы. — Сб. Электросила, 1970, № 28.

[15,11,1977]

УДК 621.313.332.013.62.001.24

О физическом механизме самовозбуждения асинхронной машины

КИТАЕВ А. В., ОРЛОВ И. Н.

Самовозбуждение асинхронной машины — известное физическое явление, которое широко используется в практических целях. Причем в одних случаях, например при построении автономных генераторов и при реализации эффективного торможения приводных двигателей, пытаются создать все условия для наиболее полного развития этого явления, в других, например для сохранения устойчивой работы сети, принимают все меры против проявления самовозбуждения. Однако в обоих случаях требуется ясная физическая трактовка существа рассматриваемого явления, понимание механизма и причин развития колебаний. Физическая определенность нужна и для привлечения правильного математического аппарата при описании закономерностей самовозбуждения.

Анализ работ предыдущих авторов по затронутой теме [Л. 1-9] убедительно показывает, как по мере изучения процесса самовозбуждения асинхронных машин подход к его объяснению претерпевает изменение. Ниже показано, что возникновение колебаний в системе «асинхронная машина емкость» определяется теми же условиями и закономерностями, которые характерны для автоколебательных систем 1.

Существует много различных устройств и явлений, связанных с самовозбуждением. Однако, как показано в [Л. 10], все они могут быть рассмотрены с единых позиций, поскольку механизм действия у них одинаков и в структурном отношении они состоят из общих звеньев, образующих систему, принципиальная схема которой приведена на рис. 1. Система эта получила название автоколебательной. Известно, что за счет работы клапана и обратной связи автоколебательная система способна к созданию незатухающих колебаний при отсутствии явных внешних периодических воздействий. Причем важно отметить, что для поддержания амплитуды колебаний на определенном уровне система должна быть нелинейной. Для начала самовозбуждения одним системам требуются внешний толчок определенной силы (жесткое самовозбуждение), другим же такой толчок не нужен (мягкое самовозбуждение).

Выделяя из семейства автоколебательных лишь системы электрические, предназначенные для получения установившихся синусоидальных колебаний, отметим, что в последних роль колебательного звена выполняет колебательный контур, состоящий из индуктивных и емкостных реактивных элементов. Если эти элементы обладают достаточной добротностью, то контур способен после воздействия внешней э. д. с., остаточного заряда емкости или за счет внутренних флуктуаций создавать колебания резонансной частоты с убывающей по экспоненте амплитудой. Затухание колебаний в рассматри-

¹ В литературе по самовозбуждению асинхронных машин аналогичные предложения уже делались [Л. 8 и 9], однако они не были развиты до объяснения исследуемых процессов н разработки механизма действия системы.

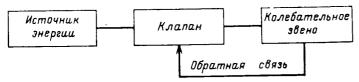


Рис. 1. Типовая структурная схема автоколобательной системы.

ваемой цепи связывают с наличием активных потерь в ее различных элементах. Очевидно, если при каждом такте колебания восполнять энергию потерь за счет увеличения электромагнитного поля индуктивности или электростатического поля конденсатора, то можно обеспечить непрерывную генерацию колебаний со стороны контура. Отсюда устанавливается важное и известное условие самовозбуждения — баланс амплитуды и фазы [Л. 10].

Практически восполнение энергии, например электромагнитного поля катушки, можно осуществить либо периодическим изменением индуктивности [Л. 11], тока [Л. 10] или за счет внесения дополнительной энергии, вырабатываемой самой системой (реализуется, как показано ниже, в электрических машинах). Очевидность использования указанных решений следует из известного соотношения

$$\frac{Li^2}{2} > \frac{1}{4} ri^2 T, \tag{1}$$

где L, r — индуктивность и активное сопротивление колебательного контура; T — период колебаний.

Обратимся теперь к рассмотрению механизма развития колебаний непосредственно в системе «машина — емкость». Для того чтобы отнести эту систему к семейству автоколебательных, нужно найти в ней все звенья структурной схемы рис. 1, вскрыть периодичность работы клапана и обратной связи, показать возможность выполнения условий баланса амплитуды и фазы, а также определить ее принадлежность к системам мягкого или жесткого возбуждения.

Возьмем простейшую трехфазную двухполюсную асинхронную машину, состоящую из статора и короткозамкнутого ротора. Пусть машина приведена во вращение посторонним приводным двигателем, а к зажимам статорной обмотки подключена конденсаторная батарея. Будем считать также, что скорость вращения ротора Ω превышает резонансную частоту контура ω . Тогда очевидно, что по отношению к резонансным колебаниям контура машина работает генератором с отрицательным скольжением s и развивает мощность

$$P_{r} = m_{1} I'_{2} r'_{2} \frac{1-s}{s}. \tag{2}$$

В рассматриваемом устройстве нетрудно распознать следующие звенья, присущие структуре автоколебательных систем, а именно: источник энергии — приводной двигатель², колебательную систему — контур из емкости и индуктивностей машины и обратную связь — электромагнитную связь между цепями ротора и статора, осуществляемую через магнитный поток машины.

Уже на основании приведенного перечня и схемы рис. 1 можно заключить, что роль клапана в интересующем нас устройстве должна осуществлять роторная цепь. Поясним, как за счет работы этой цепи статор получает энергию определенными порциями в такт с колебаниями.

Пусть в режиме малых отрицательных скольжений ($s\approx0$) по статорной обмотке протекает некоторый ток I_1 (рис. 2,a). Этот ток создает магнитный поток Φ_1 . Так как ротор вращается быстрее магнитного поля статора, то в его стержнях, сдвинутых относительно рассматриваемой фазы статора на 90°, наводится э. д. с. E_2 и возникает ток I_2 . Под действием этого тока будет создан собственный магнитный поток ротора Φ_2 , который, пересекая витки неподвижной статорной обмотки, наведет в ней э. д. с. E'_1 и ток I'_1 . Так как в режиме малых скольжений сопротивление роторной цепи носит преимущественно активный характер, то между э. д. с. E_2 и током I_2 практически нет временного сдвига.

Это означает, что потоки Φ_1 и Φ_2 действуют одновременно, т. е. совпадают по временной фазе, хотя и сдвинуты в пространстве на угол 90°. Также одновременно действуют и протекают по статорной обмотке токи I_1 и I'_1 . Следовательно, в момент максимального запаса электромагнитной энергии в статорной обмотке туда же вносится дополнительно энергия от ротора и также максимального значения (клапан открыт). При исчезновении тока в рассматриваемой фазе статорной обмотки поступление в нее энергии со стороны роторной цепи прекращается (клапан закрыт). Изложенный механизм работы клапана отвечает известному положению о том, что он должен создавать в колебательном звене эффект отрицательного сопротивления. Действительно, привлекая к нашим рассуждениям любую из известных схем замещения асинхронной машины, мы всегда можем видеть в ветви, замещающей роторную цепь отрицательное сопротивление $(-r'_2/s)$.

Вся изложенная выше логика рассуждений может быть проиллюстрирована также векторной диаграммой рис. 2,б. Эта диаграмма отличается от общепринятых тем, что строится для любой одной фазы машины, а также разделением магнитных полей статора и ротора, как это принято в теории синхронных машин. Построение ее начинается c вектора тока I_1 , положение других векторов находится по известным правилам и соотношениям. Одно из достоинств предложенной диаграммы состоит в том, что с ее помощью могут быть определены мгновенные значения вносимой $p_{\scriptscriptstyle
m B}\!\!=\!\!e'_{\,1}\!i'_{\,1}$ и расходуемой $p_{\rm p} = u_{\rm i} i_{\rm i}$ в колебательном контуре мощностей. После изображения этих мощностей в виде волновых диаграмм (рис. 2,в) можно получить наглядную иллюстрацию выполнения условий баланса амплитуды и фазы для рассматриваемого режима.

Понятно, что выполнение условия $p_{\rm B} > p_{\rm p}$ возможно, начиная с конкретного значения скольже-

² При решении задач по торможению асинхронной машины в роли приводного двигателя может выступить запас кинетической энергии, накопленный маховыми массами устройства.

ния. Отсюда приходим к понятию нижней критической скорости, т. е. минимального значения скорости, при которой возможно самовозбуждение. Очевидно, при увеличении емкости конденсаторной батареи значение нижней критической скорости будет уменьшаться, а с этим будет связано ухудшение условий генерации энергии со стороны ротора. Следовательно, существует такое значение емкости $C_{\kappa, \mathbf{H}}$ (критическое значение), превышение номинала которой приведет к срыву самовозбуждения. Следует отметить, что $C_{\text{к.н}}$ определяется однозначно только для заданного значения активного сопротивления колебательного контура r, при уменьшении r значение $C_{\text{к.н}}$ будет возрастать и в пределе может принять сколь угодно большое значение, нижняя же критическая скорость при этом может стать сколь угодно малой.

Проиллюстрируем роль нелинейности в части ограничения амплитуды нарастающих при самовозбуждении колебаний. Пусть в колебательном контуре протекает некоторый ток I_1 , тогда полная мощность, вырабатываемая машиной, будет равна $E_1^*I_1$, а полная мощность конденсаторной батареи определится соотношением U_cI_1 . Очевидно, рост колебаний возможен только при условии

$$E_1 I_1^* > U_c I_1^*.$$
 (3)

Каждое из произведений неравенства (3) графически может быть изображено в виде прямоугольника с основанием, равным I_1 . Но в режиме связь между E_1 и I_1 выражается характеристикой холостого хода машины, которая из-за насыщения стали явно нелинейна. Связь же между U_c и I_1 всегда линейна и определяется вольт-амперной характеристикой емкости. Бесспорно, для выполнения соотношения (3) нужно чтобы характеристика холостого хода располагалась выше вольт-амперной. Однако из-за нелинейности характеристики холостого хода обе указанные характеристики при некотором значении тока обязательно пересекутся. Точка их пересечения определит граничный режим работы устройства, при котором рассматриваемые значения мощностей сравняются. Далее машина не сможет выступать в роли усилителя мощности, т. е. возможности для роста амплитуды колебаний будут исчерпаны.

Применив тот же метод анализа к режиму больших скольжений, полученному, например, при условии Ω =const и C=var, найдем (рис. 2,e-e), что по мере увеличения емкости выполнение амплитуднофазовых соотношений затрудняется (поток ротора смещается относительно витков исходной фазы статора, уменьшается значение вносимой в нее мощности). Поэтому при некотором значении емкости Скв (критическое значение емкости для заданного Ω) клапан не сможет выдать в цепь статора достаточное количество энергии, колебания сорвутся; в дальнейшем самовозбуждение машины наблюдаться не будет. Если же его необходимо вызвать, то следует принять меры для уменьшения активных потерь в колебательном контуре, тогда в принципе возможно увеличение $C_{\text{к.в.}}$ до сколь угодно больших значений.

Однако режим больших отрицательных сколь-

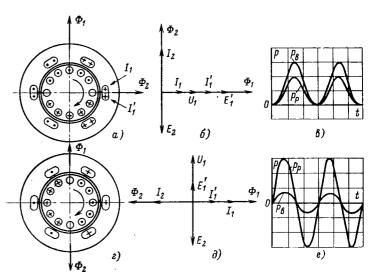


Рис. 2. Қартины магнитных полей, векторные и волновые диаграммы соответственно для режимов малых (a, δ, e) и больших (e, δ, e) отрицательных скольжений машины.

жений может быть получен и при условии C — const, Ω —var. Поскольку он описывается теми же диаграммами, что и на рис. 2, то, следовательно, и здесь при больших скоростях вращения выполнение амплитудно-фазовых соотношений затруднено. Отсюда мы приходим к понятию верхней критической скорости, т. е. максимального значения скорости, при которой для заданного r еще возможно самовозбуждение. Естественно, при снижении r значение верхней критической скорости может быть увеличено.

Наглядно судить о существовании области самовозбуждения в диапазоне между нижней и верхней критическими скоростями можно на основании векторной диаграммы рис. 3*. Она построена для Г-образной схемы замещения асинхронной машины по обычным правилам. Исходным при построении диаграмм выбран вектор напряжения на емкости $U_{
m c}$. Поскольку здесь вектор I_{0a} эквивалентен активным потерям, то, очевидно, при появлении составляющей тока ротора I''_{2a} , равной I_{0a} , будет выполнено условие энергетического баланса, и машина сможет развить мощность, достаточную для поддержания или развития колебаний. Возможно это в двух случаях: когда вектор тока I''_2 мал, но расположен так, что велика его горизонтальная составляющая, уравновешивающая ток на нижней критической скорости, и когда вектор I''_2 хотя и велик, но расположен почти вертикально (верхняя критическая скорость). Следовательно, существует целая область токов I''_2 , при которых самовозбуждение имеет место. За пределами этой области условий для возбуждения колебаний нет.

Для того чтобы получить наглядное и достаточно полное представление о зоне самовозбуждения асинхронной машины при различных значениях номинала емкости конденсаторной батареи и скорос-

^{*} Для повышения наглядности векторы токов и напряжений, относящиеся к нижней и верхней критическим скоростям, на диаграмме совмещены. Однако при пользовании векторной диаграммой следует учитывать, что они относятся к разным частотам

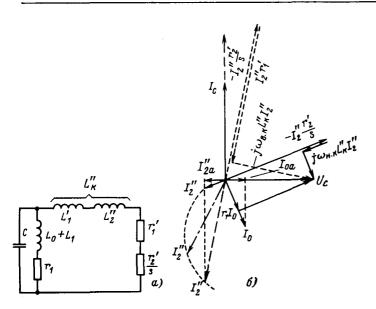


Рис. 3. Иллюстрация к пояснению существования области саморозбуждения между нижней и верхней критическими скоростями:

a-1-образная схема замещения системы машина— емкость; δ — векторная диаграмма с совмещенным положением векторов, относящихся к нижней (сплошные линии) и верхней (штриховые линии) критическим скоростям.

тях вращения приводного двигателя, а также чтобы судить о принадлежности рассматриваемого устройства к автоколебательным системам с мягким или жестким самовозбуждением, авторами была проведена целая серия экспериментов.

На рис. 4 изображена зона самовозбуждения асинхронной машины в виде зависимости $\omega = f(\Omega)$ при C = var. Линия AB характеризует связь частоты возбуждаемых колебаний и скорости вращения ротора на нижних критических скоростях. При одинаковых масштабах ω и Ω , а также при числе пар полюсов машины p = 1 положение этой линии практически совпадает с положением луча, проведенного под углом 45° из начала координат. Это показывает, что на нижней критической скорости значения ω и Ω близки друг к другу.

Линия $C\mathcal{A}$ определяет верхнюю критическую скорость для исследуемых номиналов емкости и при отсутствии добавочных сопротивлений в цепи статора. При введении добавочных сопротивлений зона самовозбуждения сужается, что находится в полном соответствии с условиями энергетического баланса и наглядно иллюстрируется на рис. 4. Отсюда вытекает и обратное предложение: если за. счет каких-либо посторонних источников восполнить потери в системе, то зона самовозбуждения может быть заметно расширена. Экспериментальная проверка этого предложения была выполнена при питании от постороннего генератора вспомогательной обмотки, уложенной в пазы исследуемой машины. Оказалось, что если раньше самовозбуждение срывалось уже при s=-0.76, то за счет вспомогательной обмотки удавалось поддерживать колебания даже при s=-0,1 (емкость конденсаторной батареи в обоих случаях сохранялась неизменной).

Эксперименты показали, что зона самовозбуждения включает определенную область неуверенно-

го возбуждения, показанную на рис. 4 косой штриховкой. Замечено, например, что на верхней критической скорости при заданной емкости колебания возникают при скорости Ω_1 с частотой ω_1 , а срываются при значениях Ω_2 и ω_2 , существенно отличающихся от Ω₁ и ω₁ в большую сторону. Аналогичные явления наблюдаются и на нижней критической скорости. Отсюда следует вывод, что верхняя и нижняя критические скорости и возбуждаемые при них колебания должны пониматься не как однозначные величины, а как некоторая область значений, различающихся при возникновении и срыве возбуждения. Подобное явление, получившее название частотного гистерезиса, наблюдается и в других автоколебательных системах. В наших экспериментах установлено, что частотный гистерезис может быть исключен использованием мощных толчков. Они могут быть вызваны коммутацией емкости или, что еще лучше, применением предварительно заряженной емкости. В последнем случае различие в значениях частот и скоростей при возникновении и срыве возбуждения не наблюдалось.

Если же режим работы машины выбирался при значениях $\Omega < \Omega_1$ и $\omega < \omega_1$, то случаи неуверенного возбуждения обнаружить не удалось. Следовательно, между границами зон частотного гистерезиса на нижней и верхней критических скоростях лежит зона уверенного самовозбуждения машины, в которой толчки конечной величины для начала развития колебаний не нужны. Это дает основание считать, что в указанной зоне машина самовозбуждается мягко, а в зоне частотного гистерезиса жестко.

Следует отметить, что в зоне частотного гистерезиса существует некоторая зависимость Ω и ω от остаточной намагниченности ротора. Так, в пределах этой области, меняя степень намагниченности ротора, можно задержать начало возбуждения на нижней критической скорости. В этом отношении машины с роторами, выполненными в виде полого медного или алюминиевого стаканчика, отличаются более высокой стабильностью и возбуждались всегда при строго фиксированном значении вращения. Что же касается машины с гистерезисным ротором, то оказалось, что она самостоятельно возбудиться не может при любом значении скорости вращения. И только лишь после мощного толчка извне (разряд предварительно заряженной конденсаторной батареи) удавалось перевести ее в режим генератора с устойчивыми колебаниями (типично жесткое самовозбуждение).

На верхней критической скорости остаточная намагниченность ротора способствует началу развития колебаний при более высокой скорости вращения приводного двигателя. Можно предположить, что именно этот факт мог дать повод для связи явления самовозбуждения с остаточной намагниченностью ротора, и через нее построить объяснение механизма действия устройства [Л. 1—3]. На деле же это является аномалией рассматриваемого процесса, проявляющейся только в незначительной и не имеющей существенного практического значения области неуверенного возбуждения, и может быть вообще исключено использованием мощных внешних толчков.

Важно было установить возможность определения границ экспериментально снятой зоны самовозбуждения через известные расчетные соотношения [Л. 2—12]:

$$\begin{split} & \omega_{\text{H.K}} = \frac{1}{\sqrt{L_{\text{O}}C}}; \quad \omega_{\text{B.K}} = \frac{1}{\sqrt{(L_{1} + \frac{1}{2}L'_{2})C}}; \\ & |s_{\text{H.K}}| = \frac{r_{1}r'_{2}C}{L_{\text{O}}}; \quad |s_{\text{B.K}}| = \frac{r'_{2}}{r_{1}}; \\ & \Omega_{\text{H.K}} = \frac{1}{p\sqrt{L_{\text{O}}C}} \left(1 + \frac{r_{1}r'_{2}C}{L_{\text{O}}}\right); \\ & \Omega_{\text{B.K}} = \frac{r_{1} + r'_{2}}{pr_{1}} \quad \bigvee \frac{1}{(L_{1} + L'_{2})C}. \end{split}$$

Оказалось, что расчетные значения (они нанесены на рис. 4 в виде треугольников) дают неплохую сходимость с экспериментальными.

Итак, изложенный материал убеждает в том, что интересующее нас устройство «асинхронная машина — емкость» в структурном отношении, по принципу действия и свойствам представляет собой типичную автоколебательную систему. Поступление энергии в такт с колебаниями контура обеспечивается роторной цепью до тех пор, пока сохраняются условия для выполнения требований баланса амплитуды и фазы. Толчок к началу самовозбуждения этой системы нужен только в случае, если по тем или иным причинам режим работы устройства пришелся на зону частотного гистерезиса, причем наиболее надежный толчок обеспечивается за счет импульса предварительно заряженной конденсаторной батареи. Если же режим работы машины выбран в зоне уверенного возбуждения, то она возбуждается мягко, и к первопричине колебаний не должно предъявляться каких-либо требований, поскольку роль первоначального импульса может сыграть ничтожно малая внешняя наводка или флуктуация контура. Поскольку рост возникающих при самовозбуждении колебаний ограничивается на уровне, определяемом насыщением машины, то, следовательно, «машина — емкость» — типично нелинейная система. Что касается практических мер по обеспечению самовозбуждения асинхронной машины, то условия энергетического баланса и малого затухания контура (колебательный режим его работы) заставляют стремиться к уменьшению активных сопротивлений машины.

Полученные результаты позволили, в частности, обеспечить надежную работу устройства эффективного торможения высокоскоростных асинхронных двигателей [Л. 12].

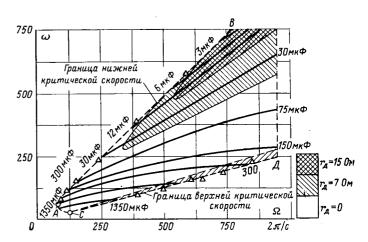


Рис. 4. Зона самовозбуждения асинхронной машины $\omega = f(\Omega)$ при C = vаг, полученная экспериментально (∇ — расчетные значения). Параметры исследуемой машины при частоте 1000 Гц: $\Omega_{\rm H}\!\!=\!\!6000$ с; $r_1\!\!=\!\!1,\!\!5$ Ом; $r'_2\!\!=\!\!4,\!\!5$ Ом; $L_1\!\!\approx\!\!L'_2\!\!=\!\!0,\!\!95\!\!\times\!10^{-3}$ Гн; $L_0\!\!=\!\!16\!\!\times\!10^{-3}$ Гн.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Иванов А. А. Асинхронные генераторы для ГЭС небольшой мощности. М.: Госэнергоиздат, 1948.

2. Зубков Ю. Д. Асинхронные генераторы с конденсаторным возбуждением. Алма-Ата, изд. АН КазССР, 1949.

3. Самовозбуждение и самораскачивание в электрических системах/ Анисимова Н. Д., Веников В. А., Долгинов А. И., Федоров Д. А. — «Электричество», 1963, № 4.
4. Долгинов А. И. Резонанс в электрических цепях и

системах. М.: Госэнергоиздат, 1957.

5. Бохян С. К. Экспериментальное исследование самовозбуждения индукционного генератора. - Электротехника, **№** 11, 1967.

6. Щедрин Н. Н. К вопросу о емкостном самовозбуждении синхронных и асинхронных машин. — Труды института энергетики и автоматики АН Узбекской ССР, 1958, вып. 11.

7. Поляк Н. А. Инженерный метод расчета зоны асинхронного самовозбуждения асинхронной машины. — Электри-

чество, 1956, № 11.

8. Толмачев И. М., Дронник Л. М., Янтовский Е. И. Основные соотношения асинхронного МГД-генератора в автономном режиме работы. — Изв. АН СССР. Энергетика и транспорт, 1969, № 2.

9. Нетушил А. В., Листвин В. С. Автономный асинхронный генератор как нелинейная автоколебательная система.—

Изв. вузов. Электромеханика, 1977, № 5.

10. Харкевич А. А. Автоколебания. М.: Государственное издательство технико-теоретической литературы, 1953. 11. Мандельштам Л. И., Папалекси Н. Д. О параметри-

ческом возбуждении электрических колебаний. — ЖТФ, 1934,

12. Китаев А. В., Орлов И. Н. Форсированное торможение асинхронных гиродвигателей. — В кн.: Сборник докладов научно-технической конференции по итогам НИР за 1968/1969 гг. Подсекция электрических машин и преобразователей автономных систем. МЭИ, 1969.

[12.2.1976]

К расчету режимов самовозбуждения автономного асинхронного генератора

Доктор техн. наук, проф. НЕТУШИЛ А. В. Москва

Вопрос о переходе асинхронного двигателя в генераторный режим при вращении его вала со скоростью, превышающей синхронную, хорошо изучен и обычно является основным при рассмотрении автономного асинхронного генератора с конденсаторным самовозбуждением [Л. 1]. Однако причины самовозбуждения генератора вызывают различные толкования

Широко распространена точка зрения, что причиной возбуждения асинхронного генератора является остаточное намагничивание ротора машины и возникновение в обмотке статора начальной э. д. с. синхронной частоты. Эта точка зрения противоречит ряду экспериментов, показывающих возможность самовозбуждения генератора при полном начальном размагничивании ротора или даже при выполнении его из немагнитного материала. При этом оказывается, что остаточное намагничивание ротора тем не менее влияет на условия возбуждения и при намагниченном роторе возбудить машину легче, чем при его полном размагничивании. Последнее, по-видимому, послужило основанием для придания остаточному намагничиванию решающей роли в возбуждении генератора.

Цель настоящей статьи — показать, что причиной самовозбуждения генератора являются колебания, возникающие в системе с отрицательным сопротивлением на частотах, соответствующих балансу амплитуд и фаз или реактивных и активных мощностей основной гармонической составляющей автоколебаний в нелинейной системе. Это явление в значительной мере аналогично возбуждению электронного генератора и может быть исследовано и рассчитано теми же методами [Л. 2—4]. Такой подход дает возможность выяснить влияние остаточного намагничивания ротора на возбуждение и дать методику расчета установившихся режимов работы генератора с учетом потерь в стали электрической машины.

Предлагаемый подход наиболее близок к исследованиям [Л. 5 и 6], однако непосредственное привлечение метода гармонического баланса [Л. 7] дает возможность получить более наглядные и удобные для расчета режимов результаты.

Рассмотрим эквивалентную Т-образную схему одной фазы автономной асинхронной машины, ро-

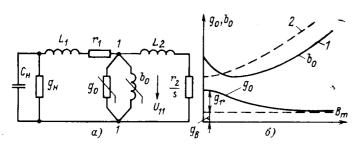


Рис. 1

тор которой вращается с угловой скоростью $\Omega_{\mathbf{p}}$, а к зажимам статора подключена симметричная активно-емкостная нагрузка $g_{\mathbf{H}}$, $C_{\mathbf{H}}$ (рис. $\mathbf{1},a$). Возбуждение генератора наступает при некоторой частоте тока статора ω , создающего вращающееся магнитное поле с угловой скоростью $\Omega = \omega/p$, где p—число пар полюсов машины. При этом напряжение между зажимами I-I в эквивалентной схеме может быть отлично от нуля только при равенстве нулю комплексной проводимости между этими точками Y.

Таким образом, условием самовозбуждения генератора служит равенство:

$$Y = g_{0} - jb_{0} + \frac{1}{r_{1} + j\omega L_{1} + \frac{1}{g_{H} + j\omega C_{H}}} + \frac{1}{r_{2}/s + j\omega L_{2}} = 0,$$
 (1)

выполнимое только при отрицательном скольжении

$$s = \frac{\Omega - \Omega_{\rm p}}{\Omega} = \frac{\omega - \omega_{\rm p}}{\omega} < 0. \tag{2}$$

Здесь $\mathbf{w}_{\mathrm{p}} = p\Omega_{\mathrm{p}}$ — синхронная частота. Активная g_{o} и индуктивная b_{o} проводимости представляют собой те нелинейные элементы цепи, которые ограничивают амплитуду автоколебаний или напряжение самовозбуждения генератора.

Эквивалентные нелинейные проводимости обычно выражают в зависимости от максимальной индукции в стали B_m при синусоидальном изменении индукции во времени. Эти зависимости определяются экспериментально при заданной частоте и легко выражаются через удельную мощность в стальном магнитопроводе [Л. 8, с. 649—652] (рис. 1,6):

$$g_{0} = g_{B} + g_{r} = g_{B} + \omega^{-1} f_{1}(B_{m});$$

$$b_{0} = \omega^{-1} f_{2}(B_{m}).$$
(3)

Здесь в соответствии с экспериментом предполагается, что потери на вихревые токи $g_{\rm B}U^2_{11}$ пропорциональны квадратам частоты и амплитуды магнитной индукции, потери на гистерезис $g_{\rm r}U^2_{11}$ пропорциональны первой степени частоты и нелинейно (f_1) зависят от амплитуды магнитной индукции, а реактивная мощность намагничивания $b_0U^2_{11}$ пропорциональна первой степени частоты и нелинейно (f_2) зависит от амплитуды магнитной индукции. При этом U_{11} пропорционально первым степеням частоты и амплитуды магнитной индукции.

Наиболее существен для возбуждения генератора вид характеристики $b_0(B_m)$. При синусоидальном изменении индукции во времени кривая $b_0(B_m)$ имеет немонотонный характер (кривая 1, рис. 1,6). В области малых значений B_m (релеевская область характеристики стали) эквивалентная индуктив-

ность мала, следовательно, значение b_0 велико. С ростом амплитуды изменения магнитной индукции индуктивность растет и b_0 уменьшается, а по мере перехода в область насыщения стали индуктивность уменьшается и b_0 растет.

При наличии двух гармонических составляющих магнитной индукции с частотами ω и ω_p изменяется зависимость b_0 от B_m (B_m — амплитуда гармонической составляющей с частотой ω). С ростом амплитуды второй составляющей магнитной индукции с синхронной частотой ω_p минимум кривой $b_0(B_m)$ смещается влево и при достижении амплитуды синхронной составляющей магнитной индукции определенного значения кривая становится монотонной (кривая 2, рис. 1,6). Изменение вида кривой в зависимости от амплитуды синхронной составляющей показано аналитически в $[\Pi, 4]$.

Так как синхронная составляющая магнитной индукции создается остаточным намагничиванием ротора, то ход кривой $b_0(B_m)$ зависит от намагничивания ротора. Имея характеристики стали в виде экспериментальных кривых, выражающих функции (3), можно рассчитать установившийся режим работы генератора. Подставляя (3) в (1) и производя нормировку параметров после преобразования, можно выразить условие самовозбуждения следующим образом:

$$v/\alpha + \gamma (B_m) - j\beta (B_m) + \frac{1}{\frac{\alpha c}{1 - \alpha} + jaq} + \frac{1}{\alpha + jq + \frac{\alpha^2 hm}{\alpha m + j\hbar}} = 0.$$

$$(4)$$

Здесь в соответствии с обозначениями на рис. 1, а

$$v = g_{\rm B}r_{1}; \quad \alpha = \omega_{\rm p}/\omega; \quad \gamma(B_{m}) = \frac{r_{1}}{\omega_{\rm p}} f_{1}(B_{m});$$

$$\beta(B_{m}) = \frac{r_{1}}{\omega_{\rm p}} f_{2}(B_{m}); \quad c = r_{2}/r_{1}; \quad q = \frac{\omega_{\rm p}L_{1}}{r_{1}}; \quad a = L_{2}/L_{1};$$

$$m = 1/\omega_{\rm p}C_{\rm B}r_{1}; \quad h = 1/g_{\rm B}r_{1}.$$

В полученном выражении разделяются линейные $Y_{_{\rm H}}(a)$ и нелинейные $Y_{_{\rm H}}(B_m)$ части:

$$Y_{\pi}(\alpha) = v/\alpha + \frac{1}{\frac{\alpha c}{1-\alpha} + jaq} + \frac{1}{\alpha + jq + \frac{\alpha^2 hm}{\alpha m + jh}}; \quad (5)$$

$$Y_{n}(B_{m}) = j\beta(B_{m}) - \gamma(B_{m}), \qquad (6)$$

следовательно, уравнение (4) может быть записано в виде:

$$Y_{\pi}(\alpha) = Y_{\pi}(B_m). \tag{7}$$

Графическое решение (7), выражающего условие гармонического баланса, дает значения α и B_m , соответствующие режиму работы генератора.

На рис. 2 показаны два возможные случая хода годографов (6): для монотонной и для немонотонной характеристики $b_0(B_m)$.

Первый случай (a) соответствует мягкому возбуждению, когда при любых начальных условиях

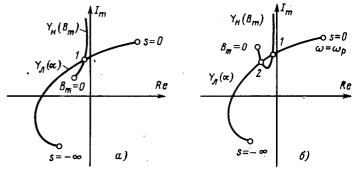


Рис. 2.

устанавливается режим, характеризуемый точкой 1 пересечения годографов. Второй случай (6) соответствует жесткому возбуждению генератора, при котором возникновение колебаний возможно только при таком кратковременном изменении параметров (например, увеличение емкости $C_{\rm H}$), при котором годограф $Y_{\rm I}(\alpha)$ лежит выше точки $B_{\it m}$ =0 и годографы пересекаются только в одной точке, соответствующей точке 1.

Наличие остаточного намагничивания ротора приводит к появлению синхронной составляющей изменения магнитной индукции с частотой $\omega_{\rm D}$, которая влияет на характеристики $g_0(B_m)$ и $b_0(B_m)$, соответствующие асинхронной частоте ω гармонической составляющей изменения индукции с амплитудой B_{m_1} При этом, как показано в [Л. 4], при определенных амплитудах синхронной составляющей пемонотонная характеристика $b_0(B_m)$ переходит в монотонную и жесткий режим переходит в мягкий.

Так остаточное намагничивание ротора оказывает косвенное влияние на условие возбуждения генератора и создает впечатление о его решающей роли. Найдя значения α и B_m в точке пересечения годографов, легко определить:

$$\omega = \omega_p / \alpha = 2\pi f; \tag{8}$$

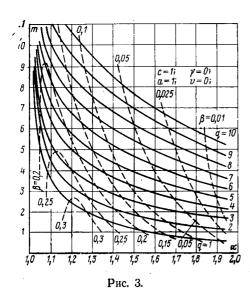
$$U_{\pi} = 4,44 \text{ wfSB}_m, \tag{9}$$

где S — сечение магнитопровода, а w — число витков обмотки статора, и по схеме замещения (рис. 1,a) узнать значения всех величин, характеризующих режим работы генератора.

Определение значений α и B_m по точке пересечения годографов требует сравнительно громоздких расчетов и выполняется с помощью ЦВМ. При ориентировочном расчете задача может быть несколько упрощена, если пренебречь потерями в стали и рассматривать чисто емкостную нагрузку генератора. В этом случае годограф $Y_{\mathbf{H}}(B_m)$ совпадает с мнимой осью комплексной плоскости и точка 1 отсекает отрезок β этой оси.

При v=0, $\gamma(B_m)=0$, $g_H=0$ уравнение (4) принимает вид:

$$-j\beta + \frac{1}{\frac{\alpha c}{1-\alpha} + jaq} + \frac{1}{\alpha + j(q-\alpha^2 m)} = 0$$
 (10)



и распадается на два уравнения:

$$\frac{\alpha^2 c}{\alpha - 1} + \frac{a^2 q^2}{c} (\alpha - 1) = \alpha^2 + (q - \alpha^2 m)^2; \quad (11)$$

$$\beta = \frac{\alpha^2 m - q}{\alpha^2 + (q - \alpha^2 m)^2} - \frac{aq}{\left(\frac{c\alpha}{1 - \alpha}\right)^2 + (aq)^2}.$$
 (12)

Уравнение (11) просто решается относительно

$$m = \frac{1}{\alpha^2} \left[q + \sqrt{\alpha^2 \frac{c + 1 - \alpha}{\alpha - 1} + q^2 (\alpha - 1)} \right]. \quad (13)$$

Графики зависимости m(a) для различных значений q и β при c=1 и a=1 построены на рис. 3. С их помощью легко определить возможные режимы работы генератора. Так, например, если принять q=2 и $\beta=0.25$, то колебания с этой амплитудой изменения магнитной индукции (в) возможны при двух различных значениях емкости нагрузки: m=4,5 и m=2,6; первому случаю соответствует $\alpha = 1,1$, второму $\alpha = 1,28$.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Самовозбуждение и самораскачивание в электрических системах/ Веников В. А., Анисимова Н. Д., Долгинов А. И., Федоров Д. А. М.: Высшая школа, 1964.

2. Андронов А. А., Витт А. А., Хайкин С. Э. Теория колоболий М: Физметти

лебаний. М.: Физматгиз, 1959.

3. Крылов А. М., Боголюбов Н. Н. Новые методы нелинейной механики и их применение к изучению работы электронных генераторов. М.: ОНТИ, 1934.
4. Нетушил А. В., Листвин В. С. Автономный асинхрон-

ный генератор как нелинейная автоколебательная система. --

Изв. вузов. Электромеханика, 1977, № 5.

5. Бояр-Сазонович С. П., Савушкина В. Ф. Аналитический расчет характеристик автономного асинхронного генератора, работающего с постоянной частотой. — Электромашиностроение и электрооборудование. Киев, 1976, № 23.

6. Кицис С. И. Аналитический метод учета потерь в стали асинхронного самовозбуждающегося генератора в тормоз-

ном режиме. — Электричество, 1972, № 2.

7. Метод Гольдфарба в теории регулирования. Сборник статей. М.: Госэнергоиздат, 1962.

8. Основы теории цепей/ Зевеке Г. В., Ионкин П. А., Нетушил А. В., Страхов С. В. М.: Энергия, 1975.

[17.10.1977]



УДК 621.313.2.014.2.001.5

Исследование вентильно-механической коммутации машины постоянного тока

Канд. техн. наук ЛОМАКИН В. А., инж. МАМЕДОВ Г. Г.

Вентильно-механическая коммутация в машинах постоянного тока позволяет существенно повысить их предельное использование по мощности за счет увеличения возможностей безыскровой работы коммутатора путем определенного усложнения его конструкции [Л. 1]. Указанные особенности определяют целесообразность применения вентильно-механической коммутации преимущественно в предельных по мощности машинах постоянного тока, а также в тех случаях, когда с помощью традиционных конструктивных приемов изготовить двигатель или генератор постоянного тока невозможно вследствие недопустимо высоких значений реактивных э. д. с. в секциях или средних напряжений между соседними коллекторными пластинами.

В работах, посвященных анализу вентильно-меподробное ханической коммутации, приводится описание физических явлений, протекающих в вентильном переключателе и в машине, н решение дифференциальных уравнений по интервалам коммутации, характеризующих эти явления [Л. 2, 3]. Однако недостаточно полно рассмотрено влияние отдельных параметров вентильного переключателя и машины на коммутационный процесс.

В статье приводится метод и программа расчета на ЦВМ квазиустановившихся процессов вентильно-механической коммутации. Результаты расчета позволили проанализировать в общем виде влияние обобщенных параметров на характер коммутации и предложить метод определения параметров, при которых электромагнитный процесс характеризуется требуемым качеством.

Объектом исследования является принципиальная схема вентильно-механического коммутатора, прошедшая тщательную экспериментальную проверку и характеризующаяся высокой коммутационной надежностью [Л. 1, 4]. На рис. 1 представлена схема анодного блока вентильного переключателя, содержащая силовые тиристоры и диоды (Т1-Т3, $\mathcal{I}(1-\mathcal{I}(3))$, обратные ($\mathcal{I}(4-\mathcal{I}(6))$ и вспомогательные

ЭЛЕКТРИЧЕСТВО № 4, 1978

вентили (T4-T6), обеспечивающие начальный подзаряд конденсаторов (C1-C3) в период пуска машины. Катодный блок имеет аналогичную схему.

Период коммутации $t_{\rm R}$ (рис. 2), связанный с выключением проводящего тиристора T1 и с включением T2 делится на три временных интервала $t_{\rm I}$, $t_{\rm II}$ и $t_{\rm III}$, каждому из которых соответствует эквивалентная расчетная схема замещения рис. 3. Интервал коммутации $t_{\rm I}$ начинается в момент включения силового тиристора T2 (время $t_{\rm I}$) и завершается в момент времени $t'_{\rm 3}$, когда напряжение на результирующей емкости, включенной между точками I и II (рис. 1), становится равным нулю. В первом интервале имеет место выключение силового тиристора T1 в момент времени $t_{\rm 2}$ и перезаряд результирующей емкости по контуру (C1— $\mathcal{I}4$ — L_0 — L_0 —I2—I30.

 $L_0 - L_0 - T^2 - CI$). На интервале коммутации $t_{\rm II}$ продолжается перезаряд результирующей емкости по указанному контуру и одновременно начинается процесс реверсирования тока в коммутируемой секции $L_{\mathbf{c}}$ вследствие изменения полярности напряжения на конденсаторе. Завершается второй интервал коммутации в момент времени t_4 , когда результирующий прямой ток вентиля Д4 достигает нулевого значения. Время восстановления запирающих свойств $t_{\mathtt{B}}$ для тиристора Т1 определяется продолжительностью включения обратного вентиля $\mathcal{I}4$ (рис. 2). В течение времени $t_{\rm III}$ заканчивается реверсирование тока в секции, а зарядный ток конденсатора в момент t_5 становится равным нулю. При составлении эквивалентных схем замещения (рис. 3) предполагалось, что ток в параллельных ветвях обмотки якоря за время коммутации t_{κ} не меняется, что объясняется малой индуктивностью коммутируемой секции в сравнении с якорной цепью машины. Поэтому параллельные ветви обмотки якоря совместно с источником питания машины на схемах замещения представлены эквивалентными источниками тока. Кроме того, будем считать, что параметры коммутируемых секций обмотки, скорость вращения якоря и результирующий магнитный поток полюсов остаются постоянными за время коммутации. Тиристоры являются идеальными ключами.

Первый интервал коммутации (рис. 3,*a*) характеризуется следующими уравнениями в относительных единицах, полученными по известной методике [Л. 3]:

$$\hat{i}_{p_1}(t) = [\hat{U}_{p_1} + i_{n}^*/(2 \cdot q_1)] \exp(-\alpha_1 t) \sin(\omega_1 t); \quad (1)$$

$$U^*_{C1}(t) = U^*_{01} \exp(-\alpha_1 t) \sin(\omega_1 t + \varphi_1).$$
 (2)

Определение коэффициентов и начальных условий уравнений (1) и (2) приводится в приложении 1. Время первого интервала коммутации $t_{\rm I}$ определяется из (2):

$$U^*_{C1}(t_1) = 0. (3)$$

Во втором интервале коммутации электромагнитные процессы описываются уравнениями, полученными на основании схемы замещения (рис. 3,6):

*_{p2}(t) = A₃ exp(-
$$\beta_2 t$$
) + k₃ exp(- $\alpha_2 t$) sin($\omega_2 t$ + φ_3); (4)

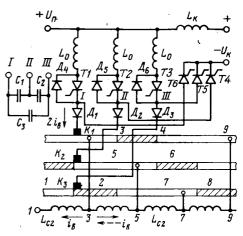


Рис. 1. Принципиальная схема анодного блока вентильно-механического коммутатора.

$$i^{*}_{C2}(t) = A_{s} \exp(-\beta_{2}t) + k_{s} \exp(-\alpha_{2}t) \sin(\omega_{2}t + \varphi_{5}); (5)$$

$$U^{*}_{C2}(t) = -A_{s}\omega_{01} \left[1 - \exp(-\beta_{2}t)\right] 1/\beta_{2} + \frac{1}{2} + \frac{1}{2} + \frac{1}{2} \exp(-\alpha_{2}t) \left[\alpha_{2} \sin(\omega_{2}t + \varphi_{3}) + \omega_{3} \cos(\omega_{2}t + \varphi_{3})\right] - \alpha_{2} \sin\varphi_{3} - \omega_{2} \cos\varphi_{3}; (6)$$

$$i^{*}_{1}(t) = A_{4} \exp(-\beta_{2}t) + k_{4} \exp(-\alpha_{2}t) \sin(\omega_{2}t + \varphi_{4}) - \frac{1}{2} + \frac{1}{2} \exp(-\beta_{2}t) + k_{4} \exp(-\alpha_{2}t) \sin(\omega_{2}t + \varphi_{4}) - \frac{1}{2} \exp(-\beta_{2}t) + k_{4} \exp(-\alpha_{2}t) \sin(\omega_{2}t + \varphi_{4}) - \frac{1}{2} \exp(-\beta_{2}t) + k_{4} \exp(-\alpha_{2}t) \sin(\omega_{2}t + \varphi_{4}) - \frac{1}{2} \exp(-\beta_{2}t) + k_{4} \exp(-\beta_{2}t) + k_{4} \exp(-\alpha_{2}t) \sin(\omega_{2}t + \varphi_{4}) - \frac{1}{2} \exp(-\beta_{2}t) + k_{4} \exp(-\alpha_{2}t) \sin(\omega_{2}t + \varphi_{4}) - \frac{1}{2} \exp(-\beta_{2}t) + k_{4} \exp(-\alpha_{2}t) \sin(\omega_{2}t + \varphi_{4}) - \frac{1}{2} \exp(-\beta_{2}t) + k_{4} \exp(-\alpha_{2}t) \sin(\omega_{2}t + \varphi_{4}) - \frac{1}{2} \exp(-\beta_{2}t) + k_{4} \exp(-\alpha_{2}t) \sin(\omega_{2}t + \varphi_{4}) - \frac{1}{2} \exp(-\beta_{2}t) + k_{4} \exp(-\alpha_{2}t) \sin(\omega_{2}t + \varphi_{4}) - \frac{1}{2} \exp(-\beta_{2}t) + k_{4} \exp(-\alpha_{2}t) \sin(\omega_{2}t + \varphi_{4}) - \frac{1}{2} \exp(-\alpha_{2}t) \exp(-\alpha_{2}t) \exp(-\alpha_{2}t) + k_{4} \exp(-\alpha_{2}t) \exp(-\alpha_{2}t) + k_{4} \exp(-\alpha_{2}t) + k_{4} \exp(-\alpha_{2}t) \exp(-\alpha_{2}t) + k_{4} \exp(-\alpha_{2}t) + k_{4} \exp(-\alpha_{2}t) \exp(-\alpha_{2}t) + k_{4} \exp(-\alpha_{2}t) \exp(-\alpha_{2}t) + k_{4} \exp(-\alpha_{2}t) + k_{4}$$

Коэффициенты и начальные условия уравнения (4)—(7) приводятся в приложении 1. Продолжительность второго интервала коммутации $t_{\rm II}$ определяется из условия:

$$i_{1}^{*}(t_{II}) = 0.$$
 (8)

В уравнения введены следующие обобщенные параметры: $x=2L_{\rm o}/L_{\rm c}$ — отношение индуктивностей дросселей к индуктивности коммутируемой секции обмотки якоря; $y=2r_{\rm o}/r_{\rm c}=(q_{\rm a}/q_{\rm 1})\,\sqrt{x};\;q_{\rm a}=\rho_{\rm a}/r_{\rm c}=(1/r_{\rm c})\,\sqrt{L_{\rm c}/C_{\rm K}};\;q_{\rm a}$ — добротность разрядного контура в третьем интервале коммутации (рис. 3,8); $r_{\rm c}$ — эквивалентное активное сопротивление, учитывающее потери в коммутируемой секции и в скользящих контактах (рис. 3,8).

Время восстановления запирающегося тиристора, предоставляемое схемой (рис. 2):

$$t_{\rm B} = t_{\rm I} + t_{\rm II} - \arctan(i^*_{\rm H}/\sqrt{[i^*_{\rm p_1}(t_{\rm s})]^2 - (i^*_{\rm H})^2} 1/\omega_{\rm o_1} \times \sqrt{1 - 1/(4q^2_{\rm I})}. \tag{9}$$

Третий интервал коммутации характеризуется уравнениями (рис. 3,в):

$$i_{p_3}^*(t) = k_6 \exp(-\alpha_3 t) \sin(\omega_{3t} + \varphi_6); \qquad (10)$$

$$U_{C3}(t) = U_{C2}^*(t_{11}) + k_{61}\omega_{01} \left\{ \exp(-\alpha_2 t) \left[\alpha_3 \sin(\omega_3 t + \varphi_6) + \omega_3 \cos(\omega_3 t + \varphi_6) \right] - \alpha_3 \sin\varphi_6 - \omega_3 \cos\varphi_6 \right\}, \qquad (11)$$

$$i_{C3}^*(t) = i_{p_3}^*(t) - 0.5i_{B}^*. \qquad (12)$$

Начальные условия и коэффициенты уравнений (10), (11) приведены в приложении 1. Длительность третьего интервала определяется из (10):

$$i_{ps}(t_{III}) = 0; \quad t_{III} = \frac{\pi - \varphi_6}{\omega_3}.$$
 (13)

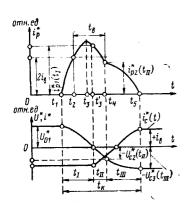


Рис. 2. Основные характеристики электромагнитного процесса при вентильно-механической коммутации.

При квазиустановившемся электромагнитном процессе конечное напряжение на результирующей емкости (включенной между точками I и II (рис. 1) $U^*_{C3}(t_{\rm III})$ должно быть равно начальному напряжению для очередного периода коммутации, который сопровождается выключением T2 и включением T3. Результирующая кость конденсаторов C_{κ} при этом будет включена между точками Hи *III* (рис. 1)

$$U^*_{C3}(t_{III}) = U^*_{01}. \tag{14}$$

Кривые напряжений на конденсаторах *C1*, *C2*, *C3* имеют такую же форму, как в схемах трехфазных автономных инверторов с отделенными от нагрузки конденсаторами.

Как следует из полученных выражений (1)—(14) квазиустановившпйся электромагнитный процесс при вентильно-механической коммутации является сложной функцией нагрузки и обобщенных параметров машины и вентильного переключателя (x, y, q_1, ω_{01}) .

При расчете электромагнитных процессов для любой совокупности обобщенных параметров и нагрузки неизвестным является начальное напряжение U^*_{01} . Это напряжение можно определить экспериментально, если имеется реальная машина. Однако его можно определить и расчетным путем. При этом необходимо задаться любым произвольным значением U^*_{01} и произвести расчет по формулам (1)-(13). Затем, принимая конечное напряжение $U^*_{c3}(t_{111})$, определенное по (11), за новое значение начального напряжения U^*_{01} вновь производится расчет по формулам (1)-(13). Указанный прием повторяется до выполнения условия (14). Расчет

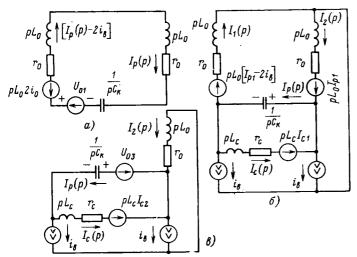


Рис. 3. Эквивалентные расчетные схемы замещения вентильного переключателя для трех временных интервалов коммутационного процесса.

целесообразно выполнять на ЦВМ. Блок-схема алгоритма для расчета квазиустановившегося электромагнитного процесса при вентильно-механической коммутации представлена на рис. 4. Исходными данными для расчета являются:

$$x, y, q_1, \rho_1, \omega_{01}, U^*_{01}, i^*_{H}, \epsilon, \epsilon_1, \Delta t_1, \Delta t_2.$$
 (15)

При расчете времени первого и второго интервалов используется метод последовательных приближений, так как уравнения (3) и (8) являются трансцендентными.

Время первого интервала коммутации $t_{\rm I}$ в первом приближении определяется так (рис. 2):

$$t_1 = 0.5 \,\pi/\omega_{01}.$$
 (16)

Эта операция выполняется блоком 2 (см. рис. 4). Далее по формуле (2) (блок 3, рис. 4) рассчитывается напряжение в конце первого интервала, которое сравнивается с некоторым заданным значением напряжения \mathcal{E} (блок 4), определяющей точность расчета $t_{\rm I}$. Напряжение \mathcal{E} может быть как угодно малой величиной. Если не выполняется условие, записанное в блоке 4 алгоритма, то время $t_{\rm I}$ уточняется (блок 5) и вновь повторяются операции блоков 3 и 4.

Расчет второго интервала коммутации начинается определением начальных условий и коэффициентов уравнений (4)—(7) (блок 6). Затем находится приближенное значение длительности второго интервала (блок 7) по формуле:

$$t_{\rm II} = \{\pi - \arg[i^*_{\rm H}/\sqrt{[i^*_{\rm p}(t_3)]^2 - (i^*_{\rm H})^2}]\} \frac{1}{\omega_1} - t_1.$$
 (17)

Определяется ток $i^*_1(t_{\rm II})$ по формуле (7) и уточняется значение времени второго интервала коммутации с помощью блоков 9-12 (рис. 4). В указанных блоках производится последовательная корректировка времени с целью приближения к условию (8). Точность расчета $t_{\rm II}$ или выполнения условия (8) определяется заданными как угодно малыми величинами относительного значения тока \mathcal{E}_1 и приращения времени Δt_2 . В блоках 13 и 14 производится расчет всех остальных параметров электромагнитного процесса для второго и третьего интервалов коммутации. Проверка наличия квазиустановившегося электромагнитного процесса коммутации [условие (14)] производится блоками 15 и 16.

Описанная блок-схема алгоритма реализована в виде программы на языке «Фортран» для ЦВМ «Минск-32». В приложении 2 приводятся результаты расчета квазиустановившегося процесса коммутации на ЦВМ и сопоставление расчетных данных с экспериментальными. В соответствии с указанной программой были проведены расчеты на ЦВМ для большого диапазона варьирования параметров машины и вентильного переключателя.

При анализе влияния изменяющегося параметра x на электромагнитный процесс коммутации все остальные параметры, входящие в исходные данные расчеты (15), оставались постоянными. Исключение в этом случае составляют параметры y_i и ρ_i , которые при постоянстве ω_{01} определяются так:

$$y_i = q_s x_i / (q_1 \sqrt[r]{x_6}), \quad \rho_i = \rho_6 \sqrt[r]{x_6}.$$
 (18)

Здесь q_1 , q_3 — заданные постоянные параметры; x_i — варьируемый параметр; x_6 — базисное значение параметра, относительно которого варьируется величина x_i ; ρ_6 — базисное значение волнового сопротивления в первом интервале коммутации, соответствующее величине x_6 . Физический смысл выражений (18) определяется тем, что изменение x осуществляется за счет индуктивности L_0 при постоянстве L_c . При этом для поддержания постоянства угловой частоты ω_{01} необходимо соответствующим образом изменять емкость $C_{\rm K}$, т. е. ρ_i и y_i .

На рис. 5 приводятся некоторые наиболее характерные зависимости, построенные на основе расчетных данных. Каждая точка на кривых рис. 5 соответствует определенному электромагнитному параметру квазиустановившегося процесса коммутации, который рассчитывается для некоторой совокупности исходных данных (15) на ЦВМ.

Расчет на ЦВМ позволяет определить полную картину электромагнитного процесса коммутации $i^*_p(t)$, $U^*_c(t)$, $i^*_c(t)$ (рис. 2). Однако для анализа этого процесса достаточно рассмотреть наиболее основные его характеристики, к числу которых относятся установившееся напряжение на результирующей емкости U^*_{01} и время восстановления $t_{\rm B}$, определяющее коммутационную надежность вентильного переключателя. Кривые 1 и 2 на рис. 5 показывают зависимость U^*_{01} и $t_{\rm B}$ от x. Исходные данные для расчета приводятся на том же рис. 5. Зависимости 3, 4 определяют влияние нагрузки машины $i^*_{\rm H}$ на U^*_{01} и $t_{\rm B}$, а 5 и 6—влияние добротностей q_1 и q_3 на напряжение U^*_{01} .

Анализ полученных зависимостей показывает, что наибольшее влияние на электромагнитный процесс коммутации в рассматриваемой схеме вентильного переключателя (рис. 1) оказывают параметр x и нагрузка $i^*_{\rm H}$. С увеличением x уменьшаются напряжение $U^*_{\rm Ol}$ и время $t_{\rm B}$. Снижение $U^*_{\rm Ol}$ следует рассматривать как положительное явление, поскольку при этом уменьшаются амплитуда разрядного тока, потери и установленная мощность полупроводниковых элементов вентильного переключателя. Однако уменьшение времени $t_{\rm B}$ ограничено типом применяемых тиристоров, которые и будут определять максимальное значение параметра x.

Положительным свойством рассматриваемой схемы вентильного переключателя (рис. 1) нужно считать его высокую коммутационную надежность, подтверждающуюся кривыми 3 и 4 на рис. 5. С увеличением нагрузки напряжение на результирующей емкости U^*_{01} пропорционально возрастает, а время восстановления $t_{\rm B}$ практически не меняется. Добротности q_1 и q_3 оказывают значительно меньшее влияние на коммутационный процесс, чем параметр x (кривые 5 и 6 на рис. 5).

С помощью ЦВМ было проведено исследование влияния угловой частоты ω_{01} и волнового сопротивления ρ_1 на расчетные значения величин $i^*_p(t)$, $U^*_C(t)$. Основные результаты сопоставительного расчета приводятся в приложении 3. Қак следует из приведенных в приложении таблиц, при постоянных исходных данных x, y, q_1 и изменяющихся значениях ω_{01} и ρ_1 основные расчетные характеристики электромагнитного процесса $[i^*_{p1}(t_1),$

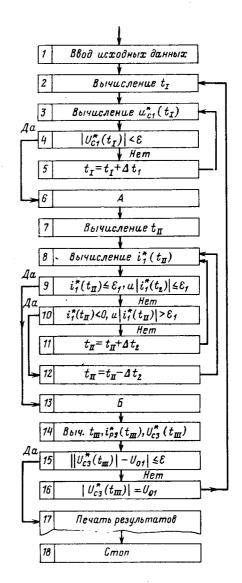


Рис. 4. Блок-схема алгоритма для расчета электромагнитного процесса при вентильно-механической коммутации.
А—вычисление начальных условий и коэффициентов уравнений (4)—(7); \mathcal{B} — расчет t_{B} , $i^{*}_{\mathrm{P2}}(t_{\mathrm{II}})$, $U^{*}_{\mathrm{C2}}(t_{\mathrm{II}})$ и коэффициентов уравнений (10) и (11).

 $i*_{\mathrm{p2}}(t_{\mathrm{II}}), \quad U*_{C2}(t_{\mathrm{II}}), \quad U*_{C3}(t_{\mathrm{III}})$] не изменяются. Остаются без изменения также и углы коммутации ψ₁, ψ₂, ψ₃. Однако длительности временных интервалов не остаются постоянными при изменении ω_{01} и р₁. Отмеченная особенность расчета в относительных единицах дает возможность очень легко определить длительности временных интервалов коммутации для любых значений ω_{01} и ρ_1 с помощью расчетных характеристик 7, 8, 9 на рис. 5. Для этого необходимо задаться значениями параметра х и результирующей емкости C_{κ} определить по кривым 7, 8, 9 углы коммутации ψ_1 , ψ_2 , ψ_3 , рассчитать индуктивности L_0 и L_c в соответствии с параметром x. Угловые частоты для трех временных интервалов коммутации можно с достаточной точностью определить по следующим упрощенным формулам:

$$\begin{array}{ccc} \boldsymbol{\omega}_{1} \!=\! \sqrt{1/(2L_{\mathrm{o}}C_{\mathrm{K}})} \; ; & \boldsymbol{\omega}_{2} \!=\! \sqrt{1/(L_{\mathrm{c}}C_{\mathrm{K}})} ; & \boldsymbol{\omega}_{3} \!=\! \\ & =\! \sqrt{1/(L_{\mathrm{c}}C_{\mathrm{K}})} . \end{array}$$

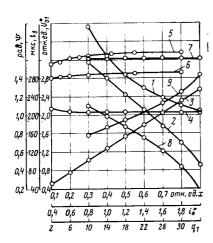


Рис. 5. Расчетные характеристики квазиустановившегося электромагнитного процесса коммутации, полученные с помощью ЦВМ (ω_{01} =6500, $x_{\tilde{0}}$ =0,5, $\rho_{\tilde{0}}$ =0,88).

 $1 - U_{01}^*(x)$ $(q_1 = 10, q_3 = 20, i_H^* = 2); 2 - t_B(x)$ $(q_4 = 10, q_3 = 20, i_H^* = 2); 3 - t_B(x)$ $\psi_3(x)$ $(q_1=10, q_3=20, i_{H}^*=2).$

Здесь $L_2 = (2L_0L_c)/(2L_0 + L_c)$ — результирующая индуктивность во втором интервале коммутации; длительности временных интервалов определяются по формулам:

$$t_{\rm I} = \psi_1/\omega_1; \ t_{\rm II} = \psi_2/\omega_2; \ t_{\rm III} = \psi_3/\omega_3.$$
 (19)

Полученные с помощью ЦВМ расчетные характеристики дают возможность не только достаточно проанализировать электромагнитные подробно процессы при вентильно-механической коммутации, но и упрощают решение многих практических задач. В частности, эти зависимости позволяют определить параметры вентильно-механического коммутатора и рассчитать основные характеристики электромагнитного процесса.

Определению параметров должен предшествовать выбор конструкции щеточно-коллекторного узла, расчет индуктивности укрупненной секции обмотки якоря $L_{\rm c}$ и времени коммутации $t_{\rm k0}$, соответствующего предельной скорости вращения машины [Л. 2, 5]. Затем для выбранного типа тиристоров с учетом его времени восстановления по расчетным характеристикам $t_{\scriptscriptstyle \mathrm{B}}(x)$ определяется значение параметра х. Рассчитывается индуктивность дросселя $L_0 = xL_c/2$. По расчетным кривым 7, 8, 9 (рис. 5) для соответствующего значения xопределяются углы коммутации ф1, ф2, ф3. Задавшись значением результирующей емкости C_{κ} по (18) рассчитываются угловые частоты, а по (19) длительности всех временных интервалов. Проверяется условие безыскровой работы вентильно-механического коммутатора машины путем сопоставления расчетных длительностей с известным временем коммутации $t_{\kappa 0}$ [Л. 2, 5]

$$t_{\mathrm{I}} + t_{\mathrm{II}} + t_{\mathrm{III}} \leqslant t_{\mathrm{K0}}. \tag{20}$$

Если не выполняется условие (20), то необходимо уменьшить результирующую емкость C_{κ} и вновь повторить расчеты по (18), (19), (20). В приложенни 4 приводится пример расчета.

При использовании предлагаемой методики необходимо иметь в виду, что высокая точность расчета обеспечивается в случае, если исходные параметры (x, q_1, q_3) соответствуют значениям на

Для других исходных данных q_1 и q_3 расчетные зависимости на рис. 5 позволяют определить $t_{\rm I}$, $t_{\rm II}$, $t_{\rm III}$, $U^*_{\rm 01}$ и $t_{\rm B}$ с погрешностью, не превышающей $8{-}16\%$. Для получения более высокой точности необходимо производить расчет на ЦВМ.

Приложение 1. В уравнениях (1) и (2) $U^*_{01} = U_{01}/(I_6\rho_1)$ — относительное значение начального напряжения на результирующей емкости в первом интервале коммутации; U_{01} — абсолютное значение того же напряжения; I_6 — базисное значение тока; $ho_1 = \sqrt{2L_0/C_{\rm K}}$ — волновое сопротивление разрядного контура (рис. 3, a); $i^*_{\rm H} = 2i_{\rm B}/I_6$ — относительное значение тока нагрузки; $q_1 = \rho_1/(2r_0)$ — добротность разрядного контура (рис. 3, a);

ки, $q_1 = p_1/(2l_0)$ — дооротность разрядного контура (рис. 3, a); $2r_0$ — эквивалентное активное сопротивление контура; $\omega_1 = \omega_{01} \sqrt{1 - (4q^2_1)^{-1}}$; $\omega_{01} = \sqrt{(2L_0C_K)^{-1}}$ — собственная угловая частота контура; $C_K = 1.5C_1$ — результирующая еммость; $\alpha_1 = \omega_{01}/(2q_1)$; $\varphi_1 = \arctan(\omega_1/\alpha_1)$. Составляющие уравнений (4) и (6):

$$A_3 = (A_1\beta_2^2 - B_1\beta_2) \ 1/D_{41}; \quad D_{41} = A \ [(\alpha_2 - \beta_2)^2 + \omega^2_2];$$

$$D_{31} = (A_1D_3 + B_1D_2) \ 1/(D_{41}\omega_2); \quad k_3 = V \overline{B^2_3 + D^2_{31}};$$

$$B_3 = (A_1D_1 + B_1\beta_2) \ 1/D_{41}; \quad \varphi_3 = \operatorname{arctg} \ (B_3/D_{31});$$

$$D_1 = \omega^2_2 + \alpha^2_2 - 2\alpha_2\beta_2; \quad D_2 = \omega^2_2 + \alpha^2_2 - \alpha_2\beta_2;$$

$$D_3 = \alpha^2_2\beta_2 - \alpha_2\omega^2_2 - \beta_2\omega^2_2 - \alpha^3_2; \quad k_{31} = k_3/(\alpha^2_2 + \omega^2_2);$$

$$-\beta_2 \quad \text{H} - \alpha_2 \pm j\omega_2 - \text{корни характеристического уравнения}$$

$$Ap^3 + Bp^2 + Dp + k = 0; \quad A = \rho_1/(x\omega^3_{01});$$

$$B = \rho_1 \ (x + y)/(\omega^2_{01}q_1xy); \quad k = \rho_1 \ (1 + y)/(q_1y);$$

$$D = \rho_1 (q^2_1xy + q^2_1y + x)/(\omega_{01}q^2_1xy);$$

$$A_1 = \rho_1 i^*_{p1}(t_1) 1/(\omega^3_{01}x);$$

Составляющие уравнения (5):

$$A_5 = (A_2\beta^2_2 - B_2\beta_2 + C_2) \, 1/D_{41};$$

$$C_5 = [A_2D_3 + B_2D_2 + C_2 \, (\beta_2 - \alpha_2)] \, 1/D_{41}\omega_2;$$

$$A_2 = \rho_1 i^*_{\rm H} 1/(2x\omega^3_{01}); \quad B_2 = \rho_1 i^*_{\rm H} 1/(2\omega^2_{01}q_1x);$$

$$B_5 = (A_2D_1 + B_2\beta_2 - C_2) \, 1/D_{41}; \quad k_5 = \sqrt[4]{B^2_5 + C^2_5};$$

$$\varphi_5 = \operatorname{arctg} \, (B_5/C_5); \quad C_2 = \rho_1 \, [i^*_{\rm H} \, (1+x) \, 1/(2x) - i^*_{\rm P1} \, (t_{\rm I})] \, 1/\omega_{01}.$$
 Составляющие уравнения (7):

 $B_1 = \rho_1 [xi^*_{p1}(t_1) + i^*_{H}(y-x)0.5] 1/(\omega^2_{01}q_1xy).$

$$\begin{split} A_4 &= \left[(A_1 - A_2) \, \beta^2_2 - (B_1 - B_2) \, \beta_2 - C_2 \right] \, 1/D_{41}; \\ C_4 &= \left[(A_1 - A_2) \, D_3 + (B_1 - B_2) \, D_2 - C_2 \, (\beta_2 - \alpha_2) \right] \, 1/(D_{41}\omega_2); \\ B_4 &= \left[(A_1 - A_2) \, D_1 + (B_1 - B_2) \, \beta_2 + C_2 \right] \, 1/D_{41}; \\ k_4 &= \sqrt{B^2_4 + C^2_4}; \quad \varphi_4 = \operatorname{arctg} \left(B_4/C_4 \right). \end{split}$$

Составляющие уравнений (10) и (11):

$$\begin{split} B_6 &= 0.5i^*_{\text{H}} + i^*_{C2} (t_{\text{II}}); \quad D_6 &= \{ [0.5i^*_{\text{H}} - i^*_{C2} (t_{\text{II}})] \ 1/(2q_1y) + \\ &+ U^*_{C2} (t_{\text{II}}) \} \ x1/V \overline{x - x^2/(4q^2_1y^2)}; \\ k_6 &= V \overline{B^2_6 + D^2_6}; \quad \varphi_6 = \text{arctg } (B_6/D_6); \\ k_{61} &= k_6/(\alpha^2_3 + \omega^2_3); \quad \alpha_3 = \omega_{01}x/(2q_1y); \\ \omega_3 &= \omega_{01} \ V \overline{x - x^2/(4q^2_1y^2)}. \end{split}$$

Приложение 2. Для проверки достоверности разработанной программы первоначально был произведен расчет на ЦВМ

							_ Таб.	л и ца <u>1</u>			
Данн ые		Параметр									
		Время, мкс				к, А	Напряжение, В				
	t_{I}	t_{II}	$t_{\rm III}$	t _K	$i_{\mathbf{p_1}}(t_{\mathrm{I}})$	$i_{\mathrm{p2}}\left(t_{\mathrm{II}}\right)$	$U_{\mathcal{C}^2}(t_{\mathrm{II}})$	$v_{c3}^{(t_{ m III})}$			
Из расчета Из эксперимента	303 300	105 100	336 360	744 760	161 170	103,8 106,0	$\begin{bmatrix} -48,4 \\ -45,0 \end{bmatrix}$	-112 -110			

Таблица 2

				_	Пара	аметр		
Номер				Ток, с	отн. ед.	Напряжение, отн. ед.		
вариан- та	t_{I}	t_{II}	t_{III}	t _K	$i_{\mathrm{pl}}^{*}(t_{\mathrm{I}})$	$i_{\mathrm{p2}}^{*}(t_{\mathrm{II}})$	$U_{C2}^{(t_{\mathrm{II}})}$	$U_{C3}^{(t_{III})}$
1-й 2-й	299 320	107,0 114,7	317 341	723 776	1,33 1,33	0,681 0,682	-0,554 $-0,553$	-1,218 $-1,218$

Таблица 3

			Пар	аметр		·		
Номер варианта	Углог	вая ча с тота,	рад/с	Интервалы коммутации, рад				
	ωι	ω_2	ω3	ψ1	ψ2	ψ3		
1-й 2-й	5690 5300	6796 6330	3484 3 2 45	1,695 1,695	0,727 0,727	1,104 1,104		

для исходных данных, соответствующих опытной машине с вентильно-механической коммутацией (ВМК). Параллельно с расчетом проводилось осциллографирование коммутационного процесса при работе опытной машины с ВМК в установившемся режиме при $i_n^*=0.8$. Параметры опытной машины с ВМК: $L_0=50\cdot 10^{-6}$ Гн; $L_c=282\cdot 10^{-6}$ Гн; $C_R=300\cdot 10^{-6}$ Ф; $I_6=150$ $A_5=4$. Исходные данные для расчета на ЦВМ: $x=0,37;\ y=0,695;\ q_1=3,5;\ \rho_1=0,589;\ \omega_{01}=5690;\ U^*_{01}=1,2;\ i^*_{\rm H}=0,8;\ e=\varepsilon_1=0,01;\ \Delta t_1=\Delta t_2=0,5\cdot 10^{-8}\ {\rm c.}$ Результаты расчета на ЦВМ и обработки осциллограмм опытной машины представлены в табл. 1.

Расчетные данные отличаются от экспериментальных не более, чем на 8%, что объясняется погрешностью осциллограмм, полученных с помощью электронного осциллографа $C1\!=\!15$, и неточностью определения параметра $L_{
m c}$ опытной машины с ВМК.

Приложение 3. Исходные данные для расчета на ЦВМ: $x=0,4;~y=0,632;~q_1=4;~U^*_{01}=1,2;~i^*_{n}=0,8;~\epsilon=\epsilon_1=0,01;$ $\Delta t_1=\Delta t_2=0,5\cdot 10^{-6}$ с; кроме того 1-й вариант: $\rho_1=0,589;$ $\omega_{01} = 5690$; 2-й вариант: $\rho_1 = 0.635$; $\omega_{01} = 5300$.

Результаты расчета на ЦВМ представлены в табл. 2.

Кроме основных результатов, представленных в табл. 2 на печать (рис. 4), выводятся, в частности, расчетные значения угловых частот для первого, второго и третьего интервалов коммутации $\omega_1 \approx \omega_{01}, \; \omega_2, \; \omega_3.$ Поэтому временные интервалы коммутации можно выразить в радианах $(\psi = \omega t)$. Результаты преобразования приводятся в табл. 3.

Приложение 4. Определение параметров вентильного переключения и основных характеристик электромагнитного прожилочения и основных характеристик электромагнитного процесса коммутации двигателя постоянного тока. Исходные данные $I_6 = I_n = 0.150$ A; $i^*_n = 2$; $L_c = 0.189 \cdot 10^{-3}$ Гн; $t_{n0} = 527 \times 10^{-6}$ с; $q_1 = 10$; $q_3 = 20$. Будем считать, что для выбранных тиристоров $t_8 = 200 \cdot 10^{-6}$ с. По кривой 2 рис. 5 находим x = 0.65. Определяем $L_0 = xL_c/2 = 61.5 \cdot 10^{-6}$ Гн. Принимаем $C_R = 170 \cdot 10^{-6}$ Ф. По кривым 7, 8, 9 для x = 0.65 определяем $t_0 = 1.62$ дв. $t_0 = 0.68$; дв. $t_0 = 0.68$

 $t_{\rm I} + t_{\rm II} + t_{\rm III} = 504 \cdot 10^{-6} \text{ c} < 527 \cdot 10^{-6} \text{ c}.$

Определяем $\rho_1 = V \overline{2L_0/C_{\rm K}} = 0.85$ Ом. Ток вентильного переключателя $2I_B = I_6 i^*_B = 300$ А. Установившееся напряжение на результирующей емкости для $i^*_{\rm H}$ =2, U_{01} = $U^*_{01}I_{6}\rho_{1}$ = =0,85·150·2,48=315 В. По кривой I (рис. 5) для x=0,65 определяем U^*_{01} . Значения $2i_B$ и U_{01} определяют установленную мощность тиристоров вентильного переключателя (рис. 1).

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Ломакин В. А. О повышении предельного использования по мощности машин постоянного тока. — Электротехника, 1977, № 1.

2. Плющ Б. М., Ломакин В. А., Мамедов Г. Г. Машины постоянного тока с вентильно-механическим коммутатором. Электротехника, 1974, № 11.

3. Ломакин В. А., Мамедов Г. Г. Исследование режимов работы вентильных переключателей двигателя постоянного тока. — Электричество, 1976, № 9, с. 38—44.
4. А. с. № 441631 (СССР). Электрическая машина по-

стоянного тока с вентильно-механической коммутацией. Ло-

макин В. А. — Опубл. в БИ, 1974, № 32. 5. Ломакин В. А., Мамедов Г. Г. О повышении эксплуатационной надежности и предельной скорости двигателя постоянного тока. — За технический прогресс, 1974, № 3.

111:00.19761



УДК 621.313.17-193.001.24

Символический метод расчета характеристик электродвигателя колебательного движения

Канд. техн. наук ЛУКОВНИКОВ В. И.

Томский политехнический институт

В настоящей статье излагается простой символический метод расчета характеристик электродвигателей прямолинейного и вращательного колебательного движения.

Колебательный режим работы электродвигателей реализуется, например, в замкнутых приводах, следящих за периодическим сигналом управления, или в разомкнутых приводах со специальным питанием двигателя [Л. 1—5]. Он возникает при создании качающегося вдоль воздушного зазора магнитного поля.

Уравнения установившегося колебательного режима могут быть получены с помощью широко используемых в электротехнике комплексных величин. Поскольку для этого следует каждое слагаемое разложить на две гармонические составляющие с частотами $\omega_{\rm c} + n\Omega$ и $\omega_{\rm c} - n\Omega$, то объем вычислений будет определяться необходимостью расчета по каждой из 2n гармонических.

Использование для записи уравнений установившегося колебательного режима числовой систекоторую назовем бикомплексной, позволит почти вдвое сократить объем вычислений,

Бикомплексные числа представляются выражениями вида z=a+jb+ic+kd, где $a,\ b,\ c,\ d$ — действительные числа; $j,\ i,\ k$ — разные мнимые единицы.

Эти числа отличаются от аналогично записываемых кватернионов [Л. 8], используемых в векторной алгебре, таблицей умножения:

$$ii = -1; \quad jj = -1; \quad kk = 1;$$

 $ij = k; \quad ji = k; \quad ki = -j;$
 $ik = -j; \quad jk = -i; \quad kj = -i.$ (1)

Для бикомплексных величин справедливы свойства замкнутости, коммутативности, ассоциативности и дистрибутивности, поэтому сложение и умножение их производится так же, как и комплексных величин, но, конечно, с учетом таблицы умножения (1). Делятся они согласно формуле

$$z = \frac{z_1}{z_2} = \frac{a_1 + jb_1 + ic_1 + kd_1}{a_2 + jb_2 + ic_2 + kd_2} = \frac{z_1 z_2 (|z_2|^2 - k2a_3)}{|z_2|^4 - 4a_3}, \quad (2)$$

где

$$a_3 = a_2 d_2 - b_2 c_2$$
; $z_2 = a_2 - j b_2 - i c_2 + k d_2$

И

$$|z_2| = (a^2 + b^2 + c^2 + d^2)^{0.5}$$

— сопряженное число и модуль бикомплексного числа z_2 ; деление на числа, кратные $1\pm k$, невозможно.

Бикомплексные числа, для которых ad = bc, описывают символически функции вида $U_m \times \sin (\Omega t + \alpha) \sin (\omega_c t + \beta)$, если заданы частоты Ω и ω_c . Переход от бикомплексной формы записи к временным функциям осуществляется с помощью формул связи

$$a = U_m \cos \alpha \cdot \cos \beta; \quad b = U_m \cos \alpha \sin \beta;$$

$$c = U_m \sin \alpha \cos \beta; \quad d = \frac{bc}{a} = U_m \sin \alpha \cdot \sin \beta.$$
(3)

Бикомплексные числа общего вида, для которых $ad \neq bc$, всегда можно представить в виде

$$z=z_1+z_2=(a_1+jb_1+ic_1+kd_1)+$$

+ $(a_2+jb_2+ic_2+kd_2),$

причем

$$a_1d_1 = b_1c_1; \quad a_2d_2 = b_2c_2; \quad a_1 + a_2 = a, b_1 + b_2 = b; \quad c_1 + c_2 = c; \quad d_1 + d_2 = d.$$
 (4)

Таким образом, такие числа символически представляют функцию

$$u=U_{m_1}\sin(\Omega t+\alpha_1)\sin(\omega_c t+\beta_1)+$$

+ $U_{m_2}\sin(\Omega t+\alpha_2)\sin(\omega_c t+\beta_2),$

где U_{m1} , α_1 , β_1 связаны с a_1 , b_1 , c_1 , d_1 , а U_{m2} , α_2 , β_2 — с a_2 , b_2 , c_2 , d_2 формулами (3).

Система чисел, подобная описанной, используется в [Л. 9].

Однако в этой работе не указываются особенности деления бикомплексов (2) и обратного перехода от символической записи к временным функциям (4) при $ad \neq bc$. Между тем этот случай на практике встречается всегда, когда рассчитываются токи в цепях с реактивными сопротивлениями, включенных на рассматриваемые напряжения.

При бикомплексном методе расчета используется символическая запись законов Ома и Кирхгофа, по форме точно совпадающая с комплексным представлением их. Отличие заключается лишь в том, что бикомплексная частота равна $i\Omega+j\omega_c$. Например, в цепи из последовательно соединенных активного сопротивления R, индуктивности L и емкости C бикомплекс тока

$$\ddot{I} = \ddot{U}/\ddot{z} = \ddot{U} \left[R + (i\Omega + j\omega_c)L + \frac{1}{(i\Omega + j\omega_c)C}\right]^{-1}$$
,

где \ddot{U} — бикомплекс напряжения питания; R, $(i\Omega + j\omega_c)L$, $1/(i\Omega + j\omega_c)C$, \ddot{z} — активное, индуктивное, емкостное и полное бикомплексные сопротивления цепи (здесь и далее бикомплексные величины обозначаются двумя точками сверху).

Обобщенный электродвигатель вращательного и прямолинейного колебательного движения можно описать следующей системой дифференциальных уравнений, записанной в координатной системе α , β , жестко связанной с осями обмоток первичного элемента s

$$\begin{split} u_{\alpha s} &= i_{\alpha s} r_{\alpha s} + L_{\alpha s} \frac{di_{\alpha s}}{dt} + M_{\alpha} \frac{di_{\alpha r}}{dt}; \\ u_{\beta s} &= i_{\beta s} r_{\beta s} + L_{\beta s} \frac{di_{\beta s}}{dt} + M_{\beta} \frac{di_{\beta r}}{dt}; \\ u_{\alpha r} &= i_{\alpha r} r_{r} + L_{r} \frac{di_{\alpha r}}{dt} + M_{\alpha} \frac{di_{\alpha s}}{dt} - \xi (M_{\beta} i_{\beta s} + L_{r} i_{\beta r}); \\ u_{\beta r} &= i_{\beta r} r_{r} + L_{r} \frac{di_{\beta r}}{dt} + M_{\beta} \frac{di_{\beta s}}{dt} + \xi (M_{\alpha} i_{\alpha s} + L_{r} i_{\alpha r}); \\ q_{\text{3M}} &= k_{q} (M_{\beta} i_{\beta s} i_{\alpha r} - M_{\alpha} i_{\alpha s} i_{\beta r}) = q_{\text{H}} \left(q_{\text{0}} \int \xi dt, \xi, \frac{d\xi}{dt} \right), \end{split}$$

где $i_{\alpha s}$, $i_{\beta s}$, $i_{\alpha r}$, $i_{\beta r}$, $r_{\alpha s}$, $r_{\beta s}$, r_r ; $L_{\alpha s}$, $L_{3 s}$, L_r —токи, активные сопротивления и полные индуктивности фазных обмоток (вторичный элемент симметричный); M_{α} , M_{β} —взаимная индуктивность между обмотками первичного и вторичного элементов по осям α и β ; ξ —скорость изменения обобщенной координаты подвижного элемента; $q_{3 m}$, $q_{1 m}$ —обобщенная электромагнитная сила и нагрузка; k_{q} —обобщенный силовой коэффициент.

Для угловых колебаний $\xi = \omega = \frac{d\varphi}{dt}$, $k_q = 1$, а для прямолинейных $\xi = V\pi/\tau = \frac{dx}{dt}\pi/\tau$, $k_q = \pi^2/\tau^2$, где φ и x — угловая и линейная координаты подвижного элемента двигателя.

Тогда для установившегося колебательного режима работы обобщенного электродвигателя четыре уравнения системы в бикомплексном виде запишутся для каждой n-й бигармонической составля-

ющей в выражениях для фазных напряжений

$$\ddot{U}_{\alpha sn} = \ddot{z}_{\alpha sn} \ddot{I}_{\alpha sn} + (in\Omega + j\omega_{c}) M_{\alpha} \ddot{I}_{\alpha rn};$$

$$\ddot{U}_{\beta sn} = \ddot{z}_{\beta sn} \ddot{I}_{\beta sn} + (in\Omega + j\omega_{c}) M_{\beta} \ddot{I}_{\beta rn};$$

$$\ddot{U}_{\alpha rn} = \ddot{z}_{rn} \ddot{I}_{\alpha rn} + (in\Omega + j\omega_{c}) M_{\alpha} \ddot{I}_{\alpha sn} - \\
- \xi (M_{\beta} \ddot{I}_{\beta sn} + L_{r} \ddot{I}_{\beta rn});$$

$$\ddot{U}_{\beta rn} = \ddot{z}_{rn} \ddot{I}_{\beta rn} + (in\Omega + j\omega_{c}) M_{\beta} \ddot{I}_{\beta sn} + \\
+ \xi (M_{\alpha} \ddot{I}_{\alpha sn} + L_{r} \ddot{I}_{\alpha rn}),$$
(5)

где $\ddot{U}_{\alpha sn}$, $\ddot{U}_{\beta sn}$, $\ddot{U}_{\alpha rn}$, $\ddot{U}_{\beta rn}$; $\ddot{I}_{\alpha sn}$, $\ddot{I}_{\beta sn}$, $\ddot{I}_{\alpha rn}$, $\ddot{I}_{\beta rn}$ — бикомплексы n-й бигармонической составляющей фазных напряжений и токов; $\ddot{z}_{\alpha sn} = r_{\alpha s} + (in\Omega + j\omega_{\rm c})\,L_{\alpha s}$, $\ddot{z}_{\beta sn} = r_{\beta s} + (in\Omega + j\omega_{\rm c})\,L_{\beta s}$, $\ddot{z}_r = r_r + (in\Omega + j\omega_{\rm c})\,L_r$ — бикомплексные сопротивления для n-й составляющей.

При записи системы (5) предполагалось, что ξ — постоянная величина. Такое допущение позволяет решить систему (5) аналитически. Оно равносильно обычно принимаемому при исследовании электромагнитных переходных процессов в электродвигателях вращательного движения допущению постоянства скорости по сравнению с частотой питающей сети [Л. 6]. Результаты исследований, изложенные в [Л. 3], позволяют утверждать, что при $0 \le \Omega \le 0.1\omega_{\text{с}}$ предположение ξ —сопят не дает погрешности в определении характеристик колебательного режима более 10%.

Решения системы (5) относительно токов будут

$$\ddot{I}_{\alpha sn} = \ddot{G}_{\alpha sn}^{\alpha sn} \dot{U}_{\alpha sn} + \ddot{G}_{\alpha sn}^{\beta sn} \dot{U}_{\beta sn} + \ddot{G}_{\alpha sn}^{\alpha rn} \dot{U}_{\alpha rn} + \ddot{G}_{\alpha sn}^{\beta rn} \dot{U}_{\beta rn};$$

$$\ddot{I}_{\beta sn} = \ddot{G}_{\beta sn}^{\alpha sn} \dot{U}_{\alpha sn} + \ddot{G}_{\beta sn}^{\beta sn} \ddot{U}_{\beta sn} + \ddot{G}_{\beta sn}^{\alpha rn} \dot{U}_{\alpha rn} + \ddot{G}_{\beta sn}^{\beta rn} \ddot{U}_{\beta rn};$$

$$\ddot{I}_{\alpha rn} = \ddot{G}_{\alpha rn}^{\alpha sn} \dot{U}_{\alpha sn} + \ddot{G}_{\alpha rn}^{\beta sn} \dot{U}_{\beta sn} + \ddot{G}_{\alpha rn}^{\alpha rn} \dot{U}_{\alpha rn} + \ddot{G}_{\alpha rn}^{\beta rn} \dot{U}_{\beta rn};$$

$$\ddot{I}_{\beta rn} = \ddot{G}_{\beta rn}^{\alpha sn} \dot{U}_{\alpha sn} + \ddot{G}_{\beta rn}^{\beta sn} \ddot{U}_{\beta sn} + \ddot{G}_{\beta rn}^{\alpha rn} \dot{U}_{\alpha rn} + \ddot{G}_{\beta rn}^{\beta rn} \ddot{U}_{\beta rn};$$

$$\ddot{I}_{\beta rn} = \ddot{G}_{\beta rn}^{\alpha sn} \dot{U}_{\alpha sn} + \ddot{G}_{\beta rn}^{\beta sn} \ddot{U}_{\beta sn} + \ddot{G}_{\beta rn}^{\alpha rn} \dot{U}_{\alpha rn} + \ddot{G}_{\beta rn}^{\beta rn} \ddot{U}_{\beta rn};$$

$$\ddot{I}_{\beta rn} = \ddot{G}_{\beta rn}^{\alpha sn} \ddot{U}_{\alpha sn} + \ddot{G}_{\beta rn}^{\beta sn} \ddot{U}_{\beta sn} + \ddot{G}_{\beta rn}^{\alpha rn} \ddot{U}_{\alpha rn} + \ddot{G}_{\beta rn}^{\beta rn} \ddot{U}_{\beta rn};$$

$$\ddot{I}_{\beta rn} = \ddot{G}_{\beta rn}^{\alpha sn} \ddot{U}_{\alpha sn} + \ddot{G}_{\beta rn}^{\beta sn} \ddot{U}_{\beta sn} + \ddot{G}_{\beta rn}^{\alpha rn} \ddot{U}_{\alpha rn} + \ddot{G}_{\beta rn}^{\beta rn} \ddot{U}_{\beta rn};$$

$$\ddot{I}_{\beta rn} = \ddot{G}_{\beta rn}^{\alpha sn} \ddot{U}_{\alpha sn} + \ddot{G}_{\beta rn}^{\beta sn} \ddot{U}_{\beta sn} + \ddot{G}_{\alpha rn}^{\alpha rn} \ddot{U}_{\alpha rn} + \ddot{G}_{\beta rn}^{\beta rn} \ddot{U}_{\beta rn};$$

$$\ddot{I}_{\beta rn} = \ddot{G}_{\beta rn}^{\alpha sn} \ddot{U}_{\alpha sn} + \ddot{G}_{\beta rn}^{\beta sn} \ddot{U}_{\beta sn} + \ddot{G}_{\alpha rn}^{\alpha rn} \ddot{U}_{\alpha rn} + \ddot{G}_{\beta rn}^{\beta rn} \ddot{U}_{\beta rn};$$

$$\ddot{I}_{\beta rn} = \ddot{G}_{\beta rn}^{\alpha sn} \ddot{U}_{\alpha sn} + \ddot{G}_{\beta rn}^{\beta sn} \ddot{U}_{\beta sn} + \ddot{G}_{\alpha rn}^{\alpha rn} \ddot{U}_{\alpha rn} + \ddot{G}_{\beta rn}^{\beta rn} \ddot{U}_{\beta rn};$$

$$\ddot{I}_{\beta rn} = \ddot{G}_{\beta rn}^{\alpha sn} \ddot{U}_{\alpha sn} + \ddot{G}_{\beta rn}^{\beta rn} \ddot{U}_{\alpha rn} + \ddot{G}_{\beta rn}^{\alpha rn} \ddot{U}_{\alpha rn} + \ddot{G}_{\beta rn}^{\beta rn} \ddot{U}_{\beta rn};$$

$$\ddot{I}_{\beta rn} = \ddot{G}_{\beta rn}^{\alpha sn} \ddot{U}_{\alpha sn} + \ddot{G}_{\beta rn}^{\beta rn} \ddot{U}_{\alpha rn} + \ddot{G}_{\beta rn}^{\alpha rn} \ddot{U}_{\alpha rn} + \ddot{G}_{\beta rn}^{\beta rn} \ddot{U}_{\alpha rn} + \ddot{G}_{\alpha rn}^{\beta r$$

$$\begin{split} \ddot{G}_{asn}^{asn} &= \left[(1 + \ddot{D}_{arn} \ddot{D}_{\beta rn} - \ddot{F}_{arn} \ddot{C}_{\beta sn}) \, \ddot{A}_{\alpha sn} + \right. \\ &+ \left. (\ddot{E}_{asn} \ddot{C}_{\beta sn} - \ddot{C}_{asn} \, \ddot{D}_{\beta rn}) \, \ddot{B}_{\alpha sn} \right] \, \ddot{\Delta}; \\ \ddot{\Delta} &= (1 + \ddot{D}_{\alpha rn} \ddot{D}_{\beta rn} + \ddot{E}_{\alpha sn} \, \ddot{E}_{\beta sn} - \\ &- \ddot{F}_{\alpha rn} \ddot{C}_{\beta sn} - \ddot{F}_{\beta rn} \ddot{C}_{\alpha sn})^{-1}; \\ \ddot{G}_{\alpha sn}^{3sn} &= (-\ddot{E}_{\alpha sn} \ddot{A}_{\beta sn} + \ddot{C}_{\alpha sn} \ddot{B}_{\beta sn}) \, \ddot{\Delta}; \\ \ddot{G}_{\alpha sn}^{arn} &= \left[(\ddot{C}_{\alpha sn} \ddot{D}_{\beta rn} - \ddot{E}_{\alpha sn} \ddot{C}_{\beta sn}) \, \ddot{A}_{\alpha rn} - \right. \\ &- (1 + \ddot{D}_{\alpha rn} \ddot{D}_{\beta rn} - \ddot{F}_{\alpha rn} \ddot{C}_{\beta sn}) \, \ddot{B}_{\alpha rn} \right] \, \ddot{\Delta}; \\ \ddot{G}_{\alpha sn}^{\beta rn} &= (-\ddot{C}_{\alpha sn} \ddot{A}_{\beta rn} - \ddot{E}_{\alpha sn} \ddot{B}_{\beta rn}) \, \ddot{\Delta}; \\ \ddot{G}_{\alpha sn}^{\alpha sn} &= (\ddot{E}_{\alpha sn} \ddot{A}_{\alpha sn} - \ddot{C}_{\beta sn} \ddot{B}_{\alpha sn}) \, \ddot{\Delta}; \end{split}$$

$$\begin{split} \ddot{G}_{\beta sn}^{\beta sn} &= \left[(1 + \ddot{D}_{\alpha rn} \ddot{D}_{\beta rn} - \ddot{F}_{\beta rn} \ddot{C}_{\alpha sn}) \ddot{A}_{\beta sn} + \right. \\ &+ (\ddot{E}_{\beta sn} \ddot{C}_{\alpha sn} - \ddot{C}_{\beta sn} \ddot{D}_{\alpha rn}) \ddot{B}_{\beta sn} \right] \ddot{\Delta}; \\ \ddot{G}_{\beta sn}^{\alpha rn} &= (\ddot{C}_{\beta sn} \ddot{A}_{\alpha rn} - \ddot{E}_{\beta sn} \ddot{B}_{\alpha rn}) \ddot{\Delta}; \\ \ddot{G}_{\beta sn}^{\beta rn} &= \left[(\ddot{C}_{\beta sn} \ddot{D}_{\alpha rn} - \ddot{E}_{\beta sn} \ddot{C}_{\alpha sn}) \ddot{A}_{\beta rn} - \right. \\ &- (1 + \ddot{D}_{\alpha rn} \ddot{D}_{\beta rn} - \ddot{F}_{\beta rn} \ddot{C}_{\alpha sn}) \ddot{B}_{\beta rn} \right] \ddot{\Delta}; \\ \ddot{G}_{\alpha rn}^{\alpha sn} &= \left[(\ddot{F}_{\alpha rn} \ddot{E}_{\beta sn} - \ddot{D}_{\alpha rn} \ddot{F}_{\beta rn}) \ddot{A}_{\alpha sn} - \right. \\ &- (1 - \ddot{C}_{\alpha sn} \ddot{F}_{\beta rn} + \ddot{E}_{\alpha sn} \ddot{E}_{\beta sn}) \ddot{A}_{\alpha sn} - \right. \\ &- (1 - \ddot{C}_{\alpha sn} \ddot{F}_{\beta rn} + \ddot{E}_{\alpha sn} \ddot{E}_{\beta sn}) \ddot{A}_{\alpha sn} - \\ &+ (\ddot{F}_{\alpha rn} \ddot{A}_{\beta sn} - \ddot{D}_{\alpha rn} \ddot{F}_{\beta rn}) \ddot{B}_{\alpha sn} \right] \ddot{\Delta}; \\ \ddot{G}_{\alpha rn}^{\alpha rn} &= \left[(1 - \ddot{C}_{\alpha sn} \ddot{F}_{\beta rn} + \ddot{E}_{\alpha sn} \ddot{E}_{\beta sn}) \ddot{A}_{\alpha rn} + \right. \\ &+ (\ddot{F}_{\alpha rn} \ddot{E}_{\beta sn} - \ddot{D}_{\alpha rn} \ddot{F}_{\beta rn}) \ddot{B}_{\alpha rn} \right] \ddot{\Delta}; \\ \ddot{G}_{\beta rn}^{\alpha sn} &= (\ddot{F}_{\beta rn} \ddot{A}_{\alpha sn} + \ddot{D}_{\beta rn} \ddot{B}_{\alpha sn}) \ddot{\Delta}; \\ \ddot{G}_{\beta rn}^{\beta sn} &= \left[(\ddot{F}_{\beta rn} \ddot{E}_{\alpha sn} - \ddot{D}_{\beta rn} \ddot{F}_{\alpha rn}) \ddot{A}_{\beta sn} - \right. \\ &- (1 - \ddot{C}_{\beta sn} \ddot{F}_{\alpha rn} + \ddot{E}_{\beta sn} \ddot{E}_{\alpha sn}) \ddot{B}_{\beta sn} \right] \ddot{\Delta}; \\ \ddot{G}_{\beta rn}^{\alpha rn} &= \left[(1 - \ddot{C}_{\beta sn} \ddot{F}_{\alpha rn} + \ddot{F}_{\beta rn} \ddot{B}_{\alpha rn}) \ddot{\Delta}; \right] \\ \ddot{G}_{\beta rn}^{\alpha rn} &= \left[(1 - \ddot{C}_{\beta sn} \ddot{F}_{\alpha rn} + \ddot{F}_{\beta sn} \ddot{E}_{\alpha sn}) \ddot{A}_{\beta rn} + \right. \\ &+ (\ddot{F}_{\beta rn} \ddot{E}_{\alpha sn} - \ddot{D}_{\beta rn} \ddot{F}_{\alpha rn}) \ddot{B}_{\beta rn} \right] \ddot{\Delta}; \\ \\ \ddot{G}_{\beta rn}^{\alpha rn} &= \left[(1 - \ddot{C}_{\beta sn} \ddot{F}_{\alpha rn} + \ddot{F}_{\beta sn} \ddot{E}_{\alpha sn}) \ddot{A}_{\beta rn} + \right. \\ &+ (\ddot{F}_{\beta rn} \ddot{E}_{\alpha sn} - \ddot{D}_{\beta rn} \ddot{F}_{\alpha rn}) \ddot{B}_{\beta rn} \right] \ddot{\Delta}; \\ \\ \ddot{G}_{\beta rn}^{\alpha rn} &= \left[(1 - \ddot{C}_{\beta sn} \ddot{F}_{\alpha rn} + \ddot{F}_{\beta sn} \ddot{B}_{\alpha sn}) \ddot{A}_{\beta rn} + \right. \\ \\ &+ \left. (\ddot{F}_{\beta rn} \ddot{F}_{\alpha rn} - \ddot{F}_{\beta rn} \ddot{F}_{\alpha rn}) \ddot{B}_{\beta rn} \right] \ddot{\Delta}; \\ \\ \ddot{G}_{\beta rn}^{\alpha rn} &= \left[(1 - \ddot{C}_{\beta sn} \ddot{F}_{\alpha rn} + \ddot{F}_{\beta sn} \ddot{F}_{\alpha rn}) \ddot{B}_{\beta rn} \right] \ddot{\Delta}; \\ \ddot{G}_{\beta rn}^{\alpha rn} &= \left[(1 - \ddot{C}_{\beta sn} \ddot{F}_{\alpha rn} + \ddot{F}_{\beta rn} \ddot{F}_{\alpha rn} \right] \ddot{A}_{\beta rn} \ddot{A$$

причем параметрами электродвигателя определяются:

$$\begin{split} \ddot{A}_{asn} &= \ddot{z}_{rn} \ddot{\Delta}_{\alpha n}, \ \ddot{\Delta}_{\alpha n} = \{\ddot{z}_{\alpha sn} \ddot{z}_{rn} - [(in\Omega + j\omega_{c}) M_{\alpha}]^{2}\}^{-1}; \\ \ddot{A}_{\beta sn} &= \ddot{z}_{rn} \ddot{\Delta}_{\beta n}, \ \ddot{\Delta}_{\beta n} = \{\ddot{z}_{\beta sn} \ddot{z}_{rn} - [(in\Omega + j\omega_{c}) M_{\beta}]^{2}\}^{-1}; \\ \ddot{A}_{\alpha rn} &= \ddot{z}_{\alpha sn} \ddot{\Delta}_{\alpha n}, \ \ddot{A}_{\beta rn} = \ddot{z}_{\beta sn} \ddot{\Delta}_{\beta n}, \ \ddot{B}_{\alpha sn} = \ddot{B}_{\alpha rn} = \\ &= (in\Omega + j\omega_{c}) M_{\alpha} \ddot{\Delta}_{\alpha n}, \ \ddot{B}_{\beta sn} = \ddot{B}_{\beta rn} = (in\Omega + j\omega_{c}) M_{\beta} \ddot{\Delta}_{\beta n}; \\ \ddot{C}_{\alpha sn} &= \xi (in\Omega + j\omega_{c}) M_{\alpha} L_{r} \ddot{\Delta}_{\alpha n}, \ \ddot{C}_{\beta sn} = \xi (in\Omega + j\omega_{c}) M_{\beta} L_{r} \ddot{\Delta}_{\beta n}; \\ \ddot{D}_{\alpha rn} &= \xi \ddot{z}_{\alpha sn} L_{r} \ddot{\Delta}_{\alpha n}, \ \ddot{D}_{\beta rn} = \xi \ddot{z}_{\beta sn} L_{r} \ddot{\Delta}_{\beta n}; \\ \ddot{E}_{\alpha sn} &= \xi (in\Omega + j\omega_{c}) M_{\alpha} M_{\beta} \ddot{\Delta}_{\alpha n}, \ \ddot{E}_{\beta sn} = \xi (in\Omega + j\omega_{c}) M_{\alpha} M_{\beta} \ddot{\Delta}_{\beta n}; \\ \ddot{F}_{\alpha rn} &= \xi \ddot{z}_{\alpha sn} M_{\beta} \ddot{\Delta}_{\alpha n}, \ \ddot{F}_{\beta rn} = \xi \ddot{z}_{\beta sn} M_{\alpha} \ddot{\Delta}_{\beta n}. \end{split}$$

Полученные выражения (6)—(8) позволяют определить соотношение для обобщенной электромагнитной силы в виде

$$q_{sM} = M_{\beta} \sum_{n=0}^{\infty} i_{\beta sn} \sum_{n=0}^{\infty} i_{\alpha rn} - M_{\alpha} \sum_{n=0}^{\infty} i_{\alpha sn} \sum_{n=0}^{\infty} i_{\beta rn}, \quad (9)$$

где $i_{\beta sn}$, $i_{\alpha rn}$, $i_{\alpha sn}$, $i_{\beta rn}!$ — n-е бигармонические составляющие фазных токов, определяемые по биком-

плексным выражениям (6) в соответствии с уравнениями связи (3) и (4).

После определения $q_{\text{эм}}$ ищется вынужденная составляющая решения уравнения движения, которая является законом установившегося движения подвижного элемента электродвигателя. Поскольку $q_{\rm 2M}$ является сложной периодической функцией, нелинейно зависящей от ξ согласно (7)—(9), то точное нахождение закона движения часто возможно лишь с помощью вычислительных машин. Иногда достаточным для инженерной практики оказывается линейное приближение зависимости $q_{\text{эм}}(\xi) \approx$ $pprox q_{\scriptscriptstyle 9M0} + k_{\scriptscriptstyle 1} \xi$, тогда целесообразно использовать для решения уравнения движения обычный комплексный метод (для каждой гармонической составляющей $q_{\text{эм}}$). В этом случае характеристики электродвигателя колебательного движения следует изображать в комплексной плоскости механического сопротивления в виде линий уровня показателей работы двигателя [Л. 10], поскольку они определяются комплексной величиной полного механического сопротивления.

Для иллюстрации разработанного метода определим с его помощью характеристики колебательного режима работы симметричного асинхронного двухфазного двухполюсного электродвигателя с полым ротором, возбуждаемого способом разночастотного питания его фазных обмоток статора [Л. 1—3]. В этом способе

$$u_{\alpha s} = U_{m_1} \sin(0 t + \pi/2) \sin(\omega_c t + \beta); \quad u_{\alpha r} = u_{\beta r} = 0;$$

$$u_{\beta s} = U_{m_2} \left[\sin(\Omega t + \alpha) \sin(\omega_c t + \beta + \pi/2) + \sin(\Omega t + \alpha + \pi/2) \sin(\omega_c t + \beta) \right]$$

и соответствующие бикомплексные выражения напряжений с обобщенными частотами $i0+j\omega_c$ и $i\Omega+j\omega_c$:

$$U_{\alpha s0} = i (U_{m_1} \cos \beta) + k (U_{m_1} \sin \beta); \quad U_{\beta s1} = [-U_{m_2} \sin (\alpha + \beta)] + i [U_{m_2} \cos (\alpha + \beta)] + i [U_{m_2} \cos (\alpha + \beta)] + k [U_{m_2} \sin (\alpha + \beta)].$$

Для симметричных двухфазных двухполюсных АД с полым ротором согласно [Л. 6 и 11]

$$r_{\alpha s} = r_{\beta s} = r_{s}; \ r_{\alpha r} = r_{\beta r} = r_{r}; \ x_{\alpha s} = x_{\beta s} = x_{s}; \ x_{r} \approx 0;$$

$$L_{\alpha s} = L_{\beta s} = (x_{s} + x_{m}) \omega_{cN}^{-1},$$

$$L_{r} = M_{\alpha} = M_{\beta} = x_{m} \omega_{cN}^{-1},$$
(10)

где x_s , x_m — индуктивные сопротивления схемы замещения двигателя при номинальной круговой частоте питания ω_{cN} . Из анализа (6) — (8) видно, что при этом токи будут определяться только величинами

$$\ddot{G}_{\alpha sn}^{\alpha sn} = \ddot{G}_{\beta sn}^{\beta sn}; \ \ddot{G}_{\alpha sn}^{\beta sn} = - \ddot{G}_{\beta sn}^{\alpha sn}; \\ \ddot{G}_{\alpha rn}^{\alpha sn} = \ddot{G}_{\beta rn}^{\beta sn}; \ \ddot{G}_{\alpha rn}^{\beta sn} = - \ddot{G}_{\beta rn}^{\alpha sn}.$$

Подстановкой (10) последовательно в (8) и (7) можно получить для рассматриваемого случая

$$\ddot{G}_{\alpha sn}^{\alpha sn} = [\ddot{A}_n + (\ddot{B}_n \ddot{C}_n - \ddot{A}_n \ddot{D}_n) \ (\ddot{C}_n - \ddot{D}_n)] \ \ddot{\Delta}_n;$$

$$\ddot{G}_{\alpha sn}^{\beta sn} = [-\ddot{C}_n (\ddot{A}_n - \ddot{B}_n)] \ \ddot{\Delta}_n;$$

$$\ddot{G}_{\alpha rn}^{\alpha sn} = [-\ddot{B}_n - (\ddot{B}_n \ddot{C}_n - \ddot{A}_n \ddot{D}_n) (\ddot{C}_n - \ddot{D}_n) \ \ddot{\Delta}_n;$$

$$\ddot{G}_{\alpha rn}^{\beta sn} = [\ddot{D}_n (\ddot{A}_n - \ddot{B}_n)] \ \dot{\Delta}_n;$$

$$\ddot{\Delta}_n = [1 + (\ddot{C}_n - \ddot{D}_n)^2]^{-1},$$

где

$$\ddot{A}_{n} = [r_{r} + (in\Omega_{0} + j\omega_{0}) x_{m}] \ddot{g}_{n}; \quad \ddot{g}_{n} = \{[r_{s} + (in\Omega_{0} + j\omega_{0}) x_{m}] + (in\Omega_{0} + j\omega_{0}) x_{m}r_{r}\}^{-1}; \\ \ddot{B}_{n} = (in\Omega_{0} + j\omega_{0}) x_{m}\ddot{g}_{n}; \\ \ddot{C}_{n} = v (in\Omega_{0} + j\omega_{0}) x_{m}^{2}\ddot{g}_{n}; \\ \ddot{D}_{n} = v [r_{s} + (in\Omega_{0} + j\omega_{0}) (x_{s} + x_{m})] x_{m}\ddot{g}_{n}.$$

Здесь $v=\omega/\omega_{cN}$ — относительная угловая скорость ротора; $\Omega_0=\Omega/\omega_{cN}$; $\omega_0=\omega_c/\omega_{cN}$ — относительные круговые частоты модуляции и сети; n=0 и n=1.

Тогда, например, бикомплексные составляющие статорного тока фазы α с обобщенными частотами $i0+j\omega_c$ и $i\Omega+j$ можно записать:

$$\ddot{I}_{\alpha s0} = (iU_{m_1}\cos\beta + kU_{m_1}\sin\beta) \left[\ddot{A}_0 + (\ddot{B}_0\ddot{C}_0 - \ddot{A}_0\ddot{D}_0) (\ddot{C}_0 - \ddot{D}_0) \right] \left[1 + (\ddot{C}_0 - \ddot{D}_0)^2 \right]^{-1};$$

$$\ddot{I}_{\alpha s1} = \left[U_{m_2}\sin(\alpha + \beta) - jU_{m_2}\cos(\alpha + \beta) - iU_{m_2}\cos(\alpha + \beta) - kU_{m_2}\sin(\alpha + \beta) \right] \left[\ddot{C}_1(\ddot{A}_1 - \ddot{B}_1) \right] \left[1 + (\ddot{C}_1 - \ddot{D}_1)^2 \right]^{-1}.$$
(11)

Воспользовавшись формулами связи (3) и (4), можно от символической записи (11) перейти к временной зависимости

$$i_{\alpha s} = I_{\alpha s m 0} \sin(\omega_{c} t + \beta_{\alpha s 0}) + I'_{\alpha s m 1} \sin(\Omega t + \alpha'_{\alpha s 1}) \sin(\omega_{c} t + \beta'_{\alpha s 1}) + I''_{\alpha s m 1} \sin(\Omega t + \alpha''_{\alpha s 1}) \sin(\omega_{c} t + \beta''_{\alpha s 1}).$$

Аналогичным образом определяются и остальные фазные токи $i_{\alpha r},\ i_{\beta s},\ i_{\beta r}.$

Линейное по ν приближение электромагнитного колебательного момента, отнесенного к $M_{\text{э.к0}}$

$$m = x_m \omega_{cN}^{-1} M_{9.K0}^{-1} (i_{\beta s} i_{\alpha r} - i_{\alpha s} i_{\beta r}) \approx$$

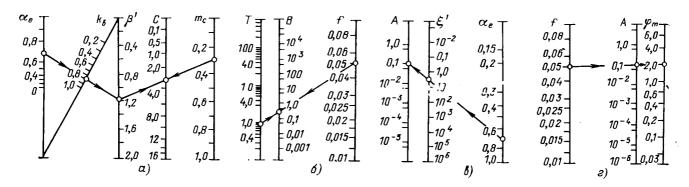
$$\approx \alpha_e \sin(\Omega t + \alpha) - 0.5 k_n v (1 + \alpha_e^2),$$

где $a_e = U_{m_1}/U_{m_2}$ — коэффициент сигнала;

$$k_{\rm B} = \frac{r_{\rm r}^2 \left[r_{\rm s}^2 + (x_m + x_{\rm s})^2\right] - x_{\rm m}^2 \left(r_{\rm s}^2 + x_{\rm s}^2\right)}{r_{\rm r}^2 \left[r_{\rm s}^2 + (x_m + x_{\rm s})^2\right] + x_{\rm m}^2 \left[r_{\rm s}^2 + x_{\rm s}^2\right] + 2x_{\rm m}^2 r_{\rm s} r_{\rm s}} + 2x_{\rm m}^2 r_{\rm s} r_{\rm s}$$

— коэффициент, определяемый параметрами схемы замещения;

$$M_{9.K0} = \frac{1,45 \cdot 10^4 U_{m2} r_r x_{2m}^2}{\omega_{cN} \left\{ r^2 r_r \left[r^2 s + (x_m + x_s)^2 \right] + x_{2m}^2 \left(r^2 s + x_{2s}^2 \right) + 2x_{2m}^2 r_s r_r \right\}}$$



Номограммы (а-г) для определения основных параметров колебательного режима двухфазного асинхронного электродвигателя. (Стрелками показана схема пользования ими в примере вычисления последовательным переходом от одних номограмм к другим величинам φ_m для заданных значений $\alpha_e = 0.7$; $k_B = 0.8$; $m_c = 0.3$; T = 1.0 f = 0.05).

- электромагнитный пусковой момент при круговом поле [Л. 11].

При инерционной нагрузке с жидкостным трением на валу, когда $L_{\text{мех}} = J - \text{суммарный момент}$ инерции ротора двигателя и нагрузки; $R_{\text{mex}} = M_c$ коэффициент жидкостного трения (демпфирования); $C_{\text{мех}} = \infty$, $q_0 = q_{\text{тр}} = 0$, уравнение движения ротора примет вид

$$\frac{\partial v}{\partial t} + \left(\frac{1 + \alpha^2 e}{2\tau} k_{\rm B} + \frac{m_{\rm c}}{\tau}\right) v = \frac{\alpha_e}{\tau} \sin(\Omega t + \alpha), \quad (12)$$

где $\tau = J\omega_{cN}/M_{\rm e.k0}$ — электромеханическая постоянная времени двигателя и нагрузки; $m_c = M_c/M_{a.к0}$ относительный коэффициент жидкостного трения.

Для установившегося колебательного режима решение уравнения (12) дает следующие комплексные значения угла, скорости и электромагнитного момента:

$$\varphi = \alpha_{e} e^{j\alpha} \omega_{cN} \Omega^{-1} z_{MeX}^{-2} (-x_{MeX} - jr_{MeX});$$

$$v = \alpha_{e} z_{MeX}^{-2} e^{j\alpha} (r_{MeX} - jx_{MeX});$$

$$m = 0.5 \alpha_{e} (1 + \alpha_{e}^{2}) k_{B}^{-1} z_{MeX}^{-2} \{ [2k_{B} z_{MeX}^{2} \times (1 + \alpha_{e}^{2})^{-1} - r_{MeX}] + jx_{MeX} \} e^{j\alpha},$$
(13)

где $r_{\text{мех}} = m_c + 0.5(1 + \alpha^2_e)k_B$; $x_{\text{мех}} = \Omega \tau$; $z_{\text{мех}} = (r^2_{\text{мех}} + c^2_{\text{мех}})k_B$ $+x^{2}_{\text{мех}})^{0,5}$ — активная и реактивная составляющие и полное относительное механическое сопротивле-

Выражения (13) представляют собой рабочие характеристики рассматриваемого колебательного асинхронного электродвигателя. Они могут быть нзображены в комплексной плоскости относительного механического сопротивления в виде линий уровня соответствующих показателей работы подобно тому, как это сделано в [Л. 10]. Для инженерной практики удобно представлять их также и в виде номограммы.

На рисунке показаны номограммы, построенные по выражению для амплитуды угла колебаний ротора.

$$\varphi_m = \text{mod } \varphi = 2\alpha_e \omega_{cN} \Omega^{-1} \{ [(1 + \alpha^2_e) k_B + 2m_c]^2 + 4\Omega^2 \tau^2 \}^{-0.5}.$$

На номограммах обозначены $f=\Omega/2\pi\omega_{cN}$; T=—τω_{сN} — относительные частота колебаний ротора и электромеханическая постоянная времени ротора и нагрузки; $A = \pi^2 \hat{f}^2 \phi^2_m$, $B = 16\pi^2 \hat{f}^2 T^2$, $C = (\beta' + 2m_c)^2$, $\beta' = (1 + \alpha^2_e)k_B$, $\xi' = \alpha^2_e A^{-1}$ — вспомогательные переменные (шкалы); следует иметь в виду, что в номограммах $\xi' = C + B$.

Опыт пользования номограммами убедительно доказывает их пригодность для приближенного решения как прямой задачи определения параметров двигателя и его питания по заданной нагрузке и параметрам колебаний вала, так и обратной задачи нахождения параметров колебаний (ϕ_m в примере на рисунке) ротора известного АД при определенном режиме питания.

Итак, при расчете рабочих характеристик электродвигателей колебательного движения первоначально определяются составляющие фазных токов в бикомплексном виде по уравнениям (6) - (8), а затем по ним с помощью формул перехода (3) и (4) записывается временная зависимость для фазных токов и электромагнитного усилия. Составляется уравнение колебательного движения подвижной части электродвигателя. Решение этого уравнения позволяет найти рабочие характеристики колебательного электродвигателя либо в комплексном, либо в номографическом виде.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Луковников В. И. Разработка и исследование электромеханических сканирующих устройств для некоторых типов оптических корреляторов. Автореф. дис. на сонск. учен. степени канд. техн. наук. М., 1971. В надзаг.: М-во высш. и сред. спец. образов. РСФСР, Ин-т инж. геодезии, аэрофотосъемки и картографии.

2. Грачев С. А. Исследование динамики специальных режимов работы асинхронных электродвигателей. Автореф. дис. на соиск. учен. степени канд. техн. наук. Томск, 1975. В надзаг.: М-во высш. и сред. спец. образования РСФСР, Томский политехн. ин-т.

3. А. С. № 353248 (СССР). Способ создания колебательных движений вала асинхронного электродвигателя/ Госьков П. И., Луковников В. И. Опубл. в В. И., 1973, № 29.

4. Евстигнеев Л. Ф. Маломощный асинхронный электро-двигатель, управляемый подмагичиванием током переменной частоты. Автореф. дис. на соиск. учен. степени канд. техн. наук. Горький, 1969. В надзаг.: М-во высш. и сред. спец. образования РСФСР, Горьковский политехн. ин≈т. 5. Петров И. И., Мейстель А. М. Специальные режимы

работы асинхронного электропривода. М.: Энергия, 1968.

- 6. Копылов И. П. Электромеханические преобразователи энергии. М.: Энергия, 1973.
- 7. Соколов М. М., Сорокин Л. К. Электропривод с линейными асинхронными двигателями. М.: Энергия, 1975.
- 8. Кантор И. Л., Солодовников А. С. Гиперкомплексные числа. М.: Наука, 1973.
 - 9. Смирнов К. А. Символический метод для расчета то-

ков, выраженных как произведение двух синусоидальных

чин. — Электричество, 1962, № 7, с. 10—13. 10. Кудараускас С. Ю. Исследование синхронного двигателя колебательного движения с постоянной индуктивностью обмотки. Автореф. дис. на соиск. учен. степени канд. техн. наук. Каунасский политехи. ин-т, 1963.

11. Чечет Ю. С. Электрические микромашины автоматических устройств. М.: Энергия, 1965.

[10.5.1976]



УДК 061.3:621.3

ЭЛЕКТРИЧЕСТВО № 4, 1978

Химические преобразователи

(по материалам ВЭЛК, Москва, июнь 1977 г.)

МУЧНИК Г. Ф., КАСИМОВ О. Г., КАРИЧЕВ З. Р., ТЕЙШЕВ Е. А.

В работе подсекции 5Б ВЭЛК («Химические преобразователи») приняли участие более 100 специалистов из 14 стран. На семи заседаниях секции заслушано 33 доклада (СССР — 15, США — 5, Φ РГ — 3, Φ ранция, ЧССР, ГДР — 2, Великобритания, Италия, НРБ и ПНР — 1). Из них 11 докладов посвящено традиционным химическим источникам тока, 7 — перспективным, 7 — $9X\Gamma$, 4 — молекулярным устройствам преобразования информации.

На подсекции обсуждались современное состояние, перспектива развития и применения химических источников тока (ХИТ), электрохимических генераторов (ЭХГ) и молекулярных систем преобразования информации. Наиболее важной и актуальной представляется проблема использования химических и электрохимических источников энергии в большой энергетике с учетом энергетического кризиса в западных странах и необходимости рационального использования энергоресурсов (аккумулирование энергии в период сильных «провалов» нагрузки, покрытия пиков и т. п.).

Рассматривалась также проблема «водородной» энергетики и возможность применения в этом ас-

пекте электрохимических генераторов.

Традиционные ХИТ. Выпуск ХИТ различных систем во всем мире исчисляется в миллиардах штук в год, поэтому весьма актуальной является проблема материалоемкости, которая усугубляется истощением сырьевых запасов. В связи с этим представляется целесообразным наряду с совершенствованием существующих ХИТ сосредоточить усилия специалистов на разработке ХИТ на основе новых электрохимических систем. В СССР получили широкое распространение щелочные аккумуляторы. Благодаря работе, проделанной советскими учеными и инженерами, созданы и выпускаются никельжелезные аккумуляторы емкостью OT 1000 А.ч. Применение металлокерамических электродов в никель-кадмиевых аккумуляторах позволило уменьшить их саморазряд при хранении, а также увеличить коэффициент использования активной массы при интенсивных разрядных токах. Советские аккумуляторные батареи 20КНБ-25 и 20КНБ-40 находятся на уровне лучших мировых образцов, а по некоторым важнейшим характеристикам превосходят их.

При введении модифицирующей добавки (щавелевой кислоты) в активную массу кадмиевого электрода резко повышаются мощностные и энергетические характеристики никель-кадмиевого аккумулятора и экономится 10—15% кадмия. Применение аналогичной модификации цинкового электрода позволяет увеличить его наработку до 2000 циклов.

Ввиду дефицитности кадмия и его токсичности изучена возможность использования в щелочных аккумуляторах кобальтовых электродов. Замена в никель-кадмиевых аккумуляторах кадмия на кобальт без каких-либо других изменений позволит увеличить удельную энергию аккумулятора до 48 Вт•ч/кг.

В течение последних лет продолжались работы по механизации и автоматизации производства ХИТ. В результате комплекса исследований и разработок, проведенных в СССР, созданы щелочные, марганцево-цинковые первичные источника тока массового потребления. Эти источники тока отличаются простотой конструкции, малым количеством деталей, что позволило комплексно автоматизировать процессы их производства.

В основу технологических процессов, выполняемых машинами автоматической линии, положены новые способы, суть которых заключается в том, что процессы изготовления электродов, диафрагмы и их сборка в корпусе источника тока осуществляется одновременно.

Способы изготовления и устройства для производства этих источников тока запатентованы в ряде стран мира.

В конструкциях современных ХИТ широко используются полимерные материалы. В связи с этим определенный практический интерес представляют исследования электродиффузионных, сорбционных структурно-механических свойств полимерных мембран, а также возможный механизм деструкции мембраны с электродными массами и их электрокристаллизации на поверхности и в объеме полимерных мембран.

Миниатюризация является одной из главных тенденций современной техники. Разработка конструкции с максимально полным полезным использованием объема (марганцево-цинковые, ртутноцинковые и серебряно-цинковые элементы), исследование и предотвращение процессов, приводящих к внутренним коротким замыканиям элементов при их хранении и разряде, усовершенствование узла герметизации элемента, позволили создать и внедрить в производство элементы, которые находятся на уровне, а по некоторым параметрам превосходят лучшие зарубежные образцы.

В СССР интенсивно ведутся исследования по разработке малогабаритных ХИТ с неводным и твердым электролитом, в частности на основе системы литий-тионилхлорид.

Значительное внимание уделяется совершенствованию свинцовых аккумуляторов, применяемых на автомобилях. За счет введения добавок в состав активной массы, оптимизации технологии изготовления и формирования аккумуляторов удалось существенно (до 10—30 мин) снизить время их заряда и увеличить до 4 лет время работы без обслуживания.

Продолжена разработка водоактивируемых источников тока со сроком службы от нескольких месяцев до нескольких лет, имеющих удельную энергию более 200 Вт·ч/кг и мощность от долей ватта до десятка ватт. Основным результатом проведенных исследований явилось создание пористого инертного катода оптимальной структуры с максимальной объемной плотностью тока до 10^{-4} A/cm².

Перспективные ХИТ. Среди перспективных химических источников тока наибольший интерес вызвали доклады о разработке и применении высокотемпературных аккумуляторов. Проведен термодинамический и физико-химический анализ систем с расплавленными электролитами, использующими литий, натрий, бериллий, алюминий и их сплавы в качестве активных материалов отрицательных электродов, а в качестве окислителей — фтор, хлор, кислород, серу и их соединения. Предложена новая электрохимическая система на основе бериллиевого сплава и фторида металла. По проектным данным на основе этой системы возможно создание аккумулятора с удельными характеристиками — 200 Вт·ч/кг и 130—150 Вт/кг. Были выполнены проектно-конструкторские и технологические проработки натрий-серного и литий-сульфидного аккумулятора. Полученные результаты показывают, что практическая реализация натрий-серного аккумулятора в основном зависит от успешного решения проблемы получения твердого электролита из бетаглинозема с необходимыми свойствами. Введение окиси бериллия позволило существенно упростить технологию изготовления электролита, улучшить его физико-химические свойства и увеличить стабильность. Применение специальных мер защиты обеспечивает необходимую безопасность при работе с окисью бериллия.

В США разрабатываются аккумуляторы на основе электрохимической системы «литий-алюминиевый сплав — сульфид железа» (Х. Симотакэ, США). Удельная энергия этих аккумуляторов 80—100 Вт·ч/кг. Средняя экспериментально достигнутая наработка аккумулятора—200 циклов (2500 ч). Однако некоторые элементы имели ресурс свыше 7000 ч и более 500 циклов без снижения емкости.

Основными областями применения перспективных химических источников тока являются электромобили и система аккумулирования избыточной энергии, вырабатываемой электростанциями в периоды неполной нагрузки.

В сообщениях специалистов США дан сравнительный анализ различных методов накопления избыточной электроэнергии и показана перспективность применения для этих целей высокотемпературных аккумуляторов, редокс-систем и цинк-хлорных батарей при времени разряда до 4,5 ч. В настоящее время в США разработана и осуществляется программа БЕСТ, которая определяет оптимальную систему, обеспечивая получение независимых экспериментальных данных в широком диапазоне рабочих условий, и оценивает работоспособность исследуемых систем при их работе параллельно с коммунальной сетью.

В 1979 г. планируется начать выпуск натрийсерных аккумуляторов для электромобиля в Великобритании. Применение этих аккумуляторов позволит увеличить пробег электромобиля до 160 км. Удельные характеристики натрий-серных аккумуляторов в 3—5 раз превышают параметры свинцовых аккумуляторов при одинаковой стоимости генерированной электроэнергии.

По оценке советских исследователей в настоящее время наиболее реально применение на транспорте никель-цинковых аккумуляторов. Удельная энергия опытных образцов достигает 50 Вт·ч/кг, наработка до 300 циклов. Использование натрий-серных и литий-сульфидных аккумуляторов с удельной энергией 120—180 Вт·ч/кг и удельной мощностью 150—180 Вт/кг позволит существенно улучшить параметры электромобиля. Выпуск первых партий аккумуляторов планируется в 1980—1985 гг. Показана перспективность применения комбинированных энергоустановок, включающих водородновоздушные ЭХГ для электромобиля.

В Италии разрабатывается воздушно-цинковый генератор для электромобилей. Основной особенностью этого генератора является непрерывная подача активного материала анода (цинковая дробь) с помощью вращающегося питателя и циркуляция электролита. Подача воздуха осуществляется вентилятором. Создана и испытана передвижная установка полезной мощностью 1 кВт и в пиковой нагрузке до 1,5 кВт.

Электрохимические генераторы. На подсекции 5Б ВЭЛК были обсуждены перспективы применения электрохимических генераторов на водородосодержащем топливе для электроснабжения автономного потребителя, рассмотрены основные научные проблемы создания этих источников энергии, включая фундаментальные исследования в области смежных наук.

В ряде областей — транспорт, энергетика кораблей, переносные устройства (радио, телевидение и т. д.) — ЭХГ, при их дальнейшем развитии и доработке, смогут успешно конкурировать с традиционными источниками энергии (двигатели внутреннего сгорания, аккумуляторы, гальванические элементы и т. д.). Для ряда задач, в частности малой энергетики, где требуются источники с ресурсом несколько тысяч часов и более, ЭХГ в перспективе

являются оптимальными. Для окончательной отработки и внедрения ЭХГ предстоит решить большой круг теоретических и экспериментальных проблем, в том числе и в области физической химии, электродинамики, теории тепло- и массообмена.

В ФРГ (фирма «Сименс») разработан электрохимический генератор с щелочным электролитом мощностью 7 кВт, который выполнен в виде компактного блока, включающего в себя батарею топливных элементов, регенератор электролита и систему автоматического регулирования. Объединение функциональных установок и батареи топливных элементов в один блок — отличительная особенность конструкции ЭХГ. Энергетические показатели ЭХГ (без учета теплообменника для охлаждения воды) — 10 кг/кВт и 8 л/кВт. Наибольший интерес представляет собой тот факт, что высокие электрические характеристики (350 мA/см² примерно при 0,8 В) получены на электродах, не содержащих платиновые катализаторы. Для активации водородных электродов используется никель Ренея с добавкой 2% титана, для кислородных электродов — промотированное серебро. Отдельные электроды проработали при плотности 300 мА/см² в течение 2500 ч.

Широкое применение электрохимических генераторов станет возможным в случае использования воздуха и конвертированного водорода. В связи с этим в последние годы большое внимание уделяется созданию систем с кислым электролитом и разработке недефицитных катализаторов для активации электродов. Среди класса органических катализаторов наиболее активны металлозамещенные порфины. В группе неорганических соединений, которые могут быть использованы в качестве гетерогенных электрокатализаторов, следует отметить окисные системы (шпинели), перовскиты, халькогениды, фосфиды переходных металлов, некоторые тугоплавкие соединения (карбиды). Электрокаталитическая активность этих групп неметаллических материалов определяется не только электронной структурой поверхностного активного центра, но и коллективными электрофизическими свойствами кристаллической решетки. Подробно изучена стойкость фталоцианинового катализатора и взаимосвязь между электрокаталитическими и электрическими свойствами фталоцианинов железа. Проведена оптимизация электродов с исследованным катализатором. При комнатной температуре в 4,5NH₂SO₄ электроды с исследованным катализатором при потенциале 700 мВ (относительно обратимого водородного электрода) работали при плотности тока на кислороде 30 мА/см², на воздухе 20 мА/см².

С учетом опыта разработки ЭХГ и известных аккумуляторов созданы герметичный никель-водородный и серебряно-водородный аккумуляторы.

На подсекции обсуждались теоретические вопросы, связанные с работой XИТ, в частности влияние макрокинетических факторов на работу пористых электродов. Предложен общий способ оптимизации пористых структур, основанный на методе контактной эталонной порометрии. Этот метод позволяет определить основные структурные параметры пористого тела, влияющие на заполне-

ние его жидкостью (функция распределения пор по радиусам, краевые углы смачивания, параметры формы пор).

Предпринята попытка выявить роль электронной структуры металла в процессах, происходящих на водородном электроде ЭХГ. Рассмотрен вопрос о влиянии зонной структуры реального металла на энергетический спектр атома водорода, внедренного в металл. Исходя из модели электронной структуры металлов, установлено, что экранированный кулоповский потенциал зависит от двух безразмерных параметров. Показано, что в координатах этих параметров существует критическая линия — прямая, которая все металлы разделяет на две группы. Металлы, относящиеся к одной из групп, являются катализаторами реакции ионизации водорода.

Молекулярные устройства преобразования информации. На базе полугазовых систем создан ряд электрохимических преобразователей информации (кадмий-водородный интегратор, стабилизатор напряжений, никель-газовый сигнальный и поглощающий газы элемент).

В ряде сообщений обсуждались частные вопросы реализации датчиков на основе молекулярных преобразователей, а также рассматривались перспективы разработки соответствующих приборов.

Рассмотрены принципы построения и общие свойства электропневматического и пневмоэлектрического преобразователей. Представлена конструкция цифрового манометра постоянных и слабоменяющихся давлений, дифференциальных манометров и детекторов ускорения с использованием электрокинетических датчиков. Устройство исключает использование сложных усилительных систем и облегчает взаимодействия с индикаторами аналогового и цифрового типа. Работа датчика расхода неэлектропроводных жидкостей основана на принципе введения электрической метки в поток. Отличительной особенностью метода является генерация электрической метки путем электризации нетканого материала потоком. Прибор характеризуется высокой точностью и широким диапазоном измеряемых расходов. На основе электрохимических концентрационных преобразователей разработаны частотно-избирательные устройства и устройства временной задержки.

Отмечается, что использование электрохимических элементов в системе автоматики существенно расширяет диапазон ее применения в сторону низких и инфранизких частот.

Выводы. 1. ХИТ и ЭХГ, кроме существующих областей применения— автономная энергетика,— приобретают важное значение и перспективны для использования в отдельных задачах большой энергетики (покрытие пиков нагрузки, аккумулирование энергии, водородная энергетика).

2. Основными направлениями развития традиционных химических источников тока являются совершенствование электродов, конструкции, технологии изготовления с целью увеличения удельных характеристик и срока службы. Не было сообщений о каком-либо существенном качественном улучшении параметров традиционных ХИТ.

3. Основными достижениями в области традиционных XИТ являются создание свинцового автомо-

УДК 621.3.014.14.001.4

Напряженность электрического поля на коронирующем электроде

БОГДАНОВА Н. Б., ПЕВЧЕВ Б. Г., ПОЛЕВОЙ С. В.

Энергетический институт им. Г. М. Кржижановского

Напряженность электрического поля на коронирующем электроде E_{κ} является важнейшей характеристикой, необходимой при всех расчетах систем с коронирующими электродами. Согласно существующим представлениям о физических ироцессах в коронном разряде напряженность на поверхности электрода в условиях униполярной короны постоянного тока сохраняется неизменной и примерно равной начальной напряженности возникновения короны E_0 [Л. 1—3]. В условиях встречного потока ионов возможно снижение напряженности у поверхности положительного электрода за счет распада подошедших к нему отрицательных ионов и возникновения дополнительных электронных лавин; такое снижение E_{κ} в режиме биполярной короны постоянного тока было исследовано в [Л. 4]. Встречный поток отрицательных ионов может влиять и на форму положительной короны [Л. 5 и 6], переводя ее из стримерной в непрерывную, что также может проявиться в изменении напряженности поля на коронирующем электроде.

Несмотря на принципиальную важность знания напряженности поля на коронирующем электроде прямые измерения этого параметра до последнего времени отсутствовали. Все выводы относительно значения E_{κ} делались на основе сравнения экспериментальных характеристик короны с теоретическими. Недостаток такого определения связан с рядом допущений, естественных для теоретических расчетов: однородности чехла короны, постоянства подвижностей носителей заряда и т. д., что могло оказать влияние на получаемые численные значения E_{κ} . Отсутствие прямых измерений объясняется трудностью их проведения. Только в последние годы предпринято непосредственное измерение E_{κ} при воздействии постоянного напряжения и напряжения промышленной частоты [Л. 7—9]. При измерениях был использован метод электростатического флюксметра, позволяющий определять значение E_{κ} — среднее по поверхности измерительной части электрода.

по поверхности измерительной части электрода. В этих опытах постоянство E_{κ} было показано только для одной формы короны — положительной непрерывной. При стримерной форме положительной короны напряженность E_{κ} после прохождения стримера снижалась на 15% и затем восстанавливалась до прежнего значения. Непостоянство E_{κ} для этой формы короны отмечалось и ранее в условиях воздействия импульсного напряжения при измерении напряженности поля с помощью секционированных электродов [Л. 10]. Неожиданным и противоречащим вышеуказанным теоретическим представлениям явилось непостоянство E_{κ} при отрицательной короне: она снижалась с ростом напряжения как при постоянном напряжении, так и в отрицательную полуволну переменного напряжения.

Диапазон перенапряжений U/U_0 (по отношению к начальному напряжению короны) в [Л. 7—9] был небольшим — максимальное перенапряжение не превышало 1,35. Кроме того, геометрические параметры электродной системы создавали условия для достижения объемным зарядом, возникшим в течение полупериода переменного напряжения, противоположно-

го электрода еще до момента перемены знака напряжения. Согласно [Л. 11] максимальный радиус удаления фронта объемного заряда на один полупериод напряжения равен:

$$r_{\text{max 1}} = \alpha_1 n \sqrt{E_0 r_0 K/f},$$

где r_0 — радиус коронирующего электрода; K — подвижность ионов; f — частота приложенного напряжения; n — кратность перенапряжения; α_1 — коэффициент. Расчеты по этой формуле показывают, что в опытах

Расчеты по этой формуле показывают, что в опытах [JI. 7-9] объемный заряд доходил до внешнего цилиндра при всех перенапряжениях, т. е. к коронирующему электроду в следующий полупериод возвращалась лишь небольшая часть заряда, что могло влиять на характер зависимости E_{κ} от напряжения. Следовательно, условия этих экспериментов далеки от условий, существующих на коронирующих проводах $JЭ\Pi$, где пульсация основной массы объемного заряда ограничена областью, близкой к проводу.

Учитывая принципиальную важность определения напряженности электрического поля на поверхности коронирующего электрода, в Энергетическом институте им. Г. М. Кржижановского по предложению академика В. И. Попкова было предпринято измерение этого параметра в более строгих условиях и расширенных рамках эксперимента. Для измерений был также использован метод электростатического флюксметра.

Экспериментальная установка и методика измерений. Измерения производились в коаксиальной системе электродов: внутренним электродом служила трубка диаметром 13 мм, внешним — цилиндр. При постоянном напряжении эксперименты проводились с цилиндром диаметром 100 см. Цилиндр находился под высоким потенциалом, трубка — под потенциалом земли. Максимальное перенапряжение в опытах равнялось двум. Для экспериментов при переменном напряжении был использован цилиндр диаметром 192 см, находящийся под потенциалом земли. На трубку подавалось высокое напряжение от трансформатора 750 кВ, и все измерения производились в изолированной кабине под тем же потенциалом. Фронт объемного заряда за время одного полупериода может достигать цилиндра при перенапряжениях л≥2,6, перенапряжение в экспериментах не превышало 2.2.

в экспериментах не превышало 2,2.

Электростатический флюксметр монтировался в центре внутреннего электрода и имел длину 70 мм. Неподвижная часть флюксметра (статор) представляла собой тонкостенную трубку с внешним диаметром 13 мм, в середине которой имелось восемь прорезей размером 15×2,5 мм, расположенных по окружности трубки (рис. 1). Ротор флюксметра имел соответственно 16 секций, которые были электрически связаны между собой через одну: когда одна группа секций экспонировалась в электрическом поле, другая была экранирована. Расстояние между внешней поверхностью статора и поверхностью ротора составляло 0,2 мм. Сигналы с обеих групп секций ротора выводились через щеточные устройства и подаваций ротора выводились через щеточные устройства и подава

бильного аккумулятора, работающего около 4 лет без обслуживания (ФРГ), и заметное увеличение срока службы цинкового и кадмиевого электродов с пластмассовыми связующими (ЧССР).

4. Высокотемпературные аккумуляторы предполагается использовать в системах накопления избыточной электроэнергии в коммунальных электросетях (США) и для электромобилей.

5. ЭХГ продолжает оставаться одним из наибо-

лее перспективных источников энергии как для задач автономной энергетики, так и для «водородной» энергетики. Основными проблемами для массового их выпуска является снижение стоимости, повышение ресурса, снижение затрат дефицитных материалов.

6. Молекулярные устройства преобразования информации имеют большой диапазон применения по сравнению с существующими системами.

лись на интегрирующие емкости, а затем — на дифференциальный вход усилителя осциллографа C1-17. На экране осциллографа регистрировался разностный сигнал, размах колебаний которого и давал в соответствующем масштабе значение напряженности электрического поля на флюксметре. Дифференциальная схема регистрации сигналов позволяла исключить наложение сигналов, связанных с токами проводимости и переменным напряжением.

Ротор приводился во вращение с помощью встроенной во внутреннюю часть флюксметра миниатюрной воздушной турбинки. Временное разрешение, даваемое флюксметром, определяется длительностью периода колебаний сигнала, снимае-

мого с ротора:

T = 60/Nm

где N — число оборотов ротора в минуту; m — число прорезей

на статоре по окружности.

Скорость вращения ротора составляла 15-30 тыс. об/м, откуда $T\!=\!0,\!25\!-\!0,\!5$ мс. Одновременно с сигналом датчика регистрировалось напряжение на промежутке, ток со статора и фотографировалось свечение короны на измерительной части трубки.

Отметим одну особенность метода измерений. С помощью флюксметра измеряется напряженность поля у поверхности ротора; ее значение понижено по сравнению с напряженностью поля на статоре, поскольку коэффициент проницаемости статора с прорезями меньше единицы. Поэтому корона возникает сначала на статоре, и образовавшийся объемный заряд препятствует появлению короны на роторе. Максимально удаленная от статора точка поверхности ротора находится на расстоянии, равном половине ширины прорези статора, т. е. на расстоянии 1,25 мм. Столь малое удаление от коронирующего очага на статоре гарантирует отсутствие короны на роторе. Это подтвердили как фотографии свечения, так и измерения тока проводимости на ротор. Таким образом, фактически измерялась напряженность поля вблизи коронирующей псверхности статора.

При градуировке датчика измеренная двойная амплитуда сигнала сопоставлялась с максимальной напряженностью на поверхности гладкого статора, определяемой расчетом для ряда значений напряжения, меньших начального (U_0). Погрешность при таких измерениях составляет 3%. Начальная напряженность короны, вычисленная по формуле Пика для гладкой поверхности трубки, равна 41,5 кВ/см.

Результаты экспериментов. 1. Постоянное напря-жение, положительная корона. Форма короны была различной в зависимости от приложенного напряжения: в диапазоне U_0 —118 кВ до U=200—210 кВ существовала стримерная корона, а при большем напряжении— непрерывная. Непрерывной положительной короной охватываются как кромки прорезей на статоре флюксметра, так и вся трубка; очаги стримерной короны располагаются в основном на прорезях.

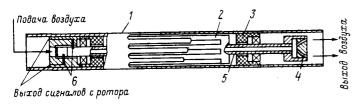


Рис. 1. Электростатический флюксметр. I — статор; 2 — ротор; 3 — изоляционная втулка; 4 — воздушная турбинка; 5 — полый вал; 6 — щетки.

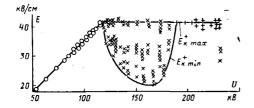


Рис. 2. Зависимость напряженности поля на трубке от напряжения. (Постоянное напряжение, положительная полярность, диаметр цилиндра D_{π} =100 см).

О — докоронный режим, х — стримерная корона; + — непрерывная ко-

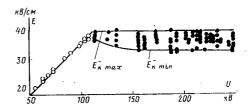


Рис. 3. Зависимость напряженности поля на трубке от напряжения (постоянное напряжение, отрицательная полярность, $D_{\rm u} = 100 \, {\rm cm}$).

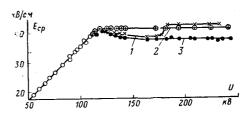


Рис. 4. Зависимость средней напряженности поля на трубке от напряжения при разных формах короны постоянного тока $(D_{\pi}=100 \text{ cm}).$

I — положительная корона; 2 — положительная непрерывная корона при наличии у поверхности цилиндра коронирующих игл; 3 — отрицательная корона.

Характер зависимости напряженности $E +_{\kappa}$ от напряжения и времени для этих двух форм короны существенно различается. При стримерной короне напряженность резко синжается в результате вспышки до некоторого значения $E_{\kappa \, min}^{+}$ и затем восстанавливается до максимального значения, равного E_0 . В случае непрерывной короны напряженность поддерживается постоянной и равной E_0 (рис. 2). Нижняя огибающая на рис. 2 соответствует наименьшим значениям напряженности при стримерной короне. Численные значения E_0 близки к указанному выше значению начальной напряженности, вычисленной по формуле Пика.

Одновременная регистрация тока короны и сигнала с флюксметра убеждает в том, что большему току стримерной короны соответствуют меньшие значения $E_{\kappa \, \mathrm{min}}^{\, lacktrleft}$. Таким образом,

из хода зависимости $E_{\kappa \, \mathrm{min}}^{\, +} = f \, (U)$ можно определить напряжение наибольшей интенсивности стримерной короны: для условий опытов, указанных в подписи к рис. 2, оно равно 168 кВ. При этом минимальная напряженность может отличаться от начальной на 40%. Учитывая усреднение E_{κ} по поверхности флюксметра, следует предположить еще более резкое снижение E_{κ}^{+} в самом очаге стримерной короны.

2. Постоянное напряжение, отрицательная корона. Очаги отрицательной короны располагаются на прорезях статора флюксметра. Напряженность поля E_{κ}^{-} , так же как и при стримерной короне, изменяется в некоторых пределах от $E_{\mathrm{K}\,\mathrm{min}}^-$ до E_{Kmax}^- , хотя диапазон изменений значительно меньше (рис. 3). Значение $E_{\kappa \, \text{max}}^-$ с ростом напряжения остается постоянным, а $E_{\kappa \, \mathrm{min}}^-$ несколько снижается, $E_{\kappa \max}^- = E_{o}$.

Интересно сравнить результаты измерения средних значений $E_{\kappa, ep}$ при различных формах короны. Для получения непрерывной положительной короны во всем диапазоне перенапряжений в промежуток вводились отрицательные ионы (с помощью коронирующих игл, расположенных вблизи цилиндра и имеющих одинаковый с ним потенциал). Измерения средних значений напряженности поля производились с помощью селективного нановольтметра УНИПАН-237, представляющего собой узкополостный усилитель, который при работе настраивался на частоту сигнала. Из результатов измерений, представленных на рис. 4, следует, что в случае прерывистых форм короны — стримерной положительной или отрицательной — средняя напряженность поля на трубке ниже, чем в случае непрерывной короны, где она равна начальной напряженности $E_{\rm 0}$.

Таким образом, пониженные по сравнению с начальной напряженностью средние значения $E_{\rm R,cp}$ объясняются импульсным характером коронирования: напряженность поля на трубке, достаточная для удовлетворения условия самостоятельности разряда (начальная напряженность), достигается только в отдельные моменты времени, после чего развивается импульс и напряженность поля снижается.

3. Переменное напряжение. В условиях экспериментов непрерывная положительная корона поддерживалась в положительный полупериод почти во всем диапазоне перенапряжений $U_{\rm max}/U_0$, и только при перенапряжениях, близких к предельным, изредка появлялись стримеры.

На фотографиях свечения короны можно было видеть, что положительной непрерывной короной охвачена вся трубка, наиболее интенсивно свечение на кромках прорезей статора; отрицательная корона сосредоточена на прорезях и в местах сочленения статора флюксметра с трубкой.

Началу положительной короны соответствует такое же значение начальной напряженности E_0 , как и при постоянном напряжении. После зажигания короны напряженность на трубке $E_{\rm K}^+$ за время приблизительно 1,5 мс снижается на 5% и затем сохраняется неизменной вплоть до погасания короны.

Такой характер зависимости напряженности E_{κ}^{+} от времени соблюдается при всех перенапряжениях. В случае появления стримеров напряженность E_{κ}^{+} резко снижается и затем восстанавливается до прежнего уровня.

Сказанное иллюстрируют рис. 5 и 6. На рис. 5 приведены синхронно записанные осциллограммы тока, напряжения и сигнала с флюксметра при перенапряжении n=1,75. На рис. 6— изменение E_{κ} за период при n=2,1. Кривая напряженности $E_{\kappa}(I)$ при горении короны в отрицательную полуволну напряжения не имеет такой гладкой формы, как в положительную: значения E_{κ} колеблются в пределах 5-10%. Максимальным значением напряженности поля на трубке в этом случае, так же как и при короне постоянного тока, является E_0 .

Наблюдаемое небольшое снижение E_{κ}^+ по сравнению с напряженностью, измеренной при постоянном напряжении, указывает на справедливость высказанных предположений о воздействии отрицательного объемного заряда от предыдущего полупериода; слабый эффект связан, по-видимому, с относительно невысокими значениями напряженности поля у поверхности трубки диаметром 13 мм (около 40 кВ/см), при которых распад отрицательных ионов еще мало эффективен.

Измерение напряженности поля с помощью флюксметра позволяет также фиксировать момент погасания короны в каждый полупериод по началу снижения напряженности, как это следует из общих физических представлений [Л. 12]. Погасание короны как в положительную, так и в отрицательную полуволну происходит за максимумом напряжения.

Выводы. 1. Напряженность электрического поля E_{κ}^+ на цилиндрическом электроде при непрерывной форме положительной короны постоянного тока сохраняется неизменной и не зависит от перенапряжения; значение E_{κ}^+ равно начальной напряженности короны $E_{\mathfrak{g}}$.

- 2. При непрерывной форме короны, поддерживаемой в положительный полупериод переменного напряжения, напряженность $E_{\rm K}^{+}$ несколько ниже E_0 .
- 3. При импульсных формах короны стримерной положительной и отрицательной напряженность E_{κ} нестабильна во времени: она снижается в результате прохождения импульса и затем восстанавливается до прежнего, не зависящего от перенапряжения, значения, равного начальной напряженности E_0 .

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

- 1. **Капцов Н. А.** Электрические явления в газах и вакууме. М.: ГИТТЛ, 1950.
- 2. Попков В. И. К вопросу о критических градиентах короны. ЖТФ, 1957, вып. 2, т. 37.

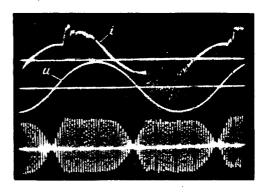


Рис. 5. Осциллограмма тока, напряжения и сигнала с флюксметра (переменное напряжение 50 Гц; $U_{\max} = 237$ кВ; n = 1,75; $D_{\text{q}} = 192$ см).

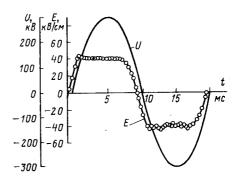


Рис. 6. Кривые изменения во времени напряжения и напряженности поля на трубке ($U_{\text{max}} = 290 \text{ kB}; n = 2,1; D_{\text{m}} = 192 \text{ cm}$).

- 3. Sarma M. P., Janischewsky I. W. D. c. corona on smooth conductors in air-steady-state analysis of the ionisation layer. Proc. IEE, 1969, vol. 116, p. 161—166,
- 4. Попков В. И. Теория биполярной короны на проводах. Изв. АН СССР, ОТН, 1948, № 4.
- 5. Hermstein W. Die Stromfaden Entladung und ihr Übergang in das Glimmen. Arch. f. Elektrotechnik, 1960, Bd 45, H. 3, S. 209.
- 6. Богданова Н. Б., Попков В. И. Форма коронного разряда и пробой воздушных промежутков. Электричество, 1973, № 8, с. 27—34.
- 7. Waters R. T. A cylindrical electrostatic fluxmeter for corona studies. Journal Physic Scie. Instr., 1972, vol. 5, No 5, p. 389—496.
- 8. Waters R. T., Rickard T. E., Stark W. B. The Measurement of Electric Field at the Surface of a Cylindrical Conductor during a. c. Corona/ Inter. Symp. Hochsp. München, 1972, p. 104—110.
- 9. Waters R. T., 'Rickard T. E., Stark W. B. Electric Field Measurements in d. c. Corona Discharges/ 2th Conference on Gas Discharges, London, 1972, p. 188—190.
- 10. Базелян Э. М. Измерение объемного заряда в начальных стадиях положительной длинной искры.—ЖТФ, 1964, т. 34, вып. 3.
- 11. Левитов В. И., Ляпин А. Г., Попков В. И. Экспериментальное исследование движения объемного заряда в поле короны переменного тока. Изв. АН СССР, ОТН, 1957, № 1, с. 14-32.
- 12. **Левитов В. И.** Қорона переменного тока. М.: Энергия, 1975.

[21.7.1977]

Применение импульсного напряжения для питания электрофильтров, улавливающих высокоомную пыль

ШВАРЦ З. Л., НАГОРНЫЙ В. В., БУРЫЛЕВА Е. Л., ГОНОЗОВ А. Д. $HUHO\Gamma A3$

Улавливание высокоомной пыли электрофильтрами бывает затруднено обратной короной, которая сопровождается возрастанием тока, потребляемого электрофильтром при неизменном напряжении, уменьшением напряженности поля, уменьшением предельного заряда частиц пыли. До сих пор устранение или ослабление обратного коронирования достигалось увлажнением очищаемых газов и изменением конструкции электрофильтров, но эти методы связаны с большими капитальными и эксплуатационными расходами или не являются достаточно эффективными [Л. 1—3].

Принципиально новым способом борьбы с обратной короной может стать применение импульсного напряжения для питания электрофильтров взамен широко применяемого двухполупериодного выпрямленного напряжения. Применение импульсного питания представляется перспективным еще и потому, что импульсная прочность воздушных промежутков выше их электрической прочности при постоянном напряжении [Л. 4], что позволяет увеличить амплитудное значение напряжения электрофильтра. Это вызовет возрастание предельного заряда частиц пыли и несмотря на значительное уменьшение средней плотности тока на слой, скорость дрейфа частиц к осадительному электроду не уменьшается и может даже превысить скорость дрейфа при питании электрофильтра выпрямленным напряжением. Кроме того, значительное уменьшение плотности тока приводит к прекращению обратного коронирования при условном сопротивлении слоя пыли $\rho_{\it v} <$ $<\!k
ho_{ exttt{vkp}},$ где k — кратность уменьшения средней плотности тока, $\rho_{v \kappa p}$ — критическое значение удельного сопротивления слоя, при котором имеет место обратное коронирование в электрофильтре.

Опыты по применению импульсного напряжения для питания электрофильтров проводились на лабораторных моделях и промышленном электрофильтре ПГДС-24-3. Исследования электрической прочности воздушного промежутка промышленного электрофильтра при импульсном напряжении ранее проводились недостаточно и в литературе нет данных по этому вопросу. Испытания по определению электрической прочности были проведены на лабораторной модели электрофильтра, которая представляла собой пять параллельных воздушных промежутков типа «ряд коронирующих ленточно-игольчатых электродов между S-образными осадительными электродами». Расстояние между осадительными электродами $2H_0$ составляло 275 мм, расстояние между коронирующими элементами одной рамы d_0-180 мм, высота рамы коронирующих электродов — 6,5 м, ширина рамы коронирующих электродов — 3,3 м, общая длина коронирующих электродов — 510 м, общая площадь осадительных электродов — 220 м². Одна из секций модели при испытаниях была сближена ($2H_0 = 220$ мм), другая имела высокоомное покрытие на небольшом участке осадительного

Установлено, что в случае отрицательной полярности подаваемого напряжения пробой всегда происходил в секции с диэлектрическим покрытием, а при положительной — в секции, где расстояние $2H_0 = 220$ мм. Для отрицательной полярности уменьшение межэлектродного расстояния оказывает менее слабое влияние на электрическую прочность коронирующего промежутка, нежели наличие в этом промежутке обратного

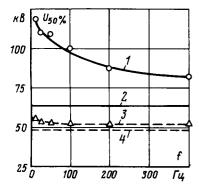


Рис. 1. Зависимости пробивных напряжений от частоты следования импульсов при различных полярностях напряжения 1— импульсов полярности; 2— уровень пробивного напряжения при двухполупериодном напряжение положительной полярности; 4— уровень пробивного напряжения при двухполупериодном напряжении положительной полярности; 4— уровень пробивного напряжения при двухполупериодном напряжении положительной полярности.

коронирования благодаря имеющемуся в нем высокоомному покрытию. Для положительной полярности небольшое уменьшение межэлектродного расстояния заметно снижает электрическую прочность промежутка. Модель испытывалась при двухполупериодном и импульсном напряжениях обеих полярностей. Длительность импульса напряжения была фиксированной ($\tau_{\rm M}\!=\!\!120\,$ мкс), а частота менялась в пределах $12.5\!-\!400\,$ Гц. Для всех видов напряжения были построены функции распределения разрядных напряжений и по ним определены значения пробивных напряжений $U_{50\%}$ [Л.5].

При отрицательной полярности подаваемого напряжения происходит значительное увеличение электрической прочности модели по сравнению с электрической прочностью при двух-полупериодном напряжении. В случае положительной полярности напряжения этот эффект выражен гораздо слабее (рис. 1). Эти результаты показывают, что существует возможность с помощью импульсного питания обеспечить работу

Таблица 1
Результаты экспериментов на модели при питании двухполупериодном напряжении

	Исследуемые параметры										
Ампли- туда напрт- жения <i>U</i> ₂ <i>m</i> ' кВ	среднее напряже- ние <i>U</i> ₂ cp, кВ	коэффициент формы кривой напряжения $K_{\Phi} = \frac{U_{\text{2cp}}}{U_{2m}}$	плотнесть тока с электро- да без покрытия $j_{1{ m CP}},$ мкА/м²	ПЛОТНОСТЬ ТОКА с ЭЛЕКТРО- ДА, ПОКРЫТОГО ДИ- ЭЛЕКТРИ- КОМ \dot{j}_{2} ср, МКА/М2	коэффициент интенсивности обратной короны $n = \frac{j_{2\text{Cp}}}{j_{1\text{Cp}}}$						
20 29 38 45 52 60	20 25 30 35 39 44	1,0 0,86 0,79 0,78 0,75 0,73	100 268 500 720 1132	200 700 1468 2100 3720	2,0 2,61 2,94 2,92 3,29						

Таблица 2 Результаты экспериментов на модели при питании импульсным напряжением

	<u> </u>		Исс	ледуемые п	араметры	
Частота следования чмпульсев,	Ампли- туда напря- жения, кВ	среднее напря- жение, кВ	коэффи- циент формы кривой напря- женил	плотность тока с элек- трода без покрытия, мкА/м²	плотность тока с электро- да, покры- того ди- электри- ком, мкА/м²	коэффи- циент ин- тенсивности о5ратной короны
25	30 50 70 80	1,8 3,0 5,0 6,5	0,06 0,06 0,07 0,08	- 7 16	- 7 16	 1,0 1,0
100	30 50 70 80	3,5 6,0 8,5 10,5	0,12 0,12 0,12 0,13	16 52 60	— 16 52 68	1,0 1,0 1,13
300	30 50 70 80	13,5 10,5 27,0 23,5	0,45 0,25 0,39 0,37	132 332 468	268 732 1100	2,03 2,2 2,35
500	30 50 70 80	18,5 27,0 33,0 35,5	0,62 0,54 0,47 0,44	52 300 568 768	92 632 1500 2100	1,77 2,11 2,64 2,73

Таблица 3

Результаты экспериментов на промышленном электрофильтре

Вид питаю- Дата щего напря- жения испытаний		Исследуемые параметры										
	_	Поле						Температура, °С		Запыленность, г/м³		
		I		II		III		- canceparypu, o				Степень
		напряже- нне, кВ	ток коро- ны, мА	напряже- ние, кВ	ток коро- ны, мА	напряже- ние, кВ	ток коро- ны, мА	вход	выход	вход	выход	очистки, %
Двухполу- периодное	28.11.76 29.11.76	40,0 41,0	4,7 3,0	41,6 43,5		43,3 43,7	53,3 52,0	240 255	215 205	130 168	11,2 10,2	90,0 92,4
Импульсное	28.11.76 29.11.76	52,5 53,8	1,0	56,7 60,0	12,0 23,0	51,5 52,0	10,0 11,7	240 255	215 205	128 177	5,5 5,7	95,0 95,9

Примечание. Скорость газа в электрофильтре — 1,2 м/с; удельное сопротивление пыли — 2,5 \cdot 1014 Ом \cdot см, медианный размер частиц — 3,5 мкм, плотность пыли — 2,82 г/см³.

электрофильтров в зоне более высоких пробивных напряжений. Это вызовет, вероятно, увеличение предельного заряда частиц пыли, и, следовательно, повысит эффективность пылеулавливания.

Исследование влияния параметров электропитания интенсивность обратного коронирования проводилось на лабораторной модели, представляющей собой два стальных горизонтальных осадительных электрода с закругленными краями, исключающими краевые эффекты, между которыми крепилась рама с коронирующими ленточно-игольчатыми электродами. Осадительные электроды имели вырезы 542×542 мм², в которые были вставлены стальные токосъемные пластины. Зазоры между пластинами и осадительными электродами составляли $1,5\,$ мм. Расстояние между осадительными электродами $2H_0$ составляло 275 мм, расстояние между коронирующими электродами $d_0 - 180$ мм. На один осадительный электрод наносилось изолирующее покрытие с целью получения обратной короны, другой электрод оставался чистым. Между осадительными электродами на изолирующих стойках крепилась рама с ленточно-игольчатыми коронирующими электродами. В качестве изолирующего покрытия применялся слой кремний-органической краски С-2.

В процессе исследования изучались и сравнивались электрофизические явления, имевшие место в двух геометрически идентичных промежутках, в одном из которых существовала обратная корона.

Как известно [Л. 6], при обратной короне происходит возрастание тока через коронирующий промежуток по сравнению с током, существующим при отсутствии обратной короны. Отношение этих токов, обозначенное n, характеризует интенсивность обратного коронирования. На поверхности плоского электрода с высокоомным покрытием наблюдаются микроразряды. Эти явления, сопровождающие обратную корону, наблюдались на лабораторной модели при питании ее двухполупериодным напряжением.

На рис. 2 представлены вольт-амперные характеристики промежутков с чистым осадительным электродом и электродом, покрытым слоем изолирующей краски. Из рис. 2 видно, что в промежутке с изолирующим слоем имела место развитая обратная корона.

Результаты экспериментов на моделях при двухполупериодном и импульсном напряжениях представлены в табл. 1 и 2.

При проведении экспериментов к малой модели параллельно подключалась модель одного поля промышленного электрофильтра для имитации промышленной нагрузки. Значение коэффициента n, определяющего интенсивность обратного коронирования при двухполупериодном напряжении, меняется от 2,0 до 3,29 в зависимости от приложенного к модели напряжения, тогда как при импульсном напряжении в области низких частот 12,5-50 Гц оно прак-

Рис. 2. Вольт-амперные характеристики коронирующих разрядных промежутков.

осадительный электрод изолирующим слоем; 2 — без изолирующего слоя. тически равно единице. Свечение, наблюдаемое визуально на электроде с изолирующим слоем при двухполупериодном напряжении, практически исчезает в случае перехода к импульсному напряжению низкой частоты.

Полученные результаты свидетельствуют о том, что при импульсном питании с частотой 12,5-50 Гц обратная корона в модели электрофильтра исчезает или проявляется очень слабо, поэтому можно предположить, что импульсное напряжение может быть весьма полезным при питании электрофильтров, улавливающих высокоомную пыль, так как обратная корона, наблюдаемая в таких фильтрах, отрицательно влияет на эффективность пылеулавливания.

При промышленных испытаниях по использованию импульсного источника питания для электрофильтров, улавливающих высокоомную пыль, объектом испытаний служил электрофильтр ПГДС-24-3, установленный на вращающейся печи сухого способа производства цемента. В электрофильтре имела место обратная корона, что определялось по характеру восходящей вольт-амперной характеристики электрофильтра (возрастание среднего тока при неизменном среднем напряжении), и, кроме того, имел место значительный гистерезис восходящей и нисходящей вольт-амперных характеристик. Результаты промышленных испытаний приведены в табл. 3. Импульсное питание оказалось более эффективным, чем двухполупериодное и его применение позволило снизить выходную запыленность в 2 раза. Токи по полям трехпольного электрофильтра снизились в 4—8 раз, а амплитуда пробивных напряжений возросла на 20—30%. Все это свидетельствует о том, что при использовании импульсного питания интенсивность обратного коронирования снижается.

Вывод. Применение импульсного питания для электрофильтров, улавливающих высокоомную пыль, представляется весьма перспективным, так как позволяет устранять или снижать интенсивность обратной короны при одновременном повышении пробивных напряжений и, следовательно, повышать степень улавливания пыли.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

- 1. Промышленные испытания игольчатых коронирующих электродов применительно к электрофильтрам печей сухого производства цемента/ Асютин А. В., Ужов В. П., Болдышева Н. И., Петров Б. А. — Промышленная и санитарная очистка газов, 1974, № 4.
- 2. Кизим И. А., Решидов И. К. Интенсификация процесса электроосаждения золы путем кондиционирования дымовых газов аммнаком. В кн.: Промышленная и санитарная очистка газов. М., 1972, вып. 3.
- 3. **Херасков Р. А., Хохлов А. И.** Работа электрофильтров улучшается. Цемент, 1970, № 12.
- 4. Долгинов А. И. Техника высоких напряжений в элек-
- троэнергетике. М.: Энергия, 1968. 5. Кассандрова О. Н., Лебедев В. В. Обработка резуль-
- татов наблюдений. М.: Наука, 1970.
- 6. Основы электрогазодинамики дисперсных систем/ Верещагин И. П., Левитов В. И., Мирзабекян Г. З., Пашин М. М. М.: Энергия, 1975.

[3.4.1977]

Магнитное поле соленоида прямоугольного

Кандидаты техн. наук ИКРАМОВ Р. З., АБДУРАХМАНОВ А. Я., инж. ХАФИЗОВ Д. Д.

Применение различных соленоидов в технологических процессах обработки материалов связано с расчетом магнитного поля внутри и вне его. Расчет магнитного поля производится с помощью системы уравнений Максвелла или закона Био - Савара. Непосредственное решение системы уравнений Максвелла для трех составляющих магнитного поля связано с большими трудностями [Л. 1 и 2], а закон Био — Савара приводит к громоздким выражениям [Л. 3—5].

В некоторых технологических процессах необходимо учитывать действие всех трех составляющих вектора напряженности магнитного поля как внутри, так и вне соленоида.

В данной статье рассматривается магнитное поле в осевом направлении внутри и вне соленоида прямоугольного сечения равномерной намотки, конечной длины. Расчет производится в декартовой системе координат хуг, начало которой совмещено с центром симметрии соленоида, а ось г направлена вдоль его оси.

Система уравнений Максвелла [Л. 1 и 2] введением векторного потенциала магнитного поля А при квазистационарных условиях для однородной и изотропной среды сводится к векторному однородному дифференциальному уравнению

$$\Delta \mathbf{A} = -\mu \mathbf{\delta}. \tag{1}$$

Решение уравнения (1) ищется в виде

$$A=\int_{V}\frac{\mu\delta}{4\pi R}dv,$$

где R — расстояние от точки, в которой определяется векторный потенциал, до элемента объема dv.

Если принять, что поверхностная плотность тока бесть величина постоянная вдоль длины соленоида 21, то ее можно выразить следующим образом:

$$\delta = \frac{iw}{2l}$$
.

При этом поле соленоида будет эквивалентно полю бесконечного числа линейных контуров или токовому слою, поэтому рассмотрим элементарный участок длины соленоида dl

$$di=\delta dl=indl$$
,

где $n = \frac{w}{2l}$ — число витков на единицу длины.

Магнитное поле одного контура (рамки) с током определим наложением полей от двух вертикальных и двух горизонтальных проводников, составляющих рамку. При решении (1) делается следующее допущение: векторный потенциал от двух вертикальных проводов рамки не зависит от координаты z, а от двух горизонтальных проводов рамки — от координаты x. С учетом сделанного допущения для произвольной точки P(x, y, z) от одного контура с током имеем:

$$A^{0}_{z} = \frac{\mu_{0} n d l}{4\pi} I_{m} \ln \frac{\sqrt{X^{2} (a) + Y^{2}}}{\sqrt{X^{2} (-a) + Y^{2}}}; \qquad (2)$$

$$A_{x}^{0} = \frac{\mu_{0} n dl}{4\pi} I_{m} \ln \frac{\sqrt{Z^{2}(-b) + Y^{2}}}{\sqrt{Z^{2}(b) + Y^{2}}},$$
 (3)

где $X=x_1-x;$ $Y=y_1-y;$ $Z=z_1-z;$ X(a)=a-x; Y(l)=l-y; Z(b)=b-z; X(-a), Y(-l), Z(-b) соответственно получаются из (3) подстановкой $x_1=-a,$ $y_1=-l,$ $z_1=-b.$ Составляющие вектора напряженности магнитного поля

рамки с током, определенные из соотношения B=rot A:

$$H^{0}_{x} = \frac{ndlI_{m}}{4\pi} \left[\frac{Y}{X^{2}(-a) + Y^{2}} - \frac{Y}{X^{2}(a) + Y^{2}} \right];$$

$$H^{0}_{z} = \frac{ndlI_{m}}{4\pi} \left[\frac{Y}{Z^{2}(-b) + Y^{2}} - \frac{Y}{Z^{2}(b) + Y^{2}} \right];$$

$$H^{0}_{y} = \frac{ndlI_{m}}{4\pi} \left[\frac{Z(b)}{Z^{2}(b) + Y^{2}} - \frac{Z(-b)}{Z^{2}(-b) + Y^{2}} + \frac{X(a)}{X^{2}(a) + Y^{2}} - \frac{X(-a)}{X^{2}(-a) + Y^{2}} \right].$$

$$(4)$$

Составляющие напряженности магнитного поля от всех витков соленоида получены интегрированием выражений (4) по длине (от -l до l):

$$H_{x} = \frac{I_{m}n}{8\pi} \ln \frac{\left[X^{2}(-a) + Y^{2}(l)\right] \left[X^{2}(a) + Y^{2}(-l)\right]}{\left[X^{2}(a) + Y^{2}(l)\right] \left[X^{2}(-a) + Y^{2}(-l)\right]};$$
 (5)

$$H_{z} = \frac{I_{m}n}{8\pi} \ln \frac{[z^{2}(-b) + Y^{2}(l)] [z^{2}(b) + Y^{2}(-l)]}{[z^{2}(b) + Y^{2}(l)] [z^{2}(-b) + Y^{2}(-l)]};$$
(6)

$$H_{y} = \frac{I_{m}n}{4\pi} \left(\arctan \frac{l-y}{b+z} + \arctan \frac{l+y}{b+z} + \arctan \frac{l-y}{b-z} + \arctan \frac{l+y}{b-z} + \arctan \frac{l+y}{a+x} + \arctan \frac{l+y}{a+x} + \arctan \frac{l+y}{a-x} + \arctan \frac{l+y}{a-x} \right).$$
(7)

Составляющие магнитного поля в плоскости x0y получим из (5)—(7), считая z=0: H_z =0, H_x — определяется выражением (5), а осевая составляющая

$$H_{y} = \frac{I_{m}n}{4\pi} \left(2\operatorname{arctg} \frac{l-y}{b} + 2\operatorname{arctg} \frac{l+y}{b} + \operatorname{arctg} \frac{l-y}{a+x} + \operatorname{arctg} \frac{l+y}{a+x} + \operatorname{arctg} \frac{l+y}{a-x} + \operatorname{arctg} \frac{l+y}{a-x} \right). \tag{8}$$

В плоскости zoy, H_x =0; H_z — определяется выражением (6), а H_y — получается из (8) заменой местами b и a, x

Аналогичные выражения получены в работах [Л. 4 и 5], для отдельных плоскостей внутри соленоида прямоугольного сечения и_в [Л. 3] для цилиндрического соленоида круглого сечения. При этом полученные выражения в данной статье по сравнению с соответствующими выражениями в [Л. 3-5] проще, нагляднее и позволяют определить значение трех составляющих вектора напряженности магнитного поля в любой точке внутри и вне соленоида в продольном направлении.

Рассмотрим некоторые частные случаи.

1. В случае соленоида квадратного сечения a=b; в точках x=z составляющие магнитного поля H_x и H_z равны между собой и определяются выражением (5) или (6), а для осевой составляющей имеем

$$H_{y} = \frac{I_{m}n}{2\pi} \left(\arctan \frac{l-y}{b+z} + \arctan \frac{l+y}{b+z} + \arctan \frac{l-y}{b-z} + \arctan \frac{l+y}{b-z} \right). \tag{9}$$

2. На оси соленоида прямоугольного сечения, считая в (5)—(7) x=z=0, получим

 $+\operatorname{arctg}\frac{l+y}{b}$.

$$H_x = H_z = 0;$$
 $H_y = \frac{I_m n}{2\pi} \left(\operatorname{arctg} \frac{l-y}{b} + \frac{l-y}{a} + \frac{l+y}{b} + \operatorname{arctg} \frac{l+y}{a} \right);$
 $H_y = \frac{I_m n}{b} \left(\operatorname{arctg} \frac{l-y}{a} + \frac{l-y}{a} + \frac{l+y}{a} \right);$
 $H_y = \frac{I_m n}{\pi} \left(\operatorname{arctg} \frac{l-y}{b} + \frac{l-y}{a} + \frac{l-y}{a}$

Рис. 1. Схема рамки с током.

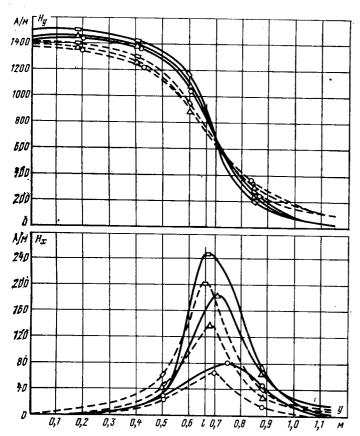


Рис. 2. Кривые напряженности магнитного поля в плоскости хоу соленоида.

——— расчет; ——— — эксперимент; О — *x*=0,03 м; △ — 0,06 м; □ — 0.087 м.

3. В центре симметрии соленоида x=z=y=0, $H_x=H_z=0$, а осевая составляющая соленоида прямоугольного сечения

$$H_y = \frac{I_m n}{\pi} \left(\arctan \frac{l}{b} + \arctan \frac{l}{a} \right). \tag{11}$$

При квадратном сечении соленоида:
$$H_y = \frac{2I_m n}{\pi} \ \text{arctg} \ \frac{l}{b} \ .$$

4. Для бесконечно длинного соленоида $l\gg a,\ l\gg b$ из (11) с учетом $\arctan\frac{l}{b}\approx \arctan\frac{l}{a}\approx \frac{\pi}{2}$

$$H_{y} = I_{m} n. \tag{12}$$

Выражение (12) для бесконечно длинного соленоида совпадает с аналогичным выражением, полученным в других

На рис. 2 приведены расчетные и экспериментальные кривые составляющих вектора напряженности магнитного поля внутри и вне в плоскости xoy при x=0; 0,03; 0,06; 0,087 м (осевая составляющая при x=0 и x=0,03 м совмещены в одну кривую), для соленоида со следующими данными: $2l=1.33\,$ м; $2b=0.36\,$ м; $2a=0.26\,$ м; $n=170\,$ вит./м; $I_m=10\,$ А. Как видно из рис. 2, сравнение расчетных и эксперимен-

тальных кривых распределения поля внутри и вне соленоида дает хорошую сходимость и по характеру совпадает с приведенными в [Л. 3].

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Круминь Ю. К. Взаимодействие бегущего магнитного поля с проводящей средой. Рига, Зинатне, 1969.

2. Трехмерное внутреннее и внешнее магнитное поле активной зоны цилиндрического пндуктора/Уразов Ф. Ф. и др. — В кн.: Доклады АН Тадж. ССР, 1972, том. XV, № 8. З. Акользина Л. А. Поле многослойного цилиндрического соленоида. — «Электролинамического заташи в стоительной выпусков делинамического заташи в стоительного выпусков делинамического выпусков делинамического пнадуктора/Уразов Ф. Ф. Намена выпусков делинамического пнадуктора/Уразов Ф. Ф. Выпусков делинамического пнадуктора делинамического примененты делинамического придактора делинамического примененты делинамического примененты

4. Штафль М. Электродинамические задачи в электрических машинах. М.—Л.: Энергия, 1966.

5. Штамбергер Г. А. Устройства для создания слабых постоянных магнитных полей. Новосибирск, Наука, 1972.

УЛК 621.316.011.2.001.24

К расчету магнитных проводимостей воздушного зазора для прямоугольных и круглых полюсов

Доктор техн. наук, проф. БУЛЬ Б. К.

Московский энергетический институт

Точность расчета параметров электрической аппаратуры автоматики и других устройств, имеющих магнитную систему, во многом зависит от точности расчета магнитных проводимостей воздушных зазоров. Магнитные проводимости при однородном поле между торцом полюса и плоскостью, а также между торцами полюсов можно записать соответственно для прямоугольных и круглых полюсов 1:

$$G_{\text{n-n}} = \mu_0 \frac{ab}{\delta}; \quad G_{\text{n-n}} = \mu_0 \frac{ab}{\delta_0};$$
 (1)

$$G_{\Pi-\Pi\Pi} = \mu_0 \frac{\pi d^2}{4\delta}; \quad G_{\Pi-\Pi} = \mu_0 \frac{\pi d^2}{4\delta_0},$$
 (2)

где a, b — размеры полюсов (рисунок a, δ); d — диаметр полюса; δ , δ_0 — воздушные зазоры для случаев «полюс — плоскость» и «полюс — полюс». Связь между проводимостями и зазорами такова:

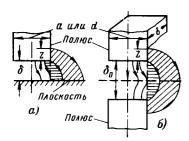
$$G_{\text{n-n,i}} = 2G_{\text{n-n}}; \quad \delta_0 = 2\delta.!$$
 (3)

¹ Индексы «п-пл», «п-п» расшифровываются соответственно «полюс — плоскость» и «полюс — полюс».

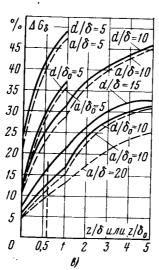
Многие авторы для расчета проводимости зазора рекомендуют пользоваться уравнениями (1) и (2), указывая, однако, различные соотношения между размерами полюса и зазора. Так, в [Л. 1] рекомендуется рассчитывать с достаточным приближением проводимость зазора, если $a/\delta\gg 1$ и $b/\delta \gg 1$. В большинстве работ [Л. 2—6] указываются соотношения, когда a/δ , b/δ или $d/\delta \gg 5$.

В ряде работ это соотношение увеличивается до a/δ и $b/\delta \ge 10$ [Л. 7—9]; a/δ , b/δ или $d/\delta \ge 20$ [Л. 10 и 11] и a/δ , $b/\delta \ge 25$ [Л. 12]. Как правило, пренебрегая потоком выпучивания, авторы не указывают погрешности расчета по приведенным формулам, однако поле в зазоре при определенных соотношениях a/δ или d/δ далеко не однородно и заметно искажается. Так, на рисунке, a, δ показан характер искажений линий индукции, выходящих из торцевых поверхностей полюсов. Как видим, трубка потока (горизонтальная штриховка), выпучиваясь из торцевой поверхности полюса, выходит за его пределы. Величина поля с боковой поверхности полюса будет зависеть от координаты поля выпучива-

Чтобы внести полную ясность в этот вопрос, автором настоящей статьи на основе экспериментальных исследований [Л. 13] были определены погрешности расчета проводимостей воздушных зазоров по уравнениям (1) и (2) для квадратных



Погрешность расчета проводимости воздушного зазора в случае однородного поля в зазоре и неучета поля выпучивания с боковых граней полюса при различных значениях a/δ , d/δ (полюс — плоскость). a/δ_0 , d/δ_0 (полюс — полюс) и z/δ , z/δ_0 .



и круглых полюсов при различных соотношениях $a/\delta = b/\delta$ и d/δ для системы «полюс — плоскость» и при $a/\delta_0 = b/\delta_0$ и d/δ_0 для оистемы «полюс» — полюс» без учета и с учетом поля выпучивания с торцевых и боковых поверхностей, т. е. при z/δ или z/δ_0 и z/δ или $z/\delta_0 \neq 0$.

Из кривых рисунка, в видно, что при неучете поля выпучивания с боковой грани, т. е. при $z/\delta=z/\delta_0=0$ и при огношениях $a/\delta=20$ и $d/\delta=15$ для системы «полюс — плоскость», а также при $a/\delta_0=10$ и $d/\delta_0=10$ для системы «полюс — полюс» погрешности расчета по уравнениям (1) и (2) не превышают 7,5% и увеличиваются до 11,5% при $a/\delta=10$ и $d/\delta=10$ для системы «полюс — плоскость» и $a/\delta_0=5$, $d/\delta_0=5$ для системы «полюс — полюс». Погрешность возрастает до 24% для случая «полюс — плоскость» при $a/\delta = d/\delta = 5$.

Следует отметить, что погрешности для одинаковых соотношений $a/\delta=a/\delta_0$ или $d/\delta=d/\delta_0$ различны. Так, для системы «полюс — плоскость» $d/\delta=5$ при $z/\delta=0$ погрешность, подсчитанная по уравнению (2), составляет около 24%, а для системы «полюс — полюс» при d/δ_0 =5 равняется примерно 12%. Это можно объяснить тем, что проводимости только от торцевых поверхностей при однородном поле, когда $\delta = \delta_0$ для $d/\delta = d/\delta_0$, одинаковы [уравнение (2)]. Если же учитывать поле выпучивания между торцом полюса и плоскостью, то проводимость в этом случае становится больше, чем проводимость между двумя торцами полюсов. Это имеет место также и при других одинаковых соотношениях $a/\delta=a/\delta_0$ и $d/\delta=d/\delta_0$ для случаев «полюс — плоскость» и «полюс — полюс» (рисунок, в). Если еще учесть поле выпучивания с боковых граней полюса, то погрешности возрастают, особенно сильно при малых значениях d/δ или a/δ . Так, например, для $d/\delta = 5$ при $z/\delta = 1$ погрешность достигает почти $50\,\%$ (рисунок, в). При увеличении относительных координат поля выпучивания до $z/\delta=z/\delta_0=5$ и при соотношениях $a/\delta=20\div10,\ a/\delta_0=d/\delta_0=10$ и $d/\delta=15\div10$ погрешности лежат в пределах 25-46% (рисунок, в). С погрешностью не выше 10%

можно провести расчет проводимости воздушного зазора при соотношениях a/δ_0 и $d/\delta_0 \ge 10$ и $d/\delta \ge 15$, когда относительные координаты z/δ или z/δ_0 поля выпучивания с боковых поверхностей могут изменяться до 0,6.

Пользуясь кривыми рисунка, $\emph{в}$, можно легко определить поправочный коэффициент \emph{k}_{π} для расчета магнитной проводимости воздушного зазора \emph{G}_{δ} для прямоугольных и круглых полюсов с учетом поля выпучивания с торца и боковых гра-

$$G_{\delta \Pi - \Pi} = G_{\Pi - \Pi} k_{\Pi} = \mu_{0} \frac{ab}{\delta_{0}} k_{\Pi}; G_{\delta \Pi - \Pi} = \mu_{0} \frac{\pi d^{2}}{4\delta_{0}} k_{\Pi},$$
 (4)

где

$$k_{\rm n} = \frac{1}{1 - \frac{\Delta G_{\delta \, \text{n-n}} \, \%}{100\%}}.$$
 (5)

Аналогичное выражение можно записать и для случая "полюс-плоскость". Погрешность $\Delta G_{\mathfrak{d}\mathbf{n}\cdot\mathbf{n}}$ находится из кривой рисунка, в для соответствующего расположения полюсов. Представленные на рисунке, в кривые позволяют оценить погрешность расчета проводимостей по уравнению (1) и (2), а также определить полные проводимости воздушного зазора с учетом поля выпучивания с погрешностью не выше 8%.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Сотсков Б. С. Основы расчета и проектирования электромеханических элементов автоматических и телемеханических устройств. М.: Энергия, 1965.

2. Бабиков М. А. Электрические аппараты. Ч. І. М.: Гос-

энергонздат, 1951.

3. Гордон А. В., Сливинская А. Г. Электромагниты по-

3. Гордон А. В., Сливинская А. Г. Электромагниты постоянного тока. М.: Госэнергонздат, 1960.
4. Гордон А. В., Сливинская А. Г. Электромагниты переменного тока. М.: Энергия, 1968.
5. Новиков Ю. Н. Теория и расчет электрических аппаратов. Л.: Энергия, 1970.
6. Марков Э. Т. Судовые электрические аппараты. Л.: Судостроение, 1971.
7. Сенкевич А. М. Постоянные магниты. Пособие к проектированию. М.: Изд. ВВИА им. Жуковского, 1946.
8. Балагуров В. А., Галтеев Ф. Ф., Ларионов А. Н. Электрические машины с постоянными магнитами. М.: Энергия, трические машины с постоянными магнитами. М.: Энергия, 1964.

9. Пятин Ю. М. Расчет электрических элементов измери-тельных приборов. М.: Машиностроение, 1965. 199 с. 10. Лысов Н. Е. Расчет электромагнитных механизмов.

М.: Оборонгиз, 1949.

11. Сливинская А. Г. Электромагниты и постоянные магниты. М.: Энергия, 1972.
12. Постоянные магниты. Справочник. Под ред. Ю. М. Пя-

тина. М.: Энергия, 1971.
13. Буль Б. К. Определение погрешностей и пределов применимости формул удельных магнитных проводимостей. — Электричество, 1960, № 4, с. 51—57.

[9.2.1976]

УДК 621.313.322.013.001.24

Учет нелинейности при расчете синхронного подмагничиваемого генератора с постоянными магнитами

Кандидаты техн. наук ГАЛТЕЕВ Ф. Ф., КОРОБЧЕНКО В. П., инж. НОВИКОВ С. Г.

Москва

В настоящее время в связи со значительным повышением использования активных материалов машин с одной стороны и ужесточением требований к точности работы систем, содержащих электрические машины, с другой, учет магнитной нелинейности стал одной из первоочередных проблем в теории электрических машин.

В статье изложена методика расчета внешних характеристик синхронного магнитоэлектрического генератора со звездообразным ротором и подмагничиванием спинки якоря [Л. 1 и 2].

Особенностью рассматриваемого в статье метода является учет влияния потока по продольной оси машин d на состояние магнитопровода по поперечной оси q и наоборот. Для насыщенных синхронных машин классического типа взаимное влияние потоков по осям d и q рассмотрено в [Л. 3 и 4]. Схема взаимодействия магнитных потоков в магнитопроводе магнитоэлектрического генератора с подмагничиванием спинки якоря (МЭГПЯ) представлена на рис. 1.

Для наглядности изображена двухполюсная система. На рис. 1,а показаны потоки, создаваемые постоянными магнитами, обмоткой подмагничивания и н. с. реакции якоря по продольной оси.

Через постоянный магнит проходит полный поток Ф. Часть этого потока $\Phi_{\scriptscriptstyle{\sf GM}}$ рассеивается магнитом. Через зазор проходит рабочий поток Φ_{δ} , который разветвляется в спинке якоря на два: Φ_{j_B} — поток в участке спинки якоря, где н. с. обмотки подмагничивания F_π направлена встречно с потоком Φ и Φ_{jc} — поток в участке спинки якоря, где н. с. обмотки подмагничивания F_{π} направлена с ним согласно.

Поперечная н. с. реакции якоря F_{aq} (рис. 1,6) создает по-

ток Φ_{aq} , который при рассмотрении поля можно разбить на три составляющих Φ'_{aq} , Φ''_{aq} и Φ'''_{aq} . Поток Φ'_{aq} проходит поперек магнита, через рабочий воздушный зазор, зубцовый слой и спинку якоря, а потоки Φ''_{aq} адыный зазор, зуковый стои и стипку людуя, в потоки a_q и Φ'''_{a_q} проходят в междуполюсном пространстве. Как показали расчеты, наибольшим потоком является Φ'_{a_q} , поток Φ'''_{a_q} ничтожно мал, а поток Φ''_{a_q} составляет не более 7— 16% Φ'_{a_q} .

Поэтому для упрощения задачи расчета примем за основной поток $\Phi'_{aq} \approx \Phi_{aq}$, а учет потоков Φ''_{aq} и Φ'''_{aq} , а также степени насыщения зубцового слоя от потока Φ_{aq} проведен за счет введения поправочных коэффициентов в формулы для величин магнитного сопротивления магнита $R_{\rm M}$ и воздушного зазора $R'_{\delta_{\rm M}}$. Путь потока $\Phi'_{aq}{\approx}\Phi_{aq}$ показан на рис. 1, δ . В левой половине чертежа поток Φ_{aq} имеет две составляющие Φ_{q1} и Φ_{q2} , которые входят в спинку якоря, где поток Φ_{q1} направлен навстречу, а поток Φ_{q2} — согласно с потоком Φ_{jB} , создаваемым суммарным действием н. с. магнита F_{M} , продольной составляющей реакции якоря F_{ad} и н. с. обмотки подмагничивания $F_{\rm n}$. В правой половине чертежа (рис. 1,6) поток Φ_{aq} имеет две составляющие Φ_{q3} и Φ_{q4} , выходящие из спинки якоря, где поток Φ_{q3} направлен согласно, а поток Φ_{q4} навстречу потоку Φ_{jc} . При этом $\Phi_{aq} = \Phi_{q1} + \Phi_{q2} = \Phi_{q3} + \Phi_{q4}$.

Поскольку на отдельных участках спинки якоря проходят различные по значению потоки, то при переходе от распределенных параметров магнитной цепи к сосредоточенным параметрам целесообразно разбить каждую половину спинки яко-

ря (левую и правую) (рис. 1) на три участка.

В левой половине спинки якоря участок 1 расположен над половиной северного полюса, участком 2 является спинка якоря, расположенная между краями северного и южного полюсов, участок 3 расположен под левой половиной южного полюса.

В правой половине спинки якоря расположены также три участка, разбиение на которые проведено аналогично левой половине (симметрично продольной оси машины). Таким образом спинка якоря разбивается на шесть участков, магнитное состояние которых не одинаково, и определяется взаимодействием всех н. с. в магнитной цепи машины.

Основной поток поперечной реакции якоря при принятых допущениях проходит с каждого полюса на половине ширины магнита в одну сторону и на другой половине в другую. При ширине магнита b_m длины участков 1, 2 и 3 для обеих половин ярма определяются по формулам:

$$l_1 = l_3 = \alpha_l \frac{\tau}{2}; \tag{1}$$

$$l_2 = (1 - \alpha_i)\tau, \tag{2}$$

где α_i — коэффициент полюсного перекрытия; τ — полюсное деление.

Поскольку на выбранных участках проходит постоянный по величине поток, то на каждом участке можно определить н. с. от обмотки подмагничивания и считать их сосредоточенными:

для участков 1 и 3

$$F'_{n} = \frac{\alpha_{i}}{4p} F_{n}; \tag{3}$$

для участка 2

$$F^{\prime\prime}{}_{\mathfrak{n}} = \frac{1 - \alpha_{i}}{2p} F_{\mathfrak{n}}, \tag{4}$$

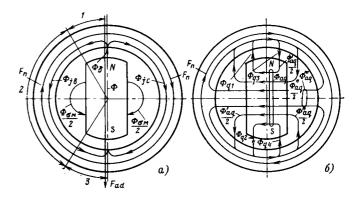


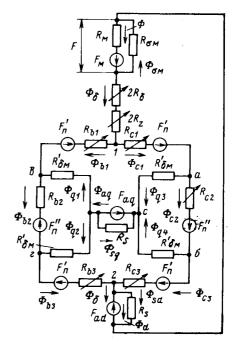
Рис. 1.

При переходе к схеме замещения используем следующие допущения:

напряжение генератора синусоидально, так как расчет ведется по первым гармоническим;

влияние магнитных потерь и гистерезиса не учитывается; насыщение магнитной цепи учитывается в зубцах от продольного потока $\Phi_d = \Phi_{\mathfrak{d}}$, а также и в спинке якоря от совместного действия продольного потока Φ_{δ} , поперечного Φ_{aq} и н. с. подмагничивающей обмотки $F_{\rm n}$;

насыщение зубцовой зоны от потока Φ_{aq} не учитывается. На основе вышесказанного можно составить схему замещения магнитной цепи генератора, общую для продольной и поперечной осей генератора, изображенную на рис. 2. На схеме F, $F_{\rm M}$, F_{ad} , F_{aq} , $F'_{\rm II}$, $F''_{\rm II}$ — н. с. на пару полюсов; внешняя магнита; условная магнита; продольной и поперечной составляющих реакции якоря; подмагничивающей обмотки на различных участках спинки якоря; Φ , $\Phi_{\sigma M}$, Φ_{δ} , Φ_{d} , $\Phi_{a\,q}$, $\Phi_{s\,d}$, Φ_{sq} — потоки: магнита; рассеяния магнита; воздушного зазора; полезного потока по продольной оси; потока реакции якоря по поперечной оси; рассеяния якоря по продольной оси; рассеяния якоря по поперечной оси; Φ_{c1} , Φ_{c2} , Φ_{c3} — потоки на трех участках правой половины спинки якоря, где направление н. с. обмотки подмагничивания согласно н. с. магнита; $\Phi_{\rm B1},~\Phi_{\rm B2},~\Phi_{\rm B3}$ — потоки на трех участках левой половины спинки якоря, где направление встречно; $\Phi_{q1},~\Phi_{q2},~\Phi_{q3},~\Phi_{q4}$ потоки н. с. реакции якоря по поперечной оси, входящие и выходящие из спинки якоря; $R_{\rm M}$, $R_{\rm gm}$, $R_{\rm S}$, $R_{\rm z}$, $R_{\rm B1}$, $R_{\rm B2}$, $R_{\rm B3}$,



 $R_{\rm c},~R_{\rm c2},~R_{\rm c3},~R_{\rm s},~R'_{\rm \delta M}$ — соответственно магнитное сопротивление: условное магнита; рассеяния магнита; воздушного зазора; зубцов; трех участков левой половины спинки якоря; трех участков правой половины спинки; рассеяния якоря; участков путей потока поперечной реакции якоря, учитывающих сопротивление воздушных зазоров и тела постоянного магнита.

Продольный поток Φ_{δ} и поток поперечной реакции якоря Φ_{aq} замыкаются по спинке якоря, т. е. имеют общие участки магнитопровода, представленные на схеме замещения сопротивлениями $R_{\rm B1}$, $R_{\rm B2}$, $R_{\rm B3}$, $R_{\rm c1}$ — $R_{\rm c3}$. Поэтому при насыщении участков спинки якоря будет существовать явление взаимного влияния потоков по продольной и поперечной осям машины.

Известно, что для нелинейных цепей метод наложения не применим, поэтому при определении нелинейного магнитного сопротивления на каждом участке необходимо рассматривать полный поток, определяющий падение н. с. на нем и значение его магнитного сопротивления.

Для расчета внешних и регулировочных характеристик генератора, кроме схемы замещения магнитной цепи, необходимо использовать диаграмму состояния магнита ротора (рис. 3) и аналитические соотношения векторной диаграммы Блонделя для случая насыщенного синхронного генератора [Л. 4].

Наиболее простой задачей является расчет э. д. с. E_0 холостого хода генератора при различных значениях н. с. подмагничивающей обмотки $E_0=f(F_n)$ при $F_{a\,q}=F_{a\,d}=0$. При $F_n=0$ потоки во встречных и согласных участках спинки якоря одинаковы. В этом случае для любой произвольной точки M_0 на диаграмме магнита (рис. 3), с координатами потока магнита Φ_0 и н. с. F_0 нетрудно, пользуясь схемой замещения (рис. 2), определить суммарное падение н. с.. $F'=F_0+F_z+F_j$. Если $F'>F_0$, то необходимо взять точку M левее, а если $F'<F_0$, то правее и делать пересчет до тех пор, пока $F'\approx F_0$. По координатам найденной точки нетрудно определить потоки во всех частях магнитопровода при отсутствии подмагничивания $(F_n=0)$.

ния $(F_n=0)$. Для выбранного значения $F_n\neq 0$ берется также произвольно точка M_i (рис. 3) с координатами Φ_i и F_i , лежащая левее точки M. Для этого случая графически решается следующая система уравнений. Для н. с. F_{12} узлов I-2 схемы замещения (рис. 2) с учетом того, что при холостом ходе $F_{aq}=F_{ad}=0$ и участки с сопротивлением R_s оказываются закороченными:

$$F_{12} = F_i - 2\Phi_{\lambda i} \left(R_{\lambda} + R_z \right) = \text{const.} \tag{5}$$

Для первой согласной ветви $1-a-\delta-2$ (рис. 2) можно написать:

$$F_{12} = -F_{np} + \Phi_{c1} (R_{c1} + R_{c2} + R_{c3}) = \text{var},$$
 (6)

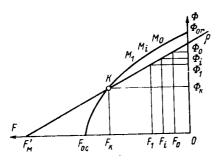
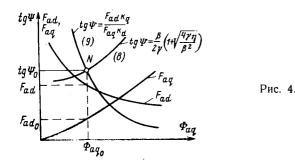


Рис. 3.



ГЛ

$$F_{\rm np} = 2F'_{\rm n} + F''_{\rm n}; \ \Phi_{\delta i} = \Phi_i - \frac{F_i}{R_{\rm om}}$$
 (7)

Точка пересечения прямой (5) и кривой (6) (рис. 4) дает искомый поток Φ_{c1} . После построения характеристики холостого хода $E_0 = f(F_{\pi})$ переходят к расчету внешних характеристик при $F_{ad} \neq 0$ и $F_{aq} \neq 0$.

Как показано в $\{J_{-1}\}$, при постоянной частоте вращения ротора (n=const) ток нагрузки I машины определяется исходя из н. с. F_{ad} и угла ψ , а для определения напряжения U кроме того необходимо знать э. д. с. E_d , наведенную потоком Φ_{δ} , и коэффициент нагрузки $\cos \phi$. Коэффициент нагрузки обычно задается и при построении внешних характеристик является константой.

Поэтому задача расчета внешней характеристики U=f(I) при n= const и $\cos \phi =$ const сводится к определению угла ψ [Л. 1].

$$tg \, \psi = \frac{\beta}{2\gamma} \left(1 + \sqrt{1 + \frac{4\gamma\eta}{\beta^2}} \right), \tag{8}$$

где

$$\eta = \frac{x_{s} - r \operatorname{tg} \varphi}{b_{1}} F_{ad}; \quad \beta = g \left(\Phi_{\delta} \operatorname{tg} \varphi + \Phi_{aq} \right);
\gamma = g \left(\Phi_{\delta} - \Phi_{aq} \operatorname{tg} \varphi \right) - \eta; \quad \operatorname{tg} \psi = \frac{F_{ad} K_{q}}{F_{aq} K_{q}}.$$
(9)

 $r,\ x_s,\ b_1,\ g$ — постоянные, определяемые параметрами генератора.

Для расчета внешней характеристики неизвестные Φ_{δ} , F_{ad} и F_{aq} определяются из расчета схемы замещения. Для расчета конкретной внешней характеристики U=f(I) при $\cos \phi=$ = const на прямой возврата (рис. 3) берется точка M_i с координатами Φ_i и F_i ниже точки холостого хода M_0 . Из схемы замещения (рис. 2) можно написать:

$$\Phi_{c3} = \Phi_{c1} - \Phi_{ag}; \tag{10}$$

$$F''_{\Pi} = \Phi_{C2}R_{C2} + (\Phi_{G4} - \Phi_{G3})R'_{\delta M}. \tag{11}$$

Учитывая, что

$$\Phi_{aq} = \Phi_{q3} + \Phi_{q4}; \tag{12}$$

$$\Phi_{c2} = \Phi_{c1} - \Phi_{q3}. \tag{13}$$

Можно из (11)—(13) получить

$$\Phi_{c2}\left(1+\frac{R_{c2}}{2R'_{\delta M}}\right) = \Phi_{c1} - \frac{\Phi_{aq}}{2} + \frac{F''_{\pi}}{2R'_{\delta M}} \cdot \tag{14}$$

В уравнениях (10) и (13) потоки Φ_{c2} и Φ_{c3} являются функцией потока Φ_{c1} , что позволяет падение напряжения в правой ветви 1-2 схемы замещения (рис. 2) выразить в функции одного потока Φ_{c1} и построить соответствующий график:

$$F_{jc} = F_{12} = f(\Phi_{c1});$$

$$F_{jc} = F_{12} = \Phi_{c1}R_{c1} + \Phi_{c2}R_{c2} + \Phi_{c3}R_{c3} - 2F'_{n} - F''_{n}. \quad (15)$$

Аналогично для левой встречной ветви 1-b-z-2 (рис. 2) можно написать:

$$F_{jB} = F_{12} = \Phi_{B1}R_{B1} + \Phi_{B2}R_{B2} + \Phi_{B3}R_{B3} + 2F'_{\Pi} + F''_{\Pi},$$
 (16)

где

$$\Phi_{ci} = \Phi_{i} - \Phi_{ci}; \tag{17}$$

$$\Phi_{B2}\left(1 + \frac{R_{B2}}{2R'_{\delta M}}\right) = \Phi_{B1} + \frac{\dot{\Phi}_{aq}}{2} - \frac{F''_{\pi}}{2R'_{\delta M}}; \qquad (18)$$

$$\Phi_{\alpha \gamma} = \Phi_{\alpha \gamma} + \Phi_{\alpha \alpha}. \tag{19}$$

Уравнения (16)—(19) позволяют получить зависимость $F_{\mathtt{j}\mathtt{n}}{=}F_{\mathtt{12}}$ также от $\Phi_{\mathtt{c}\mathtt{1}}$

$$F_{iB} = F_{12} = \psi(\Phi_{c1}).$$

Ордината точки пересечения функций $F_{js} = f(\Phi_{c1})$ и $F_{jc} = f(\Phi_{c1})$ для выбранного потока Φ_{aq} дает искомое паде-

ние напряжения в спинке якоря $F_{12} = F_j$. Далее определяются

$$F_{ad} = F - F_{\lambda} - F_{z} - F_{i}; \tag{20}$$

$$F_{ad} = F - F_{\delta} - F_{z} - F_{j}; \qquad (20)$$

$$F_{aq} = \Phi_{q1} R'_{\delta M} - \Phi_{B1} R_{B1} - 2F'_{\Pi} + \Phi_{c1} R_{c1} + \Phi_{q3} R'_{\delta M}. \qquad (21)$$

Задаваясь различными значениями Φ_{aq} при выбранных ранее $\Phi_{b}, F_{n}, \cos \varphi$, можно построить график зависимостей F_{ad} , \emph{F}_{aq} от Φ_{aq} при выбранных $\Phi_{\delta i}, \emph{F}_{\pi i}$, $\cos \varphi$ (рис. 4).

Точка внешней характеристики будет получена тогда, когда будут удовлетворены одновременно уравнения (8) и (9), т. е. F_{ad} и F_{aq} , полученные из схемы замещения, будут такими, что может быть построена диаграмма Блонделя. Для этого на рис. 4 строят обе функции (8) и (9) от Φ_{ag} и ищут их точку пересечения N. Эта точка определяет искомые величины $\operatorname{tg} \psi_0$, F_{ad0} , Φ_{aq0} , по которым рассчитывают искомые U и I.

Последовательно выбирая точки на прямой возврата магнита (Φ_i, F_i) , аналогичным образом можно определить все точки внешней характеристики генератора. Для проверки точности методов расчета внешних характеристик МЭГПЯ по вышеизложенной методике были проведены расчеты и сняты экспериментальные характеристики для трехфазного генератора, у которого мощность 1000 Вт при $\cos \phi = 1$, линейное напряжение 36 В, частота 400 Гц, число пар полюсов — 3, схема соединения фаз -- звезда.

Наибольшее расхождение расчетных и экспериментальных точек не превышает 5%. При этом основным преимуществом метода является то, что он наиболее вскрывает сущность электромагнитных процессов в генераторе при его работе, поскольку с его помощью можно учесть действительное магнитное состояние любого участка магнитопровода при одновременном воздействии н. с. магнита ротора и подмагничивающей обмотки по единой схеме замещения генератора по продольной и поперечной осям.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Балагуров В. А., Галтеев Ф. Ф., Ларионов А. И. Электрические машины с постоянными магнитами. М.—Л.: Энергия, 1964.

2. Бертинов А. И. Авиационные электрические генерато-

ры. М.: Оборонгиз, 1959.

3. Фильц Р. В., Глуховский Л. И. Дифференциальные уравнения и динамические параметры насыщенных синхронных машин. — В кн.: Труды третьей Всесоюзной конференции по бесконтактным электрическим машшнам. Рига: Зинатне, 1966, т. І.

4. Фильц Р. В. Исследование машин переменного тока с насыщенной главной магнитной цепью: Автореф. дис. на соиск. учен. степени канд. техн. наук.: Львов, 1966. В надзаг.: М-во высш. и сред. спец. образования УССР. Львов-

ский политехи. ин-т.



УДК 621.313.39.001.24

О расчете характеристик гистерезисного двигателя со сплошным ротором

СТОЛОВ Л. И., ЧОНИ Л. В., ХУСНУТДИНОВ Р. А.

Казанский авиационный институт

Будем считать, что на основе предварительного инженерного расчета симметричного гистерезисного двигателя (ГД) обращенного исполнения, питающегося синусоидальным симметричным напряжением, выбрана конструкция статора, основные размеры, число полюсов 2p, схема обмотки, материал статора и ротора, внутренний радиус r_2 гистерезисного слоя (ГС) ротора и размер воздушного зазора. Известен также диапазон возможных значений средней но объему магнитной индукции в воздушном зазоре $B_{\rm B}$.

Найдем интегральные характеристики ГД: электромагнитный момент M, ток фазы I, соответствующую потребляемую мощность Р, электромагнитный коэффициент полезного действия η , число проводников в пазу u_n и другие с учетом конечной электрической проводимости материала ΓC (последнее весьма существенно, например, когда ГС выполнен из металлокерамического сплава), а также с учетом пространственной гармонической структуры возбуждающего источника. Все интегральные характеристики будем рассматривать как функции относительной толщины ГС ротора $\beta = r_1/r_2$, где r_1 вненний радиус ГС. В результате рассмотрения ряда вариантов можно приблизить значение β к оптимальному и соответственно скорректировать геометрию машины и ее параметры.

Рассматриваемая задача существенно нелинейна, так как при фиксированном значении Вв изменение в приводит к изменению среднего по объему значения магнитной индукции B_m в ГС, а следовательно и комплексной магнитной проницаемости материала ГС.

Выберем цилиндрическую систему координат, ось $oldsymbol{z}$ которой направлена по оси двигателя. Машина заменяется совокупностью шести однородных, изотропных (или ортотропных) сред, по своим физическим свойствам близких к реальной ма-

шине (рис. 1): I — обол 1 обод ротора из немагнитного материала с магнитной проницаемостью $\mu_{\rm I} = \mu_{\rm 0}$ и электрической проводимостью $\sigma_{\rm I}$; II — ГС ротора с комплексной магнитной проницаемостью $\widetilde{\mu}_{II} = \mu'_{II} - j \mu''_{II}$ и электрической проводимостью σ_{II} ; гистерезис учитывается введением в уравнения поля $\widetilde{\mu}_{II}$, что соответствует замене реальной петли гистерезиса равновеликим эллипсом; таким образом гистерезис описывается в рамках линейной теорин; влияние вихревых токов учитывается введением в уравнения поля конечной проводимости ГС;

III — воздушный зазор;

IV — зубцово-пазовая область статора — ортотропная среда с параметрами $\mu_{\theta IV} = \mu_0 t_z/b_n$, $\mu_{rIV} = \mu_c b_z/t_z$ [Л.1], где t_z — зубцовый шаг; b_z — ширина зубца; b_n — ширина паза; μ_c магнитная проницаемость стали; $\sigma_{IV} = 0$; в объеме этой области локализованы сторонние источники с условной плотностью тока, отнесенной к площади паза в штампе $\delta_{ exttt{c} exttt{T}}$, направленные по оси z; ток реальной обмотки отличен от нуля лишь в пазах, поэтому функция $\delta_{\mathtt{c}\mathtt{ au}}$ кусочно-непрерывна и может быть представлена комплексным рядом Фурье (суммой пространственных гармоник)

$$\delta_{\rm ct}(p\theta) = \sum_{\nu=-\infty}^{\nu=\infty} \delta_{\nu} e^{-j\nu p\theta},$$

где д — коэффициент ряда Фурье; у — номер пространствен•

ной гармоники; 0 — угол в геометрических градусах;

V—ярмо статора; $\mu_V = \mu_c$, $\sigma v = 0$.

VI — окружающая машину воздушная среда $\mu_{VI} = \mu_0$. Краевой эффект и токи

смещения при расчете полей не учитываются. При определении же момента и электромагнитной мощности краевой эффект учитывается опытным коэффициентом 0,65—0,75 (этот коэффициент в некоторой мере учитывает и ряд других допущений, принятых в статье).

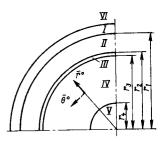


Рис. 1. Поперечное сечение модели ГД с обращенным статором.

По уравнениям Максвелла можно найти выражения для у-х пространственных гармоник электромагнитного поля в каждой области E_{vi} , B_{rvi} , $B_{\theta vi}$, где E_{vi} —z-я составляющая напряженности электрического поля; B_{rvi} , $B_{\theta vi}$ —r-я и θ -я составляющие магнитной индукции, v— номер пространственной гармоники, обусловленной схемой обмотки, i— номер области. Соответствующие выражения с учетом вращения областей I и II с геометрической угловой скоростью Ω приведены в приложении. Они аналогичны выражениям, впервые полученным в $[Л.\ 2]$ с тем отличием, что рассматривается и зубцово-пазовая структура.

В выражениях для составляющих электромагнитного поля неизвестны две величины: условная плотность тока в пазу δ_{cr} и комплексная магнитная проницаемость $\widetilde{\mu}_{II}$ в ГС ротора. Обычно значением средней по объему магнитной индукции в роторе B_m предварительно задаются [Л. 3, 4]. Поэтому при расчете электромагнитного поля можно рекомендовать следующий порядок определения $\widetilde{\mu}_{II}$ и δ_{cr} . Задавшись B_m и зная зависимости $B_m = f(H_m)$ и $P_r = f(H_m)$ для данного материала ГС, можно найти $\widetilde{\mu}_{II}$:

$$\begin{split} \widetilde{\mu}_{\rm II} &= |\widetilde{\mu}_{\rm II}| \cos \gamma'_{\rm 0} - j |\widetilde{\mu}_{\rm II}| \sin \gamma'_{\rm 0}; \\ |\widetilde{\mu}_{\rm II}| &= B_m/10^4 H_m \left(\Gamma/{\rm cM} \right); \ \sin \gamma'_{\rm 0} = P_{\rm \Gamma}/\pi H_m B_m, \end{split}$$

где B_m (T), H_m (А/см), P_r (Дж/см³) — удельные потери на гистерезис за один цикл перемагничивания; γ'_0 — гистерезисный угол материала Γ С.

Значение плотности тока $\delta_{c\tau}$ при этом берется произвольным. Определяется среднее по объему значение магнитной индукции B'_m в ГС для данного значения $\widetilde{\mu}_{11}$ и произвольной $\delta_{c\tau}$:

$$B'_{m} = \frac{1}{\pi (r_{1}^{2} - r_{2}^{2})} \int_{r_{1}}^{r_{2}} r dr \int_{0}^{2\pi} |B_{II}(r, \theta)| d\theta.$$
 (1)

Найденное значение B'_m отличается от требуемого B_m , так как плотность тока $\delta_{\mathtt{CT}}$ была выбрана произвольно. Для того чтобы обеспечить в ГС ротора необходимое значение B_m , следует изменить первоначально выбранное значение $\delta_{\mathtt{CT}}$ в отношении $B_m \not B'_m$. Такой способ отыскания $\delta_{\mathtt{CT}}$ позволяет учесть нелинейность материала ГС ротора, связанную с основной кривой намагничивания, так как каждому значению B_m , H_m и $P_{\mathtt{C}}$ соответствует своя петля гистерезиса (а, следовательно, и свой эллипс, заменяющий петлю).

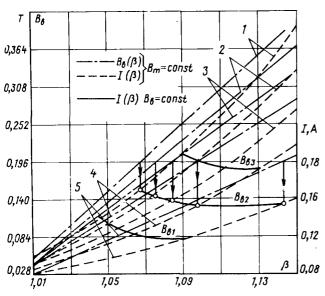


Рис. 2. Построение зависимости $I(\beta)$ при $B_{\rm B}\!=\!{\rm const}$ по рассчитанным зависимостям $B_{\rm B}(\beta)$ и $I(\beta)$ при $B_m\!=\!{\rm const.}$

По найденному δ_{ст} находится ток в фазе:

$$I = \delta_{c_T} s_{\pi} / u_{\pi}$$

где s_{π} — площадь паза в штампе.

Аналогично (1) определяется среднее по объему значение

магнитной индукции в воздушном зазоре $B_{\rm B}$.

Пусковой электромагнитный момент M можно найти как предел отношения механической мощности $P_{\rm M}$ к геометрической угловой скорости Ω вращения ротора, когда $\Omega \longrightarrow 0$. Значение $P_{\rm M}$ определяется приращением реальной части потока вектора Умова — Пойнтинга при переходе через границу «воздушный зазор — ротор»:

$$P_{\rm M} = r_2 l \, {\rm Re} \left[\int_0^{2\pi} \dot{E}_{\rm III} \, \dot{H}_{\theta \rm III}^* d\theta - \int_0^{2\pi} \dot{E}_{\rm II} \dot{H}_{\theta \rm II}^* \, d\theta \right]_{r=r_2},$$

где $\dot{E}_{\rm III} = \sum_{\bf v} \dot{E}_{{\bf vIII}}, \ \dot{E}_{\rm II} = \sum_{\bf v} \dot{E}_{{\bf vII}}$ — комплексные значения на-

пряженности электрического поля; $\mathring{H}_{\theta \Pi \Pi} = \sum_{\mathbf{v}} \mathring{H}_{\theta \mathbf{v} \Pi \Pi}$, $\mathring{H}_{\theta \Pi} =$

$$=\sum_{\mathbf{v}}\overset{*}{H}_{\mathbf{\theta}\mathbf{v}\mathbf{I}\mathbf{I}}$$
 — комплексно-сопряженные значения напряженнос-

ти магнитного поля в воздушном зазоре и в ГС (так как в рассматриваемом случае высшие гармоники относительно невелики, то приближенный учет их по методу наложения можно считать приемлемым).

Осуществляя предельный переход и используя граничные условия, получим .

$$M = \frac{2\pi r_2 l}{\mu_0 \omega} \operatorname{Re} \dot{E}_{III} \, \mathring{B}_{\theta III},$$

где ω — угловая частота питающей сети; l — активная длина ротора Γ Д.

Взаимосвязь между напряжением и током фазы определяется вторым уравнением Кирхгофа в интегральной форме:

$$U = IR + j\omega\psi$$

где U и I — действующие значения напряжения и тока фазы; R — активное сопротивление фазы [Л. 4]; ψ — полное потокосцепление фазы, которое определяется потокосцеплением в активной части машины ψ_a и потокосцеплением лобовых частей обмотки.

Таким образом

$$\dot{U} = \dot{I}(R + jX_{\pi}) + j\omega\dot{\psi}_{a}, \tag{2}$$

где X_π — индуктивное сопротивление рассеяния лобовых частей обмотки фазы [Л. 4].

Известно [Л. 5], что $j\omega\psi_a$ определяется циркуляцией вектора электрической напряженности по контуру, образованному всеми последовательно соединенными проводниками фазы. С достаточной степенью точности э. д. с. фазы может быть определена, если известно среднее значение напряженности электрического поля в зоне соответствующей фазы \dot{E}_{cp} . Тогда

$$j\omega\psi_{a} = -2w_{\phi}l_{c}\dot{E}_{cp}. \tag{3}$$

Здесь $l_{\rm c}$ — активная длина статора; $w_{\rm d}$ — число витков фазы; $\dot{E}_{\rm cp} = \sum_{\rm c} \dot{E}_{\rm dvcp}$, где $\dot{E}_{\rm dvcp}$ — среднее значение напряженности

электрического поля для \mathbf{v} -й гармоники, определяется как отношение потока вектора $\dot{E}_{\mathbf{v}}$ через поперечное сечение зоны s_3 , занятой проводниками одной фазы к ее площади s_3 ;

$$\dot{E}_{\text{фvcp}} = \frac{1}{S_3} \int_{r_4}^{r_3} r dr \int_{\theta} \dot{E}_{\text{v}} d\theta$$

(предел по θ определяется схемой обмотки).

Все величины, входящие в правую часть выражения (2), можно представить как

$$I = k_1/u_{\Pi}; \quad R = k_2 u_{\Pi}^2; \quad X_{\Pi} = k_3 u_{\Pi}^2; \quad \omega \dot{\psi}_a = k_4 u_{\Pi} \dot{E}_{CP},$$

(2) запишется в виде

$$\dot{U} = k_1 (k_2 + jk_3) u_1 + jk_4 u_1 \dot{E}_{cp}$$

Отсюда число витков в пазу u_{ii}

$$u_{\rm II} = \frac{|\dot{U}|}{|k_1 (k_2 + jk_3) + ik_4 \dot{E}_{\rm cp}|}.$$

В качестве примера рассмотрим расчет начальной точки пуска трехфазного ГД обращенного исполнения, с числом пазов на полюс и фазу $q=1,5;\ p=2,\ c$ двухслойной статорной обмоткой с шагом y=4. Выражения для $\delta_{\rm cr}$ и $\dot{E}_{\rm cp}$ приведены в приложении. Изменяя β (за счет изменения $r_{\rm l}$), можно найти семейства кривых $B_{\rm B}(\beta)$, $M(\beta)$, $I(\beta)$, $P(\beta)$, $u_{\rm m}(\beta)$ и $\eta(\beta)$ при постоянном значении средней по объему магнитной индукции в роторе B_m (а следовательно, при одном и том же μ_{II}). Затем графически находятся искомые зависимости от β при постоянном значении B_B . Сущность этих построений для нескольких различных значений B_m поясним

На рис. 2 приведены рассчитанные на ЦВМ зависимости $B_{\rm B}(\beta)$ и $I(\beta)$ при пяти постоянных B_{m} для одного из типов Γ Д, мощностью 5 Вт с диаметром наружного обода 21 мм. Значения B_B и I определены по семейству петель гистерезиса металлокерамического материала для следующих значений B_m , H_m и P_r (см. таблицу).

Номер рабочей точки	В _т , Т	<i>Н_m</i> , А/см	Р _г 104, Дж/см²	
1	1,0	80,0	195	
2	0,9	79,5	156	
3	0,8	74,0	129,5	
4	0,7	65,5	101	
5	0,5	58,4	55,5	

1 На рис. 2 номер кривой соответствует номеру рабочей точки на петле гистерезиса согласно приведенным данным

Электрическая проводимость ГС $1.45\cdot 10^4$ См/см, Ω =0. При расчете учитывалось 11 пространственных гармоник, обусловленных данным типом обмотки. Зависимость /(в) при постоянных значениях $B_{\rm B}$, равных 0,140 $T(B_{\rm B1})$, 0,196 $T(B_{\rm B2})$ и 0.252 Т $(B_{\rm B3})$ получены путем графических построений. Порядок построения показан сплошными линиями со стрелками для B_{B2} . Аналогично получены зависимости $M(\beta)$, $P(\beta)$ и $\eta(\beta)$, приведенные на рис. 3. Из рис. 2 и 3 можно определить оптимальное значение в при условии наибольшего электромагнитного к. п. д., пускового момента или при наименьшем потребляемом токе. В реальном диапазоне значений Вв 0,14-0,2 Т оптимальное значение в лежит в пределах от 1,06 до 1,09.

Далее приведены значения пусковых параметров ГД с $\beta = 1,08$, полученные расчетным путем и снятые экспериментально (коэффициент, учитывающий влияние краевого эффекта на электромагнитный момент принят равным 0,7):

Параметр	Расчет/Опыт	Ошибка, %
М, Гс∙м	4,56,4,12	9.8
<i>I</i> , A	0,123/0,1	18,6
P , B_T	6,26/5,0	20.2
COS φ	0,815/0,81	1.0
u_n	152/150	1 3

Совпадение расчетных и экспериментальных данных удовлетворительное.

Приложение. Выражения для у-х составляющих электромагнитного поля.

Среды І, ІІ — обод и ГС ротора:

$$E_{\nu i} = [C_i I_{\nu p} (\gamma'_i r) + C'_i N_{\nu p} (\gamma'_i r)] \left(\frac{\omega}{\nu p^*} - \Omega\right) e^{-j\nu p\theta};$$

$$\begin{split} B_{r\nu i} &= \frac{1}{r} \left[C_i J_{\nu p} \left(\gamma'_i r \right) + C'_i N_{\nu p} \left(\gamma'_i r \right) \right] e^{-j\nu p \theta} ; \\ B_{\theta \nu i} &= \frac{\gamma_i}{j \nu p} \left[C_i J'_{\nu p} \left(\gamma'_i r \right) + C'_i N'_{\nu p} \left(\gamma'_i r \right) \right] e^{-j\nu p \theta} , \end{split}$$

где $\gamma'_i=V\overline{-j\sigma_i\omega_i(\omega-\nu\Omega)};$ $\omega-$ частота питающей сети; $J_{\nu p}$ ($\gamma'_i r$), $N_{\nu p}$ ($\gamma'_i r$)— цилиндрические функции νp -порядка

от комплексного аргумента $\gamma'_i r$; i — номер среды. Среды III, IV, V, VI — воздушный зазор, зубцово-пазовая область, ярмо статора, воздушное пространство:

$$\begin{split} \dot{E}_{\nu i} &= \left[qI_{\nu} + C_{i} \left(\frac{r}{r_{0i}}\right)^{aq} + C'_{i} \left(\frac{r}{r_{0i}}\right)^{-aq}\right] \frac{\omega}{\nu p} e^{-j\nu p\theta};\\ \dot{B}_{r\nu i} &= \frac{1}{r} \left[qI_{\nu} + C_{i} \left(\frac{r}{r_{0i}}\right)^{aq} + C'_{i} \left(\frac{r}{r_{0i}}\right)^{-aq}\right] e^{-j\nu p\theta};\\ \dot{B}_{\theta\nu i} &= -j\frac{b}{r} \left[2I_{\nu} + aC_{i} \left(\frac{r}{r_{0i}}\right)^{aq} - aC'_{i} \left(\frac{r}{r_{0i}}\right)^{-aq}\right] e^{-j\nu p\theta}, \end{split}$$

где i номер среды;

$$I_{v} = \begin{cases} j u_{\theta} \delta_{v} r^{2} / [4 - (aq)^{2}], & i = IV; \\ 0, & i = III, V, VI; \end{cases}$$

$$a = \begin{cases} \sqrt{\mu_{\theta} / \mu_{r}}, & i = IV; \\ 1 & i = III, V, VI; \end{cases}$$

$$q = \begin{cases} -|vp|, & i = VI; \\ vp, & i = III, IV, V; \end{cases}$$

$$b = \begin{cases} -\frac{|vp|}{vp}, & i = VI; \\ 1, & i = III, IV, V; \end{cases}$$

$$C'_5 = C'_5 = 0;$$

 $r_{0\,i} = \sqrt[4]{r_{i}r_{i+1}}$ — среднее значение радиуса. C_{i} и C'_{i} — постоянные интегрирования, которые определяются из граничных условий, а также из условий проведения поля в начале координат и на бесконечности.

Выражения для $\delta_{c\,\tau}$ и $\dot{E}_{c\,p}$:

$$\dot{\delta}_{\rm cr} = \sum_{\nu} \frac{6\delta_{\rm o} \sin \nu p \frac{\Delta \theta}{2}}{\pi \nu p} e^{j \frac{5\pi (\nu p - 2)}{6}} \times \left[1 + \frac{\sqrt{3}}{2} e^{j \frac{\pi}{18} (2\nu p - 3)} + e^{j \frac{\pi}{9} (2\nu p - 3)} \right];$$

$$\dot{E}_{\rm cp} = \frac{8\omega u_{\rm n} l_{\rm c}}{5 (r_3 + r_4) \Delta \theta} \sum_{\nu} \left\{ \frac{\sin \nu p \frac{\Delta \theta}{2}}{(\nu p)^2} \left(2 + \frac{1}{2} e^{-j\nu p \frac{\pi}{9}} - \frac{\pi}{9} \right) \right\}$$

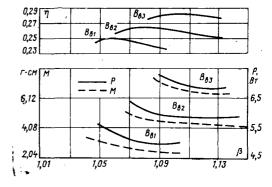


Рис. 3. Зависимости $\dot{M}(\beta)$, $P(\beta)$ и $\eta(\beta)$ при $B_{\rm B}$ = const.

$$-\frac{1}{2}e^{-j\nu p\frac{4\pi}{9}})\sum_{r}r\left[\nu pI_{\nu}r^{2}+C_{1V}\left(\frac{r}{r_{04}}\right)^{\nu pa}+C_{1V}\left(\frac{r}{r_{04}}\right)^{-\nu pa}\right]\right\}.$$

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Қазанский В. М. Беспазовые двигатели малой мощности: Автореф. дис. на сопск. учен. степени д-ра техн. наук. Новосибирск, 1970. В надзаг.: М-во высш. и сред. спец. образования РСФСР, Новосибирск. электротехн. ин-т.

2. Орлов И. Н. Вопросы теории и проектирования гистерезисных электродвигателей: Дис. на степень канд. техн. наук. М., 1959. В надзаг.: М-во высш. и сред. спец. образования СССР, Моск. энергетич. ин-т.

3. Мастяев Н. З., Орлов И. Н. Гистерезисные двигатели. М., изд. МЭИ, 1963.

4. Делекторский Б. А., Мастяев Н. З., Орлов И. Н. Проектирование гироскопических электродвигателей. М.: Машино-

5. Гольдштейн Л. Д., Зернов Н. В. Электромагнитные поля и волны. М., Советское радио, 1956.
6. Говорков В. А. Электрические и магнитные поля. М.: Энергия, 1958.

£11.6.19761



УДК 621.382.233.015.38.004.2

Перенапряжения на анодах тиристоров вентильного двигателя

инж. РЯБИНИН В. Б.

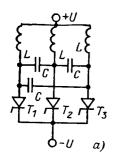
Кострома

Наиболее простой схемой вентильного двигателя (ВД) является трехлучевая однополупериодная схема рис. 1. Коммутатор (инвертор) такого двигателя состоит всего из трех управляемых вентилей (тиристоров). Схема присоединения датчика угла поворота также упрощается по сравнению с двухполупериодной схемой, так как в этом случае катоды тиристоров соединяются в одну общую точку.

Благодаря своей простоте однополупериодный ВД привлекает внимание, однако работа вентилей инвертора такого двигателя осуществляется в ключевом режиме, поэтому возникает необходимость в принятии мер для компенсации намагничивающей энергии отключаемой секции или переводе ее в другую секцию. При недостаточности таких мер разряд намагничивающей энергии, запасенной в индуктивности отключаемой секции, может вызвать всплески напряжения, значительно превышающие по амплитуде значение напряжения сети, питающей двигатель. Такие перенапряжения опасны для элементов схемы ВД: тиристоров, конденсаторов, обмоток.

Наиболее характерными точками перенапряжения являются анод и катод тиристоров. При нормальной синхронизации переключения, т. е. тогда, когда закрытие одного тиристора происходит не раньше чем открывается другой, характер изменения напряжения на электродах тиристора будет такой же, как и на коммутирующем конденсаторе.

Испытания ВД показали, что при переключении секций возникает периодический процесс перезаряда конденсатора. Периодический процесс возникает потому, что емкость коммутирующего конденсатора может быть меньше значения, необходимого для апериодической коммутации тиристоров. При малой нагрузке или при холостом ходе двигателя ток, протекающий через тиристоры, становится меньше их удерживающего тока. В этом случае закрытие тиристора может происходить независимо от открытия следующего, т. е. как только с его управляющего электрода будет снято положительное напряжение.



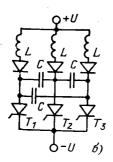


Рис. 1.

Поскольку положительное напряжение с управляющего электрода закрываемого тиристора должно быть снято несколько раньше, чем подано на открытие следующего, то в этом случае закрытие тиристора произойдет раньше, чем откроется следующий. Иначе говоря, нарушается нормальная синхронизация переключения и создается на некоторый момент ситуация, когда все тиристоры закрыты. Намагничивающая энергия отключенной секции не может разрядиться через внешний контур (источник питания). Она может разрядиться лишь по внутреннему контуру через другие секции двигателя (см. рис. 1). При нормальной синхронизации разряд происходит и через внешний контур, т. е. через открытый тиристор и сеть, так как, во-первых, активное сопротивление внутреннего контура почти в 1,5 раза больше, чем внешнего (секции включены в контур последовательно), и во-вторых, внутренний контур имеет взаимную индуктивность секции, которая препятствует разряду энергни через секции. В результате этого происходит всплеск напряжения на аноде тиристоров (см. рис. 2,а). Как показывает опыт, чем меньше коммутирующая емкость, тем больше образуются анодные всплески напряжения. Увеличением емкости коммутирующих конденсаторов анодные всплески напряжения можно значительно уменьшить, однако для этого требуются очень большие значения емкостей, поэтому такой способ является нерациональным.

Другим способом уменьшения анодных всплесков напряжения является включение конденсаторов параллельно тиристорам. Но опыт показал, что для получения необходимого эффекта значение этих емкостей должно быть большим, а это приводит к большим потерям энергии. По этой же причине пеэффективным является и включение конденсаторов парал-лельно секциям двигателя. Наиболее целесообразным способом уменьшения анодных всплесков напряжения следует считать создание нормальной синхронизации переключения секций, что дает возможность энергии намагничивания отключаемой секции разрядиться через открытый тиристор и через сеть. При этом энергия намагничивания через отключаемую секцию будет превращаться частично в механическую энергию на валу двигателя. В схеме ВД могут быть применены отсекающие диоды

(рис. 1,6). В этом случае при нарушении синхронизации переключения тиристоров разряд намагничивающей энергии через внутренний контур становится невозможным.

В результате в схемах ВД с отсекающими диодами при нарушении синхронизации всплески анодного напряжения значительно увеличиваются (рис. 2,6), поэтому для таких схем мероприятия по снижению анодных всплесков напряжения являются особенно важны.

Включение дросселя последовательно с ВД также увеличивает анодные всплески, так как в этом случае, кроме отключаемой секции, необходим разряд намагничивающей энергии еще и дросселя.

Выводы. 1. Увеличение емкости коммутирующих конденсаторов уменьшает значение перенапряжений на элементах схемы.

- 2. Нарушение нормальной синхронизации переключения тиристоров вызывает всплески анодного напряжения, на тиристорах в несколько раз превышающие напряжения сети, питающей двигатель.
- 3. Гашение анодных всплесков напряжения, возникающих в результате несинхронности переключения тиристоров, с помощью конденсаторов является нерациональным вследствие больших потерь энергии.
- 4. Включение в схему ВД отсекающих диодов, а также дросселя в цепь питания последовательно с двигателем вызывает увеличение анодных всплесков напряжения.
- 5. Наиболее целесообразным способом уменьшения анодных всплесков является точная синхронизация переключения тиристоров.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Ромаш Э. М. Тиристорные преобразователи постоянного тока. М.: Энергия, 1973.



Рис. 2.

- 2. Бессонов Л. А. Теоретические основы электротехники.
- М.: Высшая школа. 1973. 3. Иванчук Б. Н., Липман Р. А., Рувинов Б. Я. Тиристорные усилители в схемах электропривода. М.: Энергия, 1966. 4. Шиллинг В. Тиристорная техника. Пер. с нем. С. Д. Авакьянца, Л.: Энергия. 1971.

[4.3.1976]



УДК 621.313.12.001.2:681.142

О методе рационального проектирования генераторов, работающих на переменных частотах вращения

КЛИМОВА Н. С.

Москва

Большое разнообразие типов и конструкций генераторов постоянного и переменного тока вызывает необходимость разработки критерия оценки, пользуясь которым конструктор или исследователь электрической машины может ответить на вопрос, насколько рационально спроектирована электрическая машина. При этом наиболее рациональной следует считать электрическую машину, которая в наибольшей степени отвечает всей совокупности предъявляемых к ней требований технического, производственного и эксплуатационного харак-

Поэтому чрезвычайно важно при проектировании выбрать правильные критерии оптимизации. Конечно наиболее правильным был бы выбор в качестве таких критериев коэффициентов, полученных по значению себестоимости изделия с учетом стоимости эксплуатации, отнесенной к какому-либо выходному или конструктивному параметру изделия. Однако, как правило, на стадии проектирования себестоимость изделия в производстве, а тем более в эксплуатации, определить не удается. Применение имеющихся в литературе рекомендаций к генераторам не может дать желаемых результатов вследствие специфики конструкции и эксплуатации генераторов для сельскохозяйственных машин, в частности тракторных генераторов, которые в отличие от генераторов общепромышленного назначения работают в широком диапазоне частот вращения. Поэтому для оценки оптимальности из-делия применяют косвенные параметры, в той или иной мере связанные с себестоимостью, как правило, только в производстве. Обычно за такой параметр принимают массу или объем изделия, считая, что от массы (или объема) зависит и расход материалов на изготовление изделия и стоимость обработки. При этом для автотракторных генераторов оптимальность проектируемого изделия оценивается по отношению мощности (или момента) генератора к его массе.

Однако такая оценка не учитывает реальных условий работы генераторов для сельскохозяйственных машин, в частности тракторных генераторов, в эксплуатации. Дело в том, что такие генераторы работают в условиях переменных частот вращения, зависящих от режима работы двигателя трактора или любой другой сельскохозяйственной машины. При этом, естественно, отдаваемый ими ток (а следовательно и мощность) меняется по токоскоростной кривой $I_r = f(n)$, приведенной на рис. 1. Токоскоростная характеристика представляет собой зависимость тока, отдаваемого генератором, от частоты вращения его ротора при постоянном напряжении.

На рис. 1 также представлена плотность распределения скоростного режима генератора W=f(n) при транспортном

режиме эксплуатации. Сравнение токоскоростной характеристики с характеристикой плотности распределения скоростного режима показывает, что если генератор отдает мощность за пределами $n_{\mathtt{M}}$ (максимальной частоты вращения, при которой он может работать, например, на тракторе), то эта максимальная мощность просто не может быть реализована. С другой стороны, если, например, трактор (или любая другая сельскохозяйственная машина) работает при частоте вращения дизеля, соответствующей частоте вращения по генератору, ниже, чем начальная частота вращения холостого хода, то при этом генератор вообще не отдает мощности в сеть (хотя бы его максимальная мощность и была очень велика), и всю нагрузку принимает на себя аккумулятор, который интенсивно разряжается и в дальнейшем не сможет обеспечить нужные условия запуска двигателя.

Таким образом, для оценки нормальной работы генератора, работающего в большом диапазоне частот вращения, недостаточно оперировать какой-то одной точкой его токоскоростной характеристики (например, максимальной мощностью или мощностью в расчетном режиме, определенной точкой касания касательной к токоскоростной характеристике, приведенной из начала координат). Требуется вся кривая, да еще сочетание ее с кривой плотности скоростного режима, или какой-либо интегральный параметр, учитывающий как возможности генератора отдавать энергию потребителям, так и скоростной режим, например, трактора. Таким параметром является характеристика генератора, обычно определяемая как заряд полной отдачи [Л. 1], равный площади, охваченной кривой произведения токоскоростной характеристики на кривую плотности скоростного режима:

$$q_{\Gamma} = \int_{n_{X X}}^{n_{M}} I_{\Gamma} W dn, \qquad (1)$$

где $I_{r} = f(n)$ — токоскоростная характеристика генератора; W — функция плотности скоростного режима; $n_{x.x}$ и n_{m} — частота вращения холостого хода и максимальная частота вращения генератора.

Заряд полной отдачи представляет собой то количество электричества, которое генератор может отдать в данном конкретном режиме эксплуатации. Казалось бы, такой параметр невозможно применить для оценки качества генератора, так как режимы эксплуатации весьма различны. Однако учитывая, что скоростные режимы сельскохозяйственных ма-

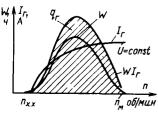


Рис. 1.

шин, и в том числе тракторов, типичны и в основном определяются лишь родом выполняемой ими работы [Л. 2], акривые плотности скоростных рестандартизированы, жимов можно утверждать, что заряд полной отдачи характеризует полностью всю токоскоростную характеристику генератора, т. е. является тем общим интегральным выходным параметром, который может быть заложен в критерий оптимальности конструкции генератора.

Поскольку стандартизированы три режима работы, то для генераторов, как машин универсального применения, следует из трех режимов выбрать самый тяжелый с точки зрения зарядного баланса, т. е. с точки зрения обеспечения нормального питания электропотребителей. Таким режимом является транспортный, в котором генератор большую часть времени работает на частотах, близких к частоте вращения холостого хода.

Таким образом, в качестве критерия оптимизации генератора представляется целесообразным использовать его массу при условии обеспечения заданного уровня заряда полной отдачи в транспортном режиме эксплуатации.

В настоящей статье рассматриваются вопросы поиска конструктивных и электрических характеристик генераторя переменного тока для сельскохозяйственных машин, оптимального с точки зрения описанного выше критерия минимальной массы при условии удовлетворения полученного устройства заданным требованиям по заряду полной отдачи. Процесс поиска оптимального устройства предполагается

Процесс поиска оптимального устройства предполагается вести путем оптимизации характеристик исходной модели, в качестве которой может быть использован известный, се-

рийно выпускающийся или рассчитанный известными методами генератор. Решение ищется в виде алгоритма, в основу построения которого положена двухступенчатая процедура поиска оптимальной конструкции [Л. 3] и методика расчета тракторных генераторов.

Предположим, что исходная модель генератора обладает известными нам конструктивными и электрическими характеристиками $A_{1,0},\ A_{2,0},\dots,\ A_{i,0},\dots,\ A_{N,0}$. Известны значения заряда полной отдачи его в транспортном режиме эксплуатации q_{r0} и масса P_0 . Заданы (или известны) граннцы варьирования отдельных характеристик генератора A_i . Задача проектирования заключается в том, чтобы среди всех операторов исследуемого генератора, удовлетворяющих заданным условиям по заряду полной отдачи, определить оператор, описывающий генератор с минимальной массой. Под оператором здесь следует понимать совокупность конструктивных и электрических характеристик генератора.

Оператор исходного генератора может быть записан:

$$R_{0} = \{A_{1,0} \in \widetilde{A}_{1}; A_{2,0} \in \widetilde{A}_{2}; \dots; A_{i,0} \in \widetilde{A}_{i}; \dots; A_{N,0} \in \widetilde{A}_{N}\},$$
(2)

где A_i — множество значений параметра A_i , взятого внутри допустимого диапазона его варьирования с выбранным шагом, обеспечивающим заданную точность расчетов. Оператор R_0 характеризует генератор, обладающий за-

Оператор R_0 характеризует генератор, обладающий зарядом полной отдачи q_{r0} и массой P_0 . Члены оператора R_0 , $A_{1,0}$; $A_{2,0}$; ...; $A_{n,0}$ — независимые переменные, а $A_{n+1,0}$; ...; $A_{N,0}$ — их функции.

Качество оператора R_k — его положение на шкале оптимизируемой характеристики генератора; уровень качества оператора R_k — масса k-го варианта генератора:

$$P_k = F(R_k) = F\{A_{1,k}, A_{2,k}, \dots, A_{N,k}\}.$$
 (3)

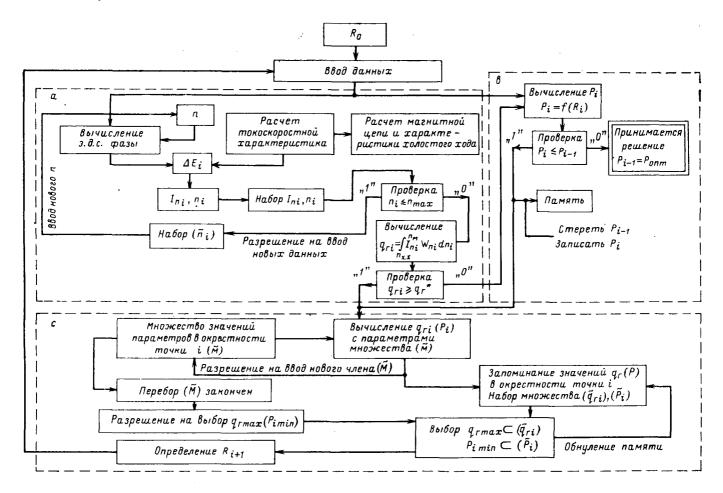


Рис. 2.

Эффективность оператора R_k — способность генератора удовлетворять заданным требованиям. Эффективность оператора R_k — заряд полной отдачи k-го варианта генератора:

$$q_{rk} = \Phi(R_k) = \Phi\{A_{1,k}; A_{2,k}; \dots; A_{N,k}\}.$$
 (4)

Оптимальным будем считать оператор, которому соответствует минимальная масса генератора при уровне эффективности — заряде полной отдачи генератора в транспортном режиме эксплуатации сельскохозяйственной машины — не менее q^*_{Γ} .

$$R_{\text{ORT}}: \begin{cases} q_{\text{r.ort}} = \Phi(R_{\text{ORT}}) \geqslant q_{\text{r}}^{*}; \\ P_{\text{ORT}} = \mathbf{F}(R_{\text{ORT}}) = \inf\{P^{*}\}, \end{cases}$$
 (5)

где $\{P^*\}$ — множество значений массы генераторов, соответствующих операторам R^* , для которых выполняется условие $q_{\mathbf{r}} = \Phi(R^*) \geqslant q^*_{\mathbf{r}}$.

При условии унимодальности функций q_r и P, односвязанности и плотности множества операторов $\{R\}$ решение поставленной задачи существует и является единственным.

поставленной задачи существует и является единственным. На рис. 2 приведена укрупненная блок-схема алгоритма направленной оптимизации параметров генератора по критерию (5). Алгоритм состоит из трех больших блоков:

вычисления токоскоростной характеристики генератора и определения на ее основе заряда полной отдачи (а);

вычисления массы генератора (b);

блока направленного перебора варьируемых параметров

генератора (c).

Программа предусматривает, опираясь на технические характеристики исходного генератора (R_0), организованный перебор членов множества, созданного путем вариаций параметров генератора в окрестности этой точки, и выбор среди них такого, который обеспечивает максимальное приращение оптимизируемой величины. На первом этапе вычислений это $q_{\rm r}$, на втором — P.

На каждой итерации выбирается следующая точка в направлении максимального приращения, и операция с вариацией параметров повторяется. Выбор направления максимального приращения производится только среди тех комбинаций параметров, которые обеспечивают выполнение накладываемых на характеристики ограничений.

В программе наиболее сложным является блок вычисления $q_{\rm r}$. Структура этого блока определяется существующими методами вычисления токоскоростной характеристики генератора. В основу расчета токоскоростной характеристики генератора положена методика по расчету тракторных генераторов индукторного типа, разработанная в НИИавтоприборов в 1972 г.

В качестве исходных данных в программу вводятся номинальная мощность генератора, размеры магнитной цепи, размер воздушного зазора, ширина и число зубцов индуктора и статора, число фаз, плотности тока в обмотках возбуждения и статора, начальная частота вращения генератора с полной нагрузкой и др.

В блоке a вычисление э. д. с. фазы производится для постоянных на данном цикле вычисления фазового напряжения, тока нагрузки и частоты вращения генератора. Здесь предусматривается вычисление э. д. с. поперечной реакции якоря E_{aq} , э. д. с. рассеяния E_{s} и падения напряжения на активном сопротивлении обмотки статора E_{a} , на основании которых производится определение угла сдвига фаз ф э. д. с. и напряжения, который является исходным для расчета э. д. с. фазы.

Наиболее сложный и трудоемкий — раздел вычислений, требующий детального расчета магнитной цепи генератора и построения функциональных зависимостей магнитной индукции в воздушном зазоре B_{δ} от падения магнитного потенциала в воздушном зазоре F_{δ} и во всех участках магнитной цепи F_{B} , а также зависимости тока возбуждения i_{B} от F_{B} и э. д. с. фазы от F_{δ} , на основании которых определяется характеристика холостого хода генератора $E_{\Phi} = f(i_{\mathrm{B}})$.

Вычисление э. д. с. при заданной частоте вращения генератора производится на основании расчета намагничивающей силы обмотки возбуждения $F_{0.\,\mathrm{B}}$ и размагничивающей силы реакции якоря F_d и вычисления на их основе необходимой величины тока обмотки возбуждения при заданной частоте вращения.

Предложенный алгоритм, основанный на общих положениях, приведенных в [Л. 3], позволяет существенно сократить объем вычислений, поскольку предусматривает исследование оптимизируемой величины в окрестности исходной

точки и выбор следующей точки для расчета в направлении максимального изменения оптимизируемой величины. Перемещение в этом направлении можно производить с заранее выбранным шагом по каждому параметру, обеспечивающим необходимую точность вычислений.

С помощью предложенного алгоритма исследовались параметры магнитной цепи индукторного генератора Г-306 с кони-

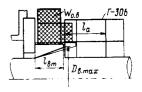


Рис. 3.

ческой втулкой. Варьировались четыре параметра: максимальный диаметр втулки $D_{\rm B\ max}$; длина втулки $l_{\rm B\tau}$; число витков обмотки возбуждения $W_{\rm 0.B}$; длина пакета статора $l_{\rm a}$.

Схематический чертеж магнитной цели генератора приведен на рис. 3. За исходные величины были приняты значения перечисленных выше параметров, соответствующие генератору Γ -306: $D_{\text{B max}}{=}40\cdot10^{-3}$ м; $l_{\text{B}}{=}26\cdot10^{-3}$ м; $l_{\text{a}}{=}30\cdot10^{-3}$ м; $W_{\text{O,B}}{=}450$ витков. Масса магнитной цели генератора составила 2851. При расчете было принято:

$$\Delta D_{\text{B max}} = \Delta l_{\text{BT}} = \Delta l_a = 1 \cdot 10^{-3} \text{ M};$$
 $\Delta W_{\text{O,B}} = 30 \text{ BHTKOB}.$ (6)

Границы варьируемых величин:

$$D_{\text{B max}} = (38 - 53) \cdot 10^{-3} \text{ m};$$

$$I_{\text{BT}} = (18 - 33) \cdot 10^{-3} \text{ m};$$

$$I_{a} = (20 - 35) \cdot 10^{-3} \text{ m};$$

$$W_{\text{O.B}} = (420 - 870) \text{ ВИТКОВ.}$$
(7)

Расчеты выполнялись на ЭВМ БЭСМ-6. Оптимизация проводилась с целью получения конструктивных параметров генератора с минимальной массой, обеспечивающего заряд полной отдачи в эквивалентных условиях, не меньший, чем генератор Г-306. Выход к параметрам оптимального генератора при принятых величинах (6) и (7) произошел за 10 шагов. Значения оптимизируемых параметров на каждом шаге сведены в таблицу.

С целью проверки унимодальности оптимизируемой функции и исследования области существования генераторов на односвязанность был использован известный метод определения глобального экстремума внутри многомерной области [Л. 4], в соответствии с которым проведены расчеты при случайном выборе значений оптимизируемых величин внутри диапазонов их существования (7). Эти расчеты подтвердили нахождение глобального экстремума в следующем диапазоне параметров генератора: $D_{\rm B\ max} = 39 \cdot 10^{-3}\ {\rm M};\ l_{\rm B\tau} = 18 \cdot 10^{-3}\ {\rm M};\ l_{\rm a} = (24-25) \cdot 10^{-3}\ {\rm M};\ W_{\rm O,B} = 540-660\ {\rm витков},\ {\rm что}\ {\rm свидетельствует}$ об унимодальности функций и односвязанности области ее существования. Схематический чертеж магнитной цепи генератора после проведения оптимизации также приведен на рис. 3.

Таким образом, при соответствующей подготовке исходных данных и разумном выборе исходной модели использова-

Номер шага	Оптимизируемый параметр					
	D _{в тах} , 10-3 м	<i>l_a</i> , 10 ⁻³ м	<i>l</i> _{вт} , 10⁻³ м	₩ _{О.В} , витки		$\begin{array}{c} \Delta P = P_{0,i+1} - P_{0,i}, \\ \Gamma \end{array}$
1 2 3 4 5 6 7 8 9	40 40 40 40 40 40 40 41 40 39	29 28 27 26 26 26 26 25 25 25	25 24 23 22 21 20 19 18 18	420 420 420 420 420 420 450 480 510 540	2764 2682 2600 2517 2492 2466 2446 2383 2373 2363	87 82 82 83 25 26 20 63 10

 $\Delta P_{\text{OSIM}} = P_{0.1} - P_{0.10} = 488 \text{ r.}$

ние предлагаемого метода может позволить полностью автоматизировать процесс выбора основных конструктивных и электрических параметров генератора переменного тока для сельскохозяйственных машин и позволит получить более полную и систематизированную информацию о влиянии отдельных характеристик на интегральные показатели генератора.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Акимов С. В. Бесконтактные электрогенераторы на автомобилях и тракторах. М.: НИИНавтопром, 1974.

2. Галкин Ю. М. Методы расчета и анализа эксплуатационных режимов автотракторного электрооборудования. Диссертация, М., 1974.

3. Климова Н. С. Способ пороговой оптимизации конструктивных и электрических характеристик исследуемого устройства. — Электричество, 1975, № 11, с. 79—81.
4. Каган Б. М., Тер-Микаэлян Т. М. Решение инженерных задач на ЦВМ. М.: Энергия, 1964.

[27.12.1976]



УДК 621.314.26.014.001.24

Коэффициенты загрузки по току вентилей в преобразователях частоты с непосредственной связью

Канд. техн. наук ЖЕМЕРОВ Г. Г.

Харьков

Особенностью электромагнитных процессов в преобразователях частоты с непосредственной связью является неравномерная загрузка элементов силовой схемы по току. Неравномерность загрузки по току возникает, если отношение частоты питающей сети к частоте на выходе преобразователя не кратно числу фаз вентильных групп преобразователя 1. Там же приведены кривые, по которым могут быть найдены максимальные значения коэффициентов загрузки при заданном фиксированном отношении входной частоты к выходной. Эти кривые получены для широкого диапазона изменения параметров, оказывающих влияние на коэффициенты: угла сдвига тока нагрузки относительно кривой напряжения управления (ф); угла сдвига нуля напряжения управления относительно нуля опорного напряжения тиристора; формы кривой напряжения управления.

Максимальные значения коэффициентов запрузки используются для расчета, если угол ϕ принимает произвольные значения в диапазоне $(0, \pi/2)$. Часто, однако, угол ϕ меняется в менее широких пределах либо остается постоянным. В этом случае значения коэффициентов загрузки могут быть много меньше максимальных. В статье приводятся кривые, дающие уточненные значения коэффициентов загрузки. Коэффициенты запрузки получены для отношений входной частоты к выходной, равных целым числам (2, 3), поскольку в этом случае коэффициенты загрузки значительно больше, чем при дробных отношениях.

Принятые допущения: питающий трансформатор и вентили идеальны, форма кривой тока нагрузки синусоидальна, характеристика фазосмещающего устройства арккосинусоидальная.

На рис. 1 приведена силовая схема трехфазно-однофазного мостового преобразователя с непосредственной связью. Исключив тиристоры T_4 , T_1 , T_2 , T_5 , T_6 , T_3 и сделав соединение, показанное на рис. 1 пунктирной линией, получим схему трехфаэно-однофазного преобразователя с нулевыми вентильными группами. Встречно-параллельно включенные тиристоры можно заменить симметричными тиристорами.

Поясним величины, встречающиеся в статье. Отношение частоты сети к частоте на выходе преобразователя:

$$p = \frac{f_0}{f_2} = \frac{\omega_0}{\omega_2} = \frac{T_2}{T_0},\tag{1}$$

пде f_0 , ω_0 , T_0 — частота, круговая частота и период напряжения питающей сети соответственно; f_2 , ω_2 , T_2 — частота, круговая частота и период напряжения на выходе преобразо-

На рис. 2 представлены опорные напряжения u_{on} , напряжение управления $e_{\mathtt{y}}$ и ток натрузки преобразователя i_2 . Моменты пересечения кривой напряжения управления с ни-

1. Жемеров Г. Г. Токовые нагрузки элементов силовой цепи преобразователей частоты с непосредственной связью. -Электричество, 1969, № 12, с. 38-42.

спадающими участками опорных синусоид I (см. рис. 2) соответствуют включению тиристора T_1 (T_1), а точки пересечения с ниспадающими участками опорных синусоид 2 — моментам выключения тиристора T_1 (T_1). Угол сдвига нуля напряжения управления относительно нуля опорной синусочды включения тиристора T_1 обозначен через δ , а угол сдвига тока нагрузки относительно кривой напряжения управления через ф (см. рис. 2).

Отношение амплитуды опорного напряжения к амплитуде напряжения управления (параметр глубины регулирования выходного напряжения):

$$y = \frac{U_{\text{max on}}}{E_{\text{max y}}} \,. \tag{2}$$

При равномерной загрузке средние и действующее значения токов тиристора и симметричного тиристора:

$$I_{\text{cp.}T} = \frac{1}{\pi m_{\text{T}}} I_{\text{max2}};$$

$$I_{\pi.T} = \frac{1}{2 V m_{\text{T}}} I_{\text{max2}};$$

$$I_{\text{cp. c. T}} = \frac{2}{\pi m_{\text{T}}} I_{\text{max2}};$$

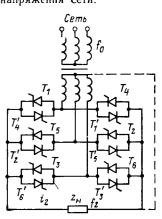
$$I_{\pi. c. T} = \frac{1}{V 2 m_{\text{T}}} I_{\text{max2}};$$
(3)

где $I_{\max 2}$ — амплитуда синусоидального тока нагрузки преобразователя (см. рис. 2); $m_{\mathtt{T}}$ — число коммутаций тока в вентильной группе за период напряжения сети.

Отметим, что в схемах, представленных на рис. $1, m_{\text{T}}$ =3. Коэффициенты загрузки по току определяются как отношение действительного значения тока через тиристор или симметричный тиристор к току через тот же элемент при равномерной загрузке. В соответствии

с (3) будем различать четыре коэффициента загрузки.
Расчеты выполняются по алгоритму, описанному ранее в упомянутой статье. Отличие заключается лишь в том, что

Рис. 1. Схема трехфазнооднофазного мостового (нулевого) преобразователя.



печатаются эначения коэффициентов при всех сочетаниях параметров ϕ и δ .

Результаты расчетов представлены в виде кривых на рис. 3, 4. Характер приведенных кривых можно было бы пояснить лутем графических построений при различных значениях параметров ф и б, аналогичных рис. 2. Изменения коэффициентов загрузки в функции угла б объясняются изменением интервалов проводимости тиристоров и их взаимного расположения с кривой тока. Максимальное значение коэффициента загрузки получаем, когда большие по длительности интервалы проводимости, соответствующие участкам перевода из выпрямительного в инверторный режим, совпадают во времени со значениями тока нагрузки, близкими к амплитудным. При расчете кривых взяты наиболее характерные значения р и v, например, значения р, равные 2 и 3, соответствуют максимальным выходным частотам промышленных установок, а значение v=0,9—предельной глубине регулирования выходного напряжения. Взяты две формы кривых напряжения управления—синусоидальная и прямоугольная.

Необходимо отметить еще одно обстоятельство, расширяющее возможности применения кривых, представленных на рис. 3, 4. Рациональное число p можно представить как отношение двух целых чисел: p=q/r. Степень неравномерности загрузки тиристоров тем больше, чем меньше числа r и q. Из этого следует правило: в заданном диапазоне частот напхудшей с точки зрения загрузки вентилей по току является частота, соответствующая наименьшему значению r. Например, в диапазоне частот от 30 до 19 Γ ц наихудшей является частота 25 Γ ц (при частоте сети 50 Γ ц), так как ей соответствует r=1. Таким образом, приведенные кривые позволяют определить максимальные значения коэффициентов загрузки, если верхнее значение диапазона выходной частоты преобразователя превышает или равно $16^2/_3$ Γ ц и меньше 50 Γ ц.

Сопоставление данных показывает, что коэффициенты загрузки существенно зависят от угла δ , причем максимальные значения коэффициентов соответствуют значениям ϕ , близким к $\pi/2$, а минимальные — ϕ =0. Применение напряжения управления прямоугольной формы приводит к существенному увеличению неравномерности загрузки тиристоров и симметричных тиристоров. При четных эначениях p коэффициенты загрузки симметричных тиристоров значительно меньше, чем коэффициенты загрузки тиристоров, при нечетных p кривые коэффициентов совпадают.

В связи с этим очевидны преимущества применения симметричных тиристоров.

Кривые коэффициентов рассчитаны для тиристора T_1 и симметричного тиристора из T_1 , T_4 (см. рис. 1). Между коэффициентами загрузки тиристоров схемы существует очевидная зависимость (см. рис. 1, 2):

$$k_{\text{T}n}\left(\delta,\varphi,\nu\right) = k_{\text{T}1}\left[\left(\delta + \frac{\pi}{3}\left(7 - n\right)\right), \varphi,\nu\right],\tag{4}$$

пде n — номер тиристора в схеме по рис. 1.

Пользуясь соотношением (4), по приведенным кривым можем определить коэффициенты запрузки для всех тиристоров или симметричных тиристоров схемы.

Неравномерность загрузки может быть существенно уменьшена за счет выбора соответствующего значения δ (для этого требуется специальное устройство управления).

уменьшена за счет высора соответствующего значения о (для этого требуется специальное устройство управления). С учетом соотношений (3) для тиристоров вентильной группы, например, для T_1 , T_3 , T_5 и симметричных тиристоров T_1 , T_4 , T_5 , T_2 ; T_3 , T_6 (см. рис. 1) можем записать следующие соотношения:

$$I_{\text{cp.T1}} + I_{\text{cp.T3}} + I_{\text{cp.T5}} = 3I_{\text{cp.T}};$$

$$I_{\mathcal{A},\text{T1}}^2 + I_{\mathcal{A},\text{T3}}^2 + I_{\mathcal{A},\text{T5}}^2 = 3I_{\mathcal{A},\text{T}}^2;$$

$$I_{\text{cp.T1T'}_4} + I_{\text{cp.T5T'}_2} + I_{\text{cp.TyT'}_6} = 3I_{\text{cp. c. T}};$$

$$I_{\mathcal{A},\text{T1T'}_4} + I_{\mathcal{A},\text{T5T'}_2} + I_{\mathcal{A},\text{T3T'}_6}^2 = 3I_{\mathcal{A},\text{ c. T}}.$$

$$(5)$$

Разделив все члены равенств на токи, стоящие в правых частях, получим соотношения для коэффициентов загрузки

$$k_{\text{cp.Ti}}' + k_{\text{cp.T3}} + k_{\text{cp.T5}} = 3; k^{2}_{\mathcal{A},\text{Ti}} + k^{2}_{\mathcal{A},\text{T3}} + k^{2}_{\mathcal{A},\text{T5}} = 3; k_{\text{cp.TlT'}_{4}} + k_{\text{cp.T5T'}_{2}} + k_{\text{cp.T3T'}_{6}} = 3; k^{2}_{\mathcal{A},\text{TiT'}_{4}} + k^{2}_{\mathcal{A},\text{T5T'}_{2}} + k^{2}_{\mathcal{A},\text{T3T'}_{6}} = 3$$
 (6)

Воспользовавшись кривыми коэффициентов, нетрудно убедиться в справедливости соотношений (6).

Проверка правильности расчетов выполнена, как указа-

но в упомянутой статье.

Полученные результаты, строго говоря, справедливы для преобразователей с фиксированным соотношением входной и выходной частот. В случае, если выходная частота преобразователя задается аналоговым генератором, несинхронизированным питающей сетью, расчеты коэффициентов загрузки должны быть уточнены с использованием методов теории вероятностей, что является отдельной задачей.

В заключение рассмотрим несколько примеров, иллюстрирующих использование полученных кривых. Во всех примерах необходимо определить коэффициент загрузки макси-

мально нагруженного тиристора.

Пример 1. Преобразователь частоты с непосредственной связью на тиристорах работает при фиксированном значении отношения входной и выходной частот p=2; напряжение управления синусоидальное; глубина регулирования напряжения v=0,9; силовая схема шестипульсная, мостовая; угол сдвига тока нагрузки ϕ = $\pi/6$.

Вентильная группа шестипульсного мостового преобразователя содержит шесть тиристоров, коэффициенты загрузки которых связаны соотношением (4). Значение угла δ для первого тиристора можно выбрать произвольно в интервале [0, 2π]. Положим δ =0. Тогда по кривым ϕ = $\pi/6$ находим коэффициенты загрузки первого тиристора $k_{cp.r1}$ =0,22, $k_{\pi.r1}$ =0,30. Коэффициенты загрузки второго тиристора определяем по тем же кривым при δ = $2\pi/6-k_{cp.r2}$ =0,23; $k_{\pi.r2}$ =0,34, третьего тиристора при δ = $4\pi/6-k_{cp.r3}$ =0,68; $k_{\pi.r3}$ ==0,74 и т. д. Максимальные значения коэффициентов загрузки имеет тиристор T_5 - $k_{cp.r5}$ =2,08; $k_{\pi.r5}$ =1,54. Так как угол δ изменяется произвольно, определение

Так как угол о изменяется произвольно, определение коэффициента загрузки максимально загруженного тиристора сводится к отношению максимума соответствующей кривой.

Пример 2. Непосредственный преобразователь частоты на симметричных тиристорах работает в диапазоне частот от 10 до 30 Γ ц при частоте питающей сети 50 Γ ц; напряжение управления прямоугольное; ν =0,9; силовая схема шестилульсная, мостовая; угол сдвига тока нагрузки ϕ = $\pi/3$; выходная частота устанавливается любой в указанном диапазоне с помощью автономного задающего генератора.

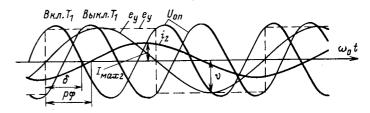


Рис. 2. Взаимное расположение кривых напряжения управления, тока нагрузки и опорных синусоид при p=2, v=0.9.

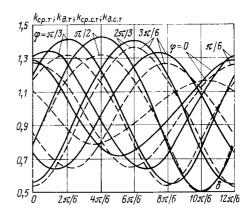
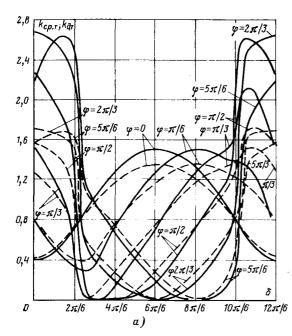


Рис. 3. Коэффициенты загрузки тиристоров и симметричных тиристоров при синусоидальном напряжении управления. $-----k_{\rm cp.\,\tau}; \; k_{\rm cp.\,c.\,\tau}; \; -------k_{\rm g.\,\tau}; \; k_{\rm g.\,c.\,\tau}.$



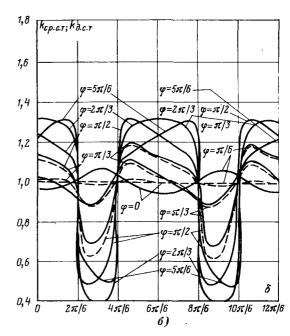


Рис. 4. Кривые коэффициентов загрузки тиристоров (a) и симметричных тиристоров (б) при прямоугольном напряжении управления p=3, v=0,9.

В заданном диапазоне частот наихудшей с точки зрения загрузки тиристоров по току является частота 25 Γ ц (p=2), поскольку эта частота соответствует целому значению p(r=1). По кривым на рис. 4,6 находим коэффициенты загрузки максимально нагруженного тиристора $k_{cp.c.\tau}$ =1,20; $k_{\pi.c.\tau}$ =1,09 (δ =3 π /4). Так как отношение входной и выходной частот преобразователя может колебаться в определенных пределах вследствие отклонений частоты сети и частоты задающего генератора, действительные коэффициенты загрузки будут несколько меньше полученных. Они могут быть уточнены, если известны случайные функции времени, описывающие изменения частоты сети и задающего генератора.

Пример 3. Непосредственный преобразователь на симметричных тиристорах работает при p=3; напряжение управления синусоидальное; v=0.9; угол сдвига тока нагрузки принимает произвольные значения в диапазоне от $\pi/3$ до $5\pi/6$; вентильные группы выполнены по шестипульсной мостовой схеме.

Для определения максимального значения коэффициента загрузки воспользуемся рис. 3, из которого следует, что в диапазоне изменения угла ϕ от $\pi/3$ до $\pi/2$ наихудший случай имеет место при $\phi=\pi/2$. По кривым $\phi=\pi/2$ определяем коэффициенты загрузки $(\delta=4\pi/6)$; $k_{\text{ср.с.}\tau}=1,425$; $k_{\text{д.с.}\tau}=1,32$.

[29.6.1976]



УДК 621.313.333.016.351

Способы повышения статической устойчивости синхронных реактивных редукторных двигателей

Доктор техн. наук КОНОНЕНКО Е. В. Воронежский политехнический институт

В электроприводах малой мощности все более широкое применение получают синхронные тихоходные двигатели с электромагнитной редукцией скорости вращения. Из-за специфических особенностей работы эти двигатели до настоящего времени не получили единого наименования. Их называют субсинхронными или безредукторными двигателями, учитывая, что они обеспечивают низкие скорости вращения без использования механических редукторов [Л. 1]. Наибольшее же распространение получило наименование «редукторные» двигатели [Л. 2 и 3]. Последнее, по нашему мнению, является более приемлемым, так как соответствует принципу работы таких двигателей, основанному на электромагнитной редукции скорости вращения.

Одной из проблем, возникающих при проектировании и эксплуатации синхронных двигателей с электромагнитной редукцией скорости вращения (синхронных редукторных двигателей), является повышение равномерности вращения ротора [Л. 2]. Синхронные редукторные двигатели склонны к самораскачиванию, как и обычные синхронные машины.

Синхронные редукторные двигатели выполняются как с возбуждением постоянным током (с аксиальным или радиальным), так и без возбуждения (реактивные). Наилучшими по использованию активного объема являются синхронные редукторные двигатели с аксиальным возбуждением и синхронные реактивные редукторные двигатели [Л. 3]. При этом первые обеспечивают более высокий коэффициент мощ-

ности, а вторые имеют более простую конструкцию и не

нуждаются в возбуждении постоянным током.

В статье рассматриваются способы повышения статической устойчивости синхронных реактивных редукторных двигателей. Однако результаты исследований могут быть использованы и при проектировании синхронных редукторных двигателей с возбуждением постоянным током.

Известно, что наиболее распространенным и эффективным способом борьбы с самораскачиванием в синхронных машинах является применение короткозамкнутых (демпферных) обмоток на роторе. Исследование влияния короткозамкнутой обмоткой ротора на статическую устойчивость синхронных реактивных редукторных двигателей показало, что применение такой обмотки расширяет область устойчивой работы. Однако существенное уменьшение области самораскачивания имеет место лишь в диапазоне малых значений активного сопротивления обмотки ротора, при которых пуск и работа синхронного реактивного редукторного двигателя вхолостую и при небольших напрузках становится невозможной [Л. 4]. Поэтому синхронные редукторные двигатели обычно выполняются без короткозамкнутых обмоток на роторе.

В двигателях малой мощности область самораскачивания можно существенно уменьшить правильным выбором механического демпфирования, которое создается за счет момента сопротивления от трения [Л. 5]. Однако трение вызывает дополнительные потери, поэтому увеличение механического демпфирования в необходимых пределах в двигателях малой мощности не всегда может быть оправдано.

Изложенное выше делает необходимым разработку дополнительных мер, повышающих статическую устойчивость синхронных редукторных двигателей. К таким мерам в первую очередь можно отнести амортизацию статора и приме-

нение упругих муфт.

Влияние амортизации статора. Амортизация электрических машин широко используется для ограничения влияния периодических вращающихся моментов, передаваемый через статор на фундамент. Как будет показано ниже, амортизация статора может быть использована и для повышения статической устойчивости синхронных реактивных редукторных двигателей. Конструкции амортизаторов могут быть разнообразными [Л. 6]. Наиболее простой для двигателей малой мощности является конструкция, при которой статор устанавливается на резиновых амортизаторах.

При работе двигатель развивает электромагнитный момент вращения M, действующий на ротор. Такой же по значению, но противоположный по направлению момент приложен к статору. Под влиянием момента М статор поворачивается в пространстве на угол δ_c , вызывая сжатие (удлинение) амортизаторов на величину х. Сжатие (удлинение) амортизаторов вызывает появление упругого возвращающего

момента

$$M_F = 2F_T R, \tag{1}$$

где $F_{\rm r} = cx$ — односторонняя упругая сила; c — жесткость амортизатора.

Для малых углов поворота статора

$$x = \delta_c R.$$
 (2)

При исследовании влияния амортизации статора на статическую устойчивость необходимо составить уравнения, описывающие электромеханические переходные процессы.

Уравнения равновесия напряжений обмоток статора в системе координат d, q, вращающейся синхронно с магнитной проводимостью воздушного зазора, для синхронного реактивного редукторного двигателя без короткозамкнутых обмоток на роторе в системе относительных единиц можно записать в виде

$$u_d = px_d i_d + ri_d - x_q i_q p \gamma;$$

$$u_q = px_q i_q + ri_q + x_d i_d p \gamma,$$
(3)

где $p=rac{d}{dt}$ — эператор дифференцирования; γ — угол, опреде-

ляющий положение продольной оси относительно оси фазы

а статора (рис. 1). Ось N неподвижна в пространстве; ось a совпадает с осью N в установившемся режиме, когда M_{c} =0. Оси d_{p} и $q_{\rm p}$ жестко связаны с ротором:

$$\gamma = k_{p} \gamma_{p} = k_{p} (\delta_{p} + \delta_{c}), \tag{4}$$

где $k_{\rm p}$ — коэффициент электромагнитной редукции скорости. Для описания электромеханических переходных процессов, кроме уравнений равновесия напряжений, необходимо составить уравнения моментов, действующих на ротор и статор, или уравнения их движения.

Уравнения движения ротора и статора в пространстве

описываются уравнениями

$$M = H p \omega_{\rm M} + M_{\rm c};$$

$$M = H_{\rm c} p \omega_{\rm c} + M_{F},$$
(5)

где $H=rac{J\omega^{3}{_{0}}}{P_{b}k^{2}{_{p}}}$; ${}^{1}_{c}H_{c}=rac{J_{c}\omega^{3}{_{b}}}{P_{b}k^{2}{_{p}}}$ — электромеханические посто-

янные ротора и статора; J, $J_{\rm c}$ — моменты инорции вращающихся масс ротора и статора.

В системе относительных единиц

$$M_F = k_y \delta_c,$$
 (6)

где

$$k_{y} = \frac{2cR^{2}}{M_{x}},$$

а электромагнитный момент определяется уравнением

$$M = (x_d - x_q) i_d i_q. \tag{7}$$

Для характеристики нагрузки синхронных реактивных редукторных двигателей, как и в обычных синхронных реактивных машинах, вводится угол θ — угол между вектором напряжения, вращающимся со скоростью оп относительно статора, и поперечной осью q (осью минимальной магнитной нроводимостп воздушного зазора), вращающейся относительно статора со скоростью ω:

$$\theta = \int_0^t (1 - \omega) dt,$$

или

$$\frac{d\theta}{dt} = 1 - \omega = 1 - k_{\rm p}\omega_{\rm p}, \tag{8}$$

где ω_p — скорость вращения ротора относительно статора;

$$\omega_{\rm p} = \frac{d\gamma_{\rm p}}{dt} = \frac{d\delta_{\rm p}}{dt} + \frac{d\delta_{\rm c}}{dt} = \omega_{\rm M} + \omega_{\rm c}. \tag{9}$$

Рассматриваемая система уравнений (3) и (5) с учетом того, что скорость вращения ротора при самораскачивании является переменной и неизвестной, представляет собой систему нелинейных дифференциальных уравнений. Для определения границ области устойчивой работы можно воспользоваться системой линеаризованных уравнений.

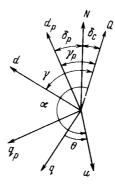


Рис. 1. Система координатных осей амортизированного синхронного реактивного редукторного двигателя.

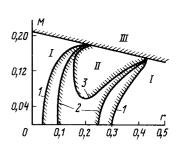


Рис. 2. Области устойчивой и неустойчивой работы, построенные при различной жесткости амортизаторов. - область устойчивой работы; - область самораскачивания; III — область сползания. $I = k_y = \infty$; 2 = 60; 3 = 50.

В этом случае уравнения (3) и (5) можно записать в виде

$$\begin{split} p\Delta i_d &= \frac{1}{x_d} \left(-r\Delta i_d + x_q \Delta i_q + x_q i_{q0} k_p \Delta \omega_M + x_q i_{q0} k_p \Delta \omega_c - \right. \\ &- U \cos \theta_0 \Delta \theta); \\ p\Delta i_q &= \frac{1}{x_q} \left(-x_d \Delta i_d - r\Delta i_q - x_d i_{d0} k_p \Delta \omega_M - \right. \\ &- x_d i_{d0} k_p \Delta \omega_c - U \sin \theta_0 \Delta \theta); \\ p\Delta \omega_M &= \frac{1}{H} \left[(x_d - x_q) i_{q0} \Delta i_d + (x_d - x_q) i_{d0} \Delta i_q - \right. \\ &- k_M \Delta \omega]; \\ p\Delta \omega_c &= \frac{1}{H_c} \left[(x_d - x_q) i_{q0} \Delta i_d + (x_d - x_q) i_{d0} \Delta i_q - \right. \\ &- k_y \Delta \delta_c]; \\ p\Delta \theta &= - k_p \Delta \omega_M - k_p \Delta \omega_c; \\ p\Delta \delta_c &= \Delta \omega_c, \end{split}$$

где
$$i_{d0} = \frac{x_q \cos \theta_0 - r \sin \theta_0}{x_d x_q + r^2} U; \quad i_{q0} = \frac{x_d \sin \theta_0 + r \cos \theta_0}{x_d x_q + r^2} \ U.$$

Величины с индексом «нуль» характеризуют исходный установившийся режим, а величины со значком Δ обусловлены малыми колебаниями ротора.

Система уравнений (10) является нормальной системой дифференциальных уравнений 1-го порядка с постоянными коэффициентами. Этой системе соответствует характеристиче-

ское уравнение шестой степени.
При определении границ области статической устойчивости все расчеты выполняются на цифровых вычислительных машинах. В этом случае и вычисление коэффициентов характеристического уравнения производится на ЦВМ, имеющих, как правило, стандартные подпрограммы, основанные на методе Данилевского [Л. 7].

При расчете границ устойчивой работы целесообразно пользоваться алгебраическим критерием Рауса. Границы устойчивой работы рассчитываются в области двух параметров и строятся в прямоугольной системе координат в виде зависимостей M = f(r). В качестве варьируемых параметров выбираются β_0 и r_0 . В уравнениях (10) нагрузка двигателей определяется углом θ_0 , который находится из равенства

$$\operatorname{tg} \theta_{0} = \frac{x_{q} \sin \beta_{0} - r \cos \beta_{0}}{x_{d} \cos \beta_{0} + r \sin \beta_{0}}.$$
 (11)

Как показали расчеты, границы устойчивой работы синхронных реактивных редукторных двигателей зависят от сочетания параметров и нагрузки. Амортизация статора влияет только на область самораскачивания, т. е. амортизация статора оказывает на статическую устойчивость такое же влияние, как и механическое демпфирование. На рис. 2 приведены области устойчивой и неустойчивой работы двигателя при изменении жесткости амортизаторов и следующих значениях остальных параметров: $U=1.0;\ x_q=0.8;\ x_d=1.2;\ k_p=10;\ H=5";\ H_c=50";\ k_m=0.3.$ Кривые I рассчитаны при жестком креплении двигателя к фундаменту $(k_y=\infty)$. При уменьшении жесткости амортизаторов (до $k_y=50$) область самораскачивания сокращается. Однако при дальнейшем уменьшении k_{y} область самораскачивания вновь начинает возрастать.

Границы самораскачивания при заданной жесткости амортизаторов зависят также от момента инерции статора. При увеличении момента инерции статора область самораскачивания несколько сокращается.

Применение упругих муфт. Демпфирование самовозбуждающихся колебаний скорости вращения ротора можно осуществить применением упругих муфт. Двигатель и рабочий механизм, соединенные упругой муфтой, представляют собой колебательную систему. В этом случае синхронный реактивный редукторный двигатель с напрузкой на валу рассматривается как система с двумя массами, соединенных невесомым упругим валом с жесткостью на кручение с [Л. 8].

Ротор двигателя вращается под влиянием электромагнитного момента. В связи с упругостью вала и наличием момента сопротивления возникает упругий крутящий момент

$$M_{\kappa} = c \varphi,$$
 (12)

где ф — угол закручивания.

Обозначим угол поворота сердечника ротора двигателя в пространстве через γ_p , а нагрузки — γ_π . Тогда

$$\varphi = \gamma_p - \gamma_{\pi}. \tag{13}$$

Угловые скорости вращения двигателя и привода опредедяются первыми производными

$$\omega_{\rm p} = \frac{d\gamma_{\rm p}}{dt}$$
; $\omega_{\rm n} = \frac{d\gamma_{\rm n}}{dt}$. (14)

Уравнения движения (уравнения моментов) составляются отдельно для двигателя и привода [Л. 9].

Момент, развиваемый двигателем, уравновешивается динамическим и упругим моментом

$$M = H_{\rm p} \frac{d\omega_{\rm p}}{dt} + c \, (\gamma_{\rm p} - \gamma_{\rm n}). \tag{15}$$

Упругий крутящий момент для двигателя является тормозящим моментом. Для привода он является движущим и уравновешивается динамическим моментом сопротивления:

$$c \left(\gamma_{p} - \gamma_{n} \right) = H_{n} \frac{d\omega_{n}}{dt} + M_{c}, \tag{16}$$

где $H_{\rm m}$ — электромеханическая постоянная вращающихся масс привода.

Для нахождения границ области устойчивой работы нужно воспользоваться линеаризованной, как и в предыду-

щем случае, системой уравнений. Тогда уравнения (3), (15) и (16) можно представить

$$\begin{split} p\Delta i_d &= \frac{1}{x_d} \left(-r\Delta i_d + x_q \Delta i_q + x_q i_{q0} \Delta \omega_{\rm p} + U \cos\theta_0 k_{\rm p} \Delta \gamma_{\rm p} \right); \\ p\Delta i_q &= \frac{1}{x_q} \left(-x_d \Delta i_d - r\Delta i_q - x_d i_{d0} k_{\rm p} \Delta \omega_{\rm p} + U \sin\theta_0 k_{\rm p} \Delta \gamma_{\rm p} \right); \\ p\Delta \omega_{\rm p} &= \frac{1}{H_{\rm p}} \left[(x_d - x_q) i_{q0} \Delta i_d + (x_d - x_q) i_{d0} \Delta i_q - c\Delta \gamma_{\rm p} + c\Delta \gamma_{\rm H} \right]; \\ p\Delta \omega_{\rm H} &= \frac{1}{H_{\rm H}} \left(-k_{\rm M} \Delta \omega_{\rm M} + c\Delta \gamma_{\rm p} - c\Delta \gamma_{\rm H} \right); \end{split}$$

 $p\Delta\gamma_{\rm p}=\Delta\omega_{\rm p};\quad p\Delta\gamma_{\rm n}=\Delta\omega_{\rm n}.$

Система дифференциальных уравнений (17) аналогична

уравнениям (10) и анализируется теми же методами. Расчеты показывают, что границы области устойчивой работы двигателей зависят от параметров и нагрузки. На рис. 3 приведены границы устойчивой работы синхронного реактивного редукторного двигателя при различной жесткости упругой муфты и следующих значений остальных параметров: U=1,0; x_d =1,2; x_q =0,8; k_p =10; H_p =2"; H_π =3";

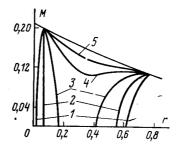


Рис. 3. Границы устойчивой работы, построенные при различной жесткости упругой муфты. ной жесткости упругой муфты. I — область устойчивой работы; II — область самораскачивания; III — область сползания; $1-c=\infty; \ 2-c=30; \ 3-c=15; \ 4-c=12; \ 5-c=10.$

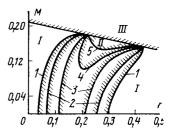


Рис. 4. Границы области устойчивой работы при $k_{\rm M}=$ =0,1. $1-c=\infty; 2-c=5; 3-c=3; 4-c=2; 5-c=1,5.$

$$1 \rightarrow c = \infty$$
; $2 - c = 5$; $3 - c = 3$; $4 - c = 2$; $5 - c = 1.5$.

 $k_{\rm M}{=}0.3$. Кривые 1 рассчитаны для жесткого соединения двигателя с нагрузкой ($c{=}\infty$). При уменьшении жесткости муфты область самораскачивания сокращается. Однако при малых значениях жесткости ($c \approx 5,0$) устойчивая работа синхронных реактивных редукторных двигателей при рассматриваемых значениях параметров становится невозможной. Из приведенных данных можно сделать вывод, что упругость соединительной муфты влияет только на область самораскачивания. Другими словами, упругая муфта оказывает на устойчивость работы синхронного реактивного редукторного двигателя такое же влияние, как и механическое демпфирование

Жесткость упругой муфты оказывает различное влияние область самораскачивания в зависимости от величины коэффициента механического демпфирования. На рис. 4 приведены границы области устойчивой работы для двигателя, имеющего параметры, такие же как и в предыдущем случае, но при $k_{\rm M} = 0,1$.

На основании проведенных исследований можно сделать вывод о том, что статическую устойчивость синхронных реактивных редукторных двигателей можно существенно повысить, применяя амортизацию статора и упругие муфты. При правильном выборе жесткости амортизаторов или упругих муфт можно вообще исключить возможность возникновения самораскачивания. Применение упругих муфт является наиболее простым способом повышения статической устойчивости синхронных реактивных редукторных двигателей. Он может быть использован и в сочетании с другими методами повышения статической устойчивости.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Каасик П. Ю. Тихоходные безредукторные микроэлектродвигатели. Л.: Энергия, 1974.

2. Микроэлектродвигатели для систем автоматики. Технический справочник. Под ред. Э. А. Лодочникова и Ф. М. Юферова. М.: Энергия, 1969. 3. Жуловян В. В. Основные соотношения и сравнитель-

ная оценка синхронных двигателей с электромагнитной ре-

дукцией скорости. — Электричество, 1975, № 8. 4. Буймов А. А., Гарганеев Б. П., Кононенко Е. В. Статическая устойчивость синхронных реактивных редукторных двигателей с короткозамкнутой обмоткой на роторе. — Изв. Томского политех. ин-та, 1974, т. 200.

5. Повышение статической устойчивости тихоходных синхронных двигателей с электромагнитной редукцией скорости/ Буймов А. А., Гарганеев Б. П., Кононенко Е. В., Лаас Р. П.— В кн.: Проектирование устройств электропитания и электропривода. Т. 2. Электромеханические устройства и элементы технологии. М.: Энергия, 1973.

6. Видеман Е., Келленбергер В. Конструкции электриче-

ских машин. М.: Энергия, 1972.

7. Қаған Б. М., Тер-Микаэлян Т. М. Решение инженерных задач на цифровых вычислительных машинах. М.: Энергия, 1964.

8. Детали машин/ Добровольский В. А., Заблонский К. И., с С. Л. и др. Киев: ГНТИМЛ, 1962.

9. Тетельбаум И. М., Шлыков Ф. М. Электрическое моделирование динамики электропривода механизмов. М.: Энергия, 1970.

[1.12.1976]



АКАДЕМИЯ НАУК СССР

Отделение физико-технических проблем энергетики, Отделение экономики

О КОНКУРСЕ НА СОИСКАНИЕ ИМЕННОЙ ПРЕМИИ АКАДЕМИИ НАУК СССР

Отделение физико-технических проблем энергетики и Отделение экономики Академии наук СССР сообщают, что в 1978 г. будет проведен конкурс на соискание премии им. Г. М. Кржижановского (в размере 2000 руб.) за лучшие исследования в области энергетики и за лучшие труды в области экономических наук.

Срок представления работ до 22 сентября 1978 г.

Право выдвижения кандидатов на соискание премии имеют научные учреждения, высшие учебные заведения, конструкторские бюро, научные общества, ведомства, действительные члены и члены-корреспонденты Академии наук СССР и академий союзных республик.

На соискание именных премий представляются:

опубликованные научные работы (серия работ) или материал научного открытия (изобретения) в трех экземплярах (число авторов не более трех человек);

мотивированное представление, включающее научную характеристику работы, ее значение для развития науки и народного хозяйства, а также сведения об авторе с перечнем его основных научных работ и изобретений.

Материалы с надписью «На соискание премии им. Г. М. Кржижановского» направлять в Отделение физико-технических проблем энергетики АН СССР (117901 Москва, В-71, Ленинский просп., 14, корп. 1).

УДК 621.311.925(042)

I Научно-технический семинар «Диагностика неисправностей устройств релейной защиты и автоматика электрических систем»

В мае 1977 г. в Жданове состоялся І Научно-технический семинар «Диагностика неисправностей устройств релейной защиты и автоматики электрических систем». Семинар был организован Республиканским домом экономической и научно-технической пропаганды общества «Знание» УССР, Украинским республиканским и Донбасским правлениями НТОЭ и инским республиканским и Доноасским правлениями НТОЭ и ЭП, Ждановским металлургическим институтом. В работе его приняли участие более 140 специалистов, представителей 81 организации из 54 городов страны. Среди них ведущие специалисты — релейщики более чем 30 энергосистем, ряда высших учебных заведений, научно-исследовательских институтов и заводов — изготовителей релейной аппаратуры.

Целью семинара явилось рассмотрение современных методов и средств проверки устройств релейной защиты и автоматики (РЗА), обмен мнениями по вопросам алгоритмизации программ диагностики неисправностей РЗА, анализ опыта внедрения и эксплуатации диагностических средств и программ, определение направлений дальнейших исследований в области повышения эксплуатационной надежности релейной защиты и автоматики. Были заслушаны 35 докладоз,

тезисы которых опубликованы.

Семинар открыл ректор Ждановского металлургического института, профессор Е. А. Капустин. Он отметил, что развитие технической диагностики как научной дисциплины вызвано необходимостью вооружить специалистов методами получения достоверных сведений о техническом состоянии систем всех уровней. Для обеспечения эффективной эксплуатации технических систем необходимо сократить время, затрачиваемое на проверки, удешевить стоимость проверочного оборудования, сократить затраты ручного труда обслуживающего персонала при одновременном снижении требований к его квалификации.

Устройства защиты и автоматизации электрических систем не являются исключением с точки зрения обеспечения их надежности функционирования, но в то же время представляют собой сложные аналого-цифровые комплексы со специфическими условиями эксплуатации и в этой связи требуют разработки специальных методов и средств диагноза

технического состояния. В докладе С. Ф. Жукова и В. Е. Полякова «Основные задачи технической диагностики релейной защиты и автоматики» сформулированы задачи технической диагностики, включающие создание математических моделей объектов диагностирования с учетом особенностей эксплуатации РЗА, разработку процедур построения тестов и тест-программ, оптимизацию программ по выбранным критериям, определение методов проектирования средств обнаружения и по-иска неисправностей, оценку эффективности методов и средств технической диагностики релейной защиты и автоматики. В качестве математических моделей логической части РЗА предложены таблица функций неисправностей и система булевых функций, для измерительной части — орпентированный граф причинно-следственных связей. Процедуры получения тестов базируются на методах преобразования булевых функций и анализе описаний устройств РЗА. Приведены варианты решения задач создания комплекса средств диагноза технического состояния РЗА. Предлагается наряду с диагнозом технического состояния решать задачу прогнозирования состояния защиты и автоматики в последующие моменты времени, сравнивая результаты текущих циклов контроля с результатами предыдущих циклов.

И. В. Жежеленко в своем докладе остановился на проблеме повышения качества электрической энергии с помощью технических средств, предназначенных для нормализации от-дельных или нескольких показателей. Для управления этими средствами создаются цифровые информационно-вычислительные, а также локальные автоматические системы, эффективность работы которых зависит в значительной мере от ди-

агностического программного и аппаратурного обеспечения. В. И. Иоэльсон в докладе «Современные тенденции в обметодов и средств технического обслуживания устройств РЗА» дал обзор существующего положения в области методов и средств технического обслуживания РЗА и сформулировал основные рекомендации по дальнейшему их совершенствованию. Он указал на то, что следует уделять особое внимание разработке унифицированных узлов и приспособлений для подключения испытательных устройств к устройствам РЗА, а также унификации сменных узлов. Поиск неисправных узлов должен производиться методами технической диагностики.

О методах и средствах проверки устройств РЗА, применяемых в системе Донбассэнерго, сообщили Н. Л. Изра-илевский, А. П. Шаповал и Е. В. Савченко. Так, например, комплекс предпусковой проверки цепей тока и напряжения блока турбогенератор — трансформатор позволяет в сжатые сроки выполнить проверку правильности полной сборки цепей перед пуском турбоагрегата и сократить пусковые ис-пытания до 4—5 ч. Отмечена необходимость разработки и применения устройств периодического контроля правильности функционирования устройств РЗА без вывода их из работы. А. Н. Грушин, Г. Н. Шкуринский привели резуль-

таты обобщений требований энергосистем и промышленных предприятий к современным методам и средствам проверки устройств РЗА. Было высказано мнение о том, что проверка устройств в целом должна осуществляться по конкретно заданным на каждый вид технического обслуживания тестам. Важное значение при этом имеют наряду с методами анализа схем способы представления тестов, т. е. способы получения результатов проверок и их обработки с целью полу-

чения информации о техническом состоянии устройств РЗА. В докладах В. Е. Полякова, В. П. Федотова, В. А. Орлова и А. Н. Синютина, А. А. Троценко рассмотрены устройства диагностического контроля дистанционных защит типов ПЗ-159 и ПЗ-2. Для проверки состояния и поиска неисправностей в логической части защиты устройство подает на па-нели девять контрольных воздействий, соответствующих двухфазным коротким замыканиям в трех зонах. Обработка результатов контроля производится с помощью таблиц неисправностей. Об устройстве автоматического контроля исправности и функционирования РЗА сообщили В. Е. Поляков, В. И. Пеклер, Ю. Б. Козьмин. В отличие от блинкерного способа контроля работы РЗА, обеспечивающего только разовую фиксацию срабатывания защит, устройство автоматического контроля фиксирует время, очередность, кратность и продолжительность действия защит, запускающихся при повреждениях на соседних элементах сети. В. Е. Поляков, В. П. Федотов, В. А. Орлов сделали сообщение о методе повышения надежности функционирования устройств РЗА, заключающегося в применении непрерывного логического контроля логической части РЗА с помощью индикаторов отказов, контролирующих значения сигналов в заранее выбранных точках контроля.

В докладе С. Ф. Жукова «Построение тестов и проверка защит на интегральных микросхемах» дан метод построения тестов, базирующийся на идее выделения «существенных путей» в структуре, сформулированы условия контролируемости элементов и связей в схеме. Предложена процедура проверки защит с помощью полученных тестов, указан способ оптимизации процесса понска неисправностей, позволяющий ограничить область поиска одним или несколькими путями в структуре с выделением на этих путях подозреваемых эле-

Для схем защиты, в которых, кроме интегральных, используются элементы на дискретных компонентах, предложено совместно с таблицами минимальных тестов использовать

специальные таблицы замеров. Л. Д. Паперно и В. В. Крочакевич в докладе «Пути повышения надежности устройств релейной защиты на интегральных схемах» рассмотрели вопросы целенаправленного введения избыточности в структуру защит. Введением дополнительных логических элементов и элементов, фиксирующих ложные срабатывания измерительных органов и действующих на сигнал, можно своевременно обнаружить и устранить неисправности, возникающие в защите в режиме ожидания. Авторами доклада «Средства и способы проверки и диагностики полупроводниковых устройств противоаварийной автоматики энергосистем» (В. Ф. Сивокобыленко, ной автоматики энергосистем» (В. Ф. Сивокобыленко, В. М. Носов, М. И. Филь) предложены новые полупроводниковые устройства автоматики, в частности, реле частоты, снабженные встроенной аппаратурой контроля, позволяющей в режиме проверки установить степень работоспособности реле.

О контроле токовых цепей дифференциальных защит трансформаторов сообщили в своем докладе Л. В. Багин-ский и Г. М. Глазырина. Ими предложено устройство контроля, выполненное на ферромагнитных утроителях частоты, осуществляющее сравнение асимметрии и фазы токов во всех плечах защиты.

Современные методы проверки и вопросы экономического обслуживания РЗА были освещены в докладе Ю. Б. Козьмина, В. Н. Пеклера и В. Е. Полякова. В докладе В. Е. По-лякова, М. Я. Клецеля, С. Н. Симонова и Н. М. Харламова «Комплексное устройство защиты с диагностикой для ответственных электродвигателей» рассмотрена быстродействующая дифференциально-фазная защита повышенной надежности. Надежность обеспечивается введением резервирования, применением блочного построения с взаимозаменяемыми бло-

ками и использованием встроенного аппаратурного контроля. Ю. Н. Власов и В. Н. Пеклер в докладе «Адаптивный алгоритм в диагностике работы релейных схем» указали на возможность построения гибкой системы сбора контрольной информации, реализующей адаптивный принцип опроса контролируемых каналов, заключающийся в выборе и опросе того канала, в который поступила информация. При этом потеря информации при большом количестве каналов меньше, чем при циклическом опросе.

Структура и принцип действия переносного специализированного тестера для профилактического контроля 28 ти-пов модулей транзисторных защит серии М были приведены в докладе В. А. Борисова, Ф. И. Волынцева и В. Г. Григорьева. Проверка работоспособности и диагностика неисправностей производится с помощью комбинационных тестов. Предложен также базирующийся на критерии минимума затрат дифференцированный подход к выбору периодичности про-

верок полупроводниковых устройств защиты.

В докладе В. Ф. Сивокобыленко и Н. В. Гребченко «Методы и устройства для проверки токовых направленных защит, выполненных на полупроводниковых элементах» приведены сведения о влиянии на работу быстродействующих направленных реле различных факторов, имеющих место в реальной сети. Для имитации режимов работы сети предложено устройство, позволяющее регулировать ток, фазу, постоянную времени цепи короткого замыкания, задавать различные значения апериодической составляющей тока, генерировать высокочастотные помехи в цепях тока и напряжения, имитировать насыщение трансформаторов тока.
В докладе Л. Е. Дударева и В. В. Зубкова «Проверка

исправности и работоспособности сложных защит от замыканий на землю с помощью физических моделей сети» дана характеристика некоторых разновидностей переходных процессов при всех видах замыканий фазы на землю и приведены результаты испытаний различных типов земляных защит на физической модели кабельной сети, предназначен-

ной для воспроизведения единичных самоликвидирующихся замыканий на землю, глухих устойчивых замыканий на землю и замыканий фазы на землю через перемежающуюся дугу.

Доклад С. И. Джаншиева и Ю. А. Глазкова «Устройство контроля релейной защиты» посвящен описанию устройства контроля, реализующего принцип проверки временной диаграммы релейной защиты. Основой устройства является модуль, в котором производится формирование прямоугольного импульса, преобразование сигнала с контролируемой точки, сравнение сигнала и индикация результатов контроля.

О назначении и функциональных возможностях нового испытательного устройства сообщил в докладе «Универсальные комплексные испытательные устройства типов У5052» В. И. Иоэльсон. В докладе Л. Н. Соловьева рассмотрено встроенное испытательное устройство, осуществляющее полуавтоматическую тестовую проверку устройства автоматики. Процесс проверки заключается в подаче определенного кода на входы устройства автоматики и сравнении набора выход-

ных сигналов с заданным кодом.

В докладе Е. В. Бондаренко «Автоматическое получение характеристик срабатывания реле сопротивления» предложен метод автоматического получения характеристик, показана его реализация. В. Н. Аронсон в докладе «Критерии надежности устройств релейной защиты и их применение для оценки эффективности профилактического контроля» предложил использовать ряд критериев. В частности, для оценки профилактического обслуживания предложен критерий эффективности профилактического контроля, определяемый как часть предупрежденных отказов из числа отказов, которые возникли бы без контроля.

А. С. Саухатас в докладе «Проектирование устройств релейной защиты с учетом взаимосвязи между показателями надежности и технического совершенства» классифицировал мероприятия, направленные на повышение надежности релейной защиты на стадии проектирования и указал на возможность организации автоматического контроля РЗА посред-

ством использования специфики функционирования устройств. В докладе В. П. Кайгородова, В. М. Долгополова и Н. В. Нестерова «Контроль вибрационного состояния гидроагрегатов» дан анализ методов и средств контроля вибрации, предложена схема полупроводникового реле непрерывного контроля вибрации гидроагрегатов. О путях повышения надежности управляющего вычислительного комплекса, реализующего функции релейной защиты, сообщил в своем докла-де М. И. Успенский.

О расширении возможностей применения метода сечений при синтезе тестов на основе языка векторно-временных переключательных функций сообщили А. Н. Грушин, Г. Н. Шкуринский и Ю. Н. Савайский. Предложено построение системы тестов проводить на основе двойственной сущности векторно-временных переключательных функций: информационной преобразовательной и информационно-временной.

В докладе В. Ф. Скрыля, А. Д. Голоты и В. Н. Трубарова дан принцип построения системы непрерывной диагностики состояния кабельной сети до 1000 В, основанный на том, что сопротивление распределительной сети и любого ответвления зависит от частоты и при возникновении сосре-

доточенной утечки резко уменьшается.

Методику и результаты математического моделирования переходных гидравлических процессов в системе бак — расширитель трансформатора изложили в своем докладе Г. А. Комиссаров, С. А. Павликов и Г. А. Чечушков, обосновав вывод о необходимости определения уставок газовой защиты индивидуально для каждого конкретного случая. В докладе С. Е. Кенемана и Е. П. Штемпеля «Устрой-

ство автоматической проверки высокочастотной части защит» даны характеристики и принципы построения устройства контроля, отличающегося от известных элементной базой, встроенным устройством самоконтроля, выводом в цифровом

виде результатов контроля.

В. Ф. Александров, Э. Л. Палей, М. А. Шабад в докладе «Требования к устройствам днагностики релейной защиты и автоматики» дали анализ опыта РЭУ Ленэнерго в области разработки и внедрения устройств непрерывного контроля, сформулировали требования к устройствам днагностики, классифицировав их по области применения, по объемам проверок, по способу подключения, указали на необходимость строгого регламентировання погрешностей выпускаемых про-

В докладе Ю. М. Силаева и А. В. Сдобина «Устройство автоматической проверки высокочастотного канала дифференциально-фазной защиты» были приведены сведения об устройстве КВЧ-4. Устройство выполнено на современной элементной базе и осуществляет автоматический допусковый контроль величины запаса по затуханию высокочастотного канала, тока приема, управляемость передатчика, тока покоя, целость цепей накала ламп высокочастотного поста.

О способе построения систем распознавания образов и применении его в технике РЗА сообщил в своем докладе

А. А. Троценко.

Описание математических моделей для оценки эффективности автоконтроля защит привел в своем докладе А. Г. Воронцов.

Обобщив результаты обсуждения, семинар принял развернутые рекомендации, в которых определены основные за-

дачи технической диагностики устройств РЗА:

совершенствование методов функциональной и тестовой диагностики как существующих устройств РЗА на электромеханических реле, так и вновь разрабатываемых устройств на бесконтактной элементной базе, в направлении существенного сокращения трудозатрат при наладке и в процессе эксплуатации, а также с целью повышения эксплуатационной надежности устройств РЗА;

дальнейшая разработка и экспериментальная проверка днагностических программ для эксплуатируемых устройств РЗА с целью их быстрейшего внедрения в энергосистемах;

для вновь разрабатываемых устройств РЗА на современной элементной базе применение в основном встроенных самоконтролирующихся диагностических средств непрерывного диагноза технического состояния РЗА;

создание комплекса унифицированных средств диагностики различного назначения, в том числе ручных и автоматизированных средств контроля логической части РЗА;

расширение области применения для диагностики РЗА ЦВМ, устанавливаемых в узлах энергосистем с целью управления энергообъектами;

разработка методик оценки эффективности программ и средств диагностики;

разработка методов прогнозирования состояния устройств РЗА в зависимости от изменения параметров элементов с течением времени и под действием внешних факторов.

Предложено также учебным заведениям, участвующим в подготовке специалистов для эксплуатации устройств РЗА, ввести в учебные курсы раздел «Техническая диагностика».

Намечено провести следующий семинар по технической диагностике устройств РЗА в 1979—1980 гг.

> Канд. техн. наук ЖУКОВ С. Ф., доктор техн. наук поляков в. е.



НИКОЛАЙ ИВАНОВИЧ СОКОЛОВ

(К 70-летию со дня рождения)

Исполнилось 70 лет доктору технических наук, профессору Николаю Ива-

новичу Соколову.

Трудовую деятельность Н. И. Соколов начал в 1926 г. электромонтером в Электросельстрое после окончания Орловского индустриального техникума, позже работал техником-электриком на промышленных предприятиях Орехово-Зуева. В 1930—1946 гг. Н. И. Соколов работал начальником лаборатории Мосэнерго, дежурным инженером ТЭЦ № 6, старшим инженером Пентральной службы защиты. В 1936 г. он закончил Заочный политехнический институт, а в 1941 г. аспирантуру в Московском энергетическом институте.

В 1946 г. Н. И. Соколов защитил кандидатскую диссертацию, а в 1962 г.докторскую, после чего ему было присвоено звание профессора. С 1946 т. началась многолетняя педагогическая деятельность Н. И. Соколова на кафедре «Электрические станции» МЭИ, где он основал спецкурс «Режимы работы оборудования электростаносновного ций». Совмещая преподавание с научной работой, Н. И. Соколов уже 25 лет работает во Всесоюзном научно-исследовательском институте электроэнергетики. В настоящее время он заведует сектором.

Н. И. Соколов внес большой вклад в решение проблем, связанных с устойчивостью электрических систем, включая теоретические й экспериментальные исследования характеристик тенераторов и



дальних электропередач. Он один из пионеров применения АВМ для исследоваэлектромеханических переходных процессов в электрических машинах и сложных электрических системах. Вышедшая под редакцией Н. И. Соколова монография по вопросам математического моделирования в энергетике оказала существенное влияние на развитие исследований переходных процессов.

Н. И. Соколов является признанным специалистом в области автоматического регулирования возбуждения синхронных машин. Им выполнен большой цикл работ по исследованию эффективности и выбору параметров автоматического регулятора возбуждения сильного действия, а также по разработке требований к системам возбуждения крупных генераторов. Под его руководством разработана и внедрена система знакоперерегулирования возбуждения менного синхронных компенсаторов и исследуются вопросы продольно-поперечного регулирования возбуждения электрических машин.

Н. И. Соколов всегда уделял большое внимание подготовке и воспитанию инженерных и научных кадров; 15 его аспирантов защитили кандидатские диссертации. Он автор более 100 научных работ, изобретений и монографий, принимает активное участие в общественной жизни: много лет возглавлял первичную организацию НТОЭ и ЭП ВНИИЭ, является членом ученых и научно-технических советов, участвует в экспертизах проектов крупнейших электростанций и линий электропередач.

Н. И. Соколов награжден медалями СССР и почетным знаком «Отличник энертетики».

Группа товарищей

ГЕОРГИЙ ГАЙКОВИЧ КОСТАНЯН

После непродолжительной тяжелой болезни скончался заслуженный изобретатель Грузинской ССР, доктор технических наук Геортий Гайкович Костанян.

Г. Г. Костанян родился в 1911 г. После окончания Закавказского индустриального института в 1934 г. он начал трудовую деятельность в системе «Грузглавэнерго». С 1954 г. до последних дней жизни Г. Г. Костанян работал в Грузинском научно-исследовательском пнституте энергетики и гидротехнических сооружений, где заведовал лабораторией электрических станций и подстанций.

В 1946 г. Г. Г. Костанян защитил кандидатскую диссертацию, а в 1964 г. в Московском энергетическом институте — докторскую.

Многочисленные научные исследования, выполненные Г. Г. Костаняном, всегда отличались тесной связью с задачами производства, оригинальными и эффективными решениями. Г. Г. Коста-



нян — автор более двух десятков изобретений, многие из которых используются в энергосистемах страны и дают большой экономический эффект.

Теоретические труды Г. Г. Костаняна отражены более чем в 70 статьях и посвящены расчетам электрических систем, исследованиям в области релейной защиты и другим актуальным задачам электроэнергетики.

Многолетняя безупречная работа, яркая творческая деятельность Г. Г. Костаняна, всегда отвечавшая запросам практики, получили достойную оценку Родины. Он награжден орденом Трудового Красного Знамени и медалями.

Скромный, чрезвычайно отзывчивый товарищ, Георгий Гайкович пользовался заслуженным авторитетом и уважением товарищей и коллег по работе.

Память о Г. Г. Костаняне навсегда сохранят его товарищи по работе, друзья.

і руппа товарищей

ФЕДОР АЛЕКСЕЕВИЧ ГОРЯИНОВ

8 ноября 1977 г. скончался профессор Федор Алексеевич Горяинов, наузная и педагогическая деятельность которого неразрывно связана с кафедрой электрических маштин Московского энергетического института, где он непрерывно работал с 1929 г.

В 1945 г. Ф. А. Горяинов защитил кандидатскую диссертацию, в которой разработал некоторые фундаментальные положения теоретического и методического характера; в 1947 г. ему было присвоено ученое звание доцента.

Ф. А. Горячнов был прекрасным педагогом. Его содержательные и доходчивые лекции вызывали интерес у студентов и молодых преподавателей, с которыми Федор Алексеевич охотно делился своими обширными знаниями. За плодотворную научную и педагогическую деятельность в 1962 г. ему было присвоено ученое звание профессора. Научняя деятельность Ф. А. Горяинова была тесным образом связана с промышленностью.

Научно-исследовательские работы, проводимые под руководством Ф. А. Горяинова, оказали существенную помощь в разработке ряда новых специальных



машин и, в частности, серий электромашинных усилителей. Работы в этой области изложены Федором Алексеевичем в монографии «Электромашинные усилители», изданной в 1962 г. Известны также работы Ф. А. Горяннова в области нагрева и охлаждения электрических машин. Он — один из соавторов широко известного учебника «Проектирование электрических машин». Многие годы профессор Ф. А. Горяннов был членом редакционной коллегии реферативного журнала «Электротехника и энергетика», в котором редактировал раздел «Электрические машины и аппараты».

Коммунист с 1948 г., Федор Алексеевич принимал активное участие в общественной жизни.

За успешную работу по подготовке и воспитанию инженеров-электромехаников Ф. А. Горяннов награжден орденом Трудового Красного Знамени и медалями.

В лице Ф. А. Горяинова мы потеряли не только блестяще эрудированного ученого, но и человека высоких душевных качеств.

Группа товарищей

СОДЕРЖАНИЕ

Гамм А. З. — Обнаружение недостаточно достоверных дан-	Сообщения
ных при оценивании состояния ЭЭС с помощью топо- логического анализа	Богданова Н. Б., Певчев Б. Г., Полевой С. В. — Напряженность электрического поля на коронирующем электроде
регулирующих устройств в электрических системах 9 Богатырев Л. Л., Богданова Л. Ф., Стихии Г. П. — Выбор информативных параметров для управления режимами энергосистем	Шварц З. Л., Нагорный В. В., Бурылева Е. Л., Гонозов А. Д. — Применение импульсного напряжения для питания электрофильтров, улавливающих высокоомную
Бершев Е. Н., Семенов В. А. — Ориентация удлиненных частиц в однородном электрическом поле	пыль
Острейко В. Н. — Синтез потенциального поля заданной структуры и интенсивности за счет реализации опре-	нитное поле соленоида прямоугольного сечения
деленного закона изменения характеристики среды	ного зазора для прямоугольных и крутлых полюсов . 73 Галтеев Ф. Ф., Коробченко В. П., Новиков С. Г. — Учет
слюд при высоких термодинамических параметрах 29 Сирота И. М., Стогний Б. С. — О погрешностях трансфор-	нелинейности при расчете синхронного подмагничивания тенератора с постоянными магнитами 74
маторов тока в переходных режимах	Столов Л. И., Чони Л. В., Хуснутдинов Р. А.— О расчете характеристик гистерезисного двигателя со сплошным ротором
Хуторецкий Г. М. — Индуктивные сопротивления шестифазных турбогенераторов при двойных двухфазных замыканиях	Рябинин В. Б. — Перенапряжения на анодах тиристоров вентильного двигателя
Китаев А. В., Орлов И. Н. — О физическом механизме самовозбуждения асинхронной машины	Климова Н. С. — О методе рационального проектирования генераторов, работающих на переменных частотах вращения
автономного асинхронного генератора	Жемеров Г. Г. — Коэффициенты загрузки по току вентилей в преобразователях частоты с непосредственной связью 84
Луковников В. И. — Символический метод расчета характеристик электродвигателя колебательного движения 59 Мучник Г. Ф., Касимов О. Г., Каричев З. Р., Тейшев Е. А.—	Кононенко Е. В. — Способы повышения статической устойчивости синхронных реактивных редукторных двигателей
Химические преобразователи (по материалам ВЭЛК) 64	Хроника
CONTE	NTS
CONTE	
Discovery of Insufficiently Validated Data in the State Estimation of a Power Pool by Topological Analysis — A. Z. Gamm	Chemical Converters (Based on Papers to WELCO).— G. F. Muchnik, O. G. Kasimov, Z. P. Karichev, E. A. Teishev
One Approach for Appraising the Effectiveness of Control Apparatus in Power Systems — V. A. Venikov,	REPORTS
V. A. Stroyev, M. A. Taufik, V. A. Shtrobel 9 Selection of Informational Parameters for Control of Power System Operating Conditions — L. L. Bogatiryev,	The Electric Field Intensity for Corona Formation on an Electrode. — N. B. Bogdanova, B. G. Pevchev, S. V. Polevoi
L. F. Bogdanova, G. P. Stikhin	Application of Voltage Surges for the Supply of Electro- static Filters Trapping High-Resistance Dust Partic-
Field — E. N. Bershev, V. A. Semenov 20 Synthesis of a Potential Field of Given Structure and In-	les — Z. L. Schwartz, V. V. Nagorny, E. L. Burileva, A. D. Gonozov
tensity Through Implementation of a Certain Relation- ship Concerning Variation in the Characteristic of the	The Magnetic Field of a Solenoid of Rectangular Section — P. Z. Ikramov, A. J. Abdurakhmanov, D. D. Khaphizov 72
Medium — V. N. Ostreiko	On Calculating the Permeances of the Air Gap for Rectangular and Round Poles — B. K. Bull
meters — M. P. Tonkonogov, K. M. Omarov 29 On the Error Introduced by Current Transformers During	Accounting for Non-Linearity in Calculations for an Additionally Magnetized Synchronous Generator Having
Transients — I. M. Sirota, B. S. Stogny 36 On Evaluating the Accuracy of Current Transformers for	Permanent Magnets — F. F. Galteyev, V. P. Korob- chenko, S. G. Novikov
Relay Protection — V. E. Kazanski 40 The Reactances of Six-Phase Turbogenerators for Two Si-	Calculating the Characteristics of a Hysteresis Motor Havinga Solid Rotor – L. I. Stolov, L. V. Chony,
multaneous Two-Phase Faults — G. M. Khutoretski . 42 The Mechanism of Induction Machine Self-Excitation —	R. A. Khusnutdinov Overvoltages Across the Anodes of Thyristors in a Motor
A. V. Kitayev, I. N. Orlov	With Electronic Valves — V. B. Riabinin
pendent Asynchronous Generator — A. V. Netushil . 52 A Study of Electronic-and-Mechanical Commutation in a	ed of Rotation — N. S. Klimova
D. C. Machine — V. A. Lomakin, G. G. Mamedov . 54 A Phasor Method for Calculating the Characteristics of	ters Having Direct Coupling — G. G. Djemerov 84 Ways of Improving the Steady-State Stability of Reactive
a Motor Running With Oscillations — V. I. Lukovni-	Synchronous Reduction Motors — E. V. Kononenko . 86 CHRONICLE

РЕФЕРАТЫ ПУБЛИКУЕМЫХ СТАТЕЙ

УДК 621.311.088.3

Обнаружение недостаточно достоверных данных при оценивании состояния ЭЭС с помощью топологического анализа. Гамм А.З.—
«Электричество», 1978, № 4.
Анализируется влияние недостоверных данных на результат решения задачи оценивания состояния, показывается важность и сложность данной задачи. Рассматриваются различные подходы для решения проблемы: использование априорных данных о распределении, неквадратичные критерии, топологический анализ. Предлагается алгоритм топологического анализа и показывается его эффективность на примере расчета схемы сети, содержащей 30 узлов и 36 ветвей, 136 измеренных параметров режима, 12 из которых измерены с большой ошибкой. Обсуждаются области использования различных подходов к решению задачи обнаружения недостоверных данных. Библ. 11.

УДК 621.311.3.078.001.24

06 одном подходе к оценке эффективности регулирующих устройств в электрических системах. Веников В. А., Строев В. А., Тауфик М. А., Штробель В. А. — «Электричество», 1978, № 4.

тричество», 1978, № 4. Предлагается методика определения предельных возможностей заданного управляемого объекта при переходных процессах в электрической системе, основанная на применении принципа максимума Понтрягина и решении получаемых уравнений с помощью модифицированного метода квазилинеаризации. Полученные решения (оптимальные переходные процессы) используются как эталон для оценки синтезируемых систем регулирования и определения состава регулируемых объектов. Библ. 9.

УДК [621.311-5].001.24

УДК (621.3 № 5).001.24

Выбор информативных параметров для управления режимами энергосистем. Богатырев Л. Л., Богданова Л. Ф., Стихии Г. П. — «Электричество», 1978, № 4.

Рассматривается вопрос выбора наиболее информативных параметров для одной из подсистем АСУ режимами на примере объединенной энергосистемы с 44 узлами и 63 линиями 500—220 кВ. Показана процедура отбора полезных режимных параметров тремя эвристическими методами с окончательной их ранжировкой с помощью алгоритма голосования и одним методом математической статистики. Разработан новый эвристический метод выбора информативных параметров. Показана зависимость ощибки распознавания режимов (при простом решающем правиле) от количества используемых для классификации параметров. Библ. 11.

УДК 621.319.7.001.6 Ориентация удлиненных частиц в однородном электрическом поле. Бершев Е. Н., Семенов В. А.— «Электричество», 1978,

№ 4. Решена задача об улучшении ориентации ансамбля удлиненных и поляризованных частиц в кусочно-постоянном однородном электри-ческом поле по сравнению с однородным электрическим полем. Полу-чены соотношения, позволяющие определить для заданного ансамбля удлиненных частиц оптимальные параметры поля. Библ. 7.

УДК 537.213.001.24
Синтез потенциального поля заданной структуры и интенсивности за счет реализации определенного закона изменения характеристики среды. Острейко В. Н. — «Электричество», 1978, № 4. Найдены условия и получены выражения, дающие решение задачи синтеза потенциального поля, имеющего геометрическую структуру заданных ортогональных криволинейных координат и заланные законы изменения напряженности на фиксированной координатной линии и фиксированной координатной линии и фиксированной координатной линии и фиксированного закона изменения характеристики среды. Показано, что это может быть достигнуто путем соответствующего слоистого заполнения межэлектродного пространства материалом с постоянными, но различными значениями характеристик среды, что соответствует ступенчатой аппроксимации указанного закона. Библ. 7.

УДК 621.315.613.1.015.51

и неоднородных полях, направленных перпендикулярно и параллельно плоскости спайности.
Получены данные о влиянии среды, толщины образцов, давления одностороннего и всестороннего сжатия, температуры, экспозиции напряжения и формы электродов на электрическую прочность. Высказаны соображения относительно поляризованного механияма импульсного пробоя неоднородных диэлектриков. Впервые установлено определяющее влияние расслоений на импульсный пробой слюд. Библ. 10.

УДК 621.314.224.8

УДК 621.314.224.8

О погрешностях трансформаторов тока в переходных режимах. С и р от а И. М., С т ог н и й Б. С. — «Электричество», 1978, № 4. Для характеристики работы трансформаторов тока (ТТ) в переходных режимах целесообразно применять погрешность трансформации полного первичного тока, его принужденной и свободных составляющих, принужденной составляющей вторичного тока, а также характеристики отключения. Показано, что для всех видов погрешностей в переходных режимах необходимо указывать момент времени, к которому они относятся. В качестве основных характеристик ТТ в переходных режимах предлагается применять максимальные значения токовой, полной и угловой погрешностей трансформации принужденной составляющей первичного тока, а также максимальные погрешности трансформации полного первичного тока. Библ. 10.

УДК 621.314.224.8

УДК 621.314.224.8

К оценке точности трансформатора тока для релейной защиты. К азанский В. Е. — «Электричество», 1978, № 4.
Рассматриваются вопросы оценки точности работы трансформаторов тока в устройствах релейной защиты и автоматики. Отмечается, что отсутствие регламентированных условий этой оценки в переходных режимах приводит к трудностям в проектировании и эксплуатации. Предлагаются критерии оценки точности трансформаторов тока, пригодные для переходного и установившегося режимов.

УДК 621.313.322-81.064.1:537.311.6.001.24 Индуктивные сопротивления шестифазных турбогенераторов при двойных двухфазных замыканиях. Хуторецкий Г. М. — «Элек-

двойных двухфазных замыканиях. Хуторецкий Γ . М. — «Электричество», 1978, № 4. ¬
Приведено исследование двойного двухфазного короткого замыкания в начальный период времени; получено выражение для x_2 вэтом режиме. Показано, что x_2 является функцией магнитной связи систем и при α =0,5 имеет свое максимальное значение. Приведены практические методы учета несимметричных внешних сопротивлений. При несимметричном сверхпереходном режиме учет сверхпереходной явнополюсности может быть получен наложением на индуктивное сопротивление x_2 «эффекта явнополюсности» трехфазной машины. Библ. 6.

УДК 621.313.332.013.62.001.24

УДК 621.313.332.013.62.001.24
О физическом механизме самовозбуждения асинхронной машины. К и т а е в А. В., О р л о в И. Н. — «Электричество», 1978, № 4. Дано физическое объяснение процесса самовозбуждения асинхронной машины с позиций обычных автоколебательных систем, показана идентичность их механизма действия и структуры. Путем построения картины магнитных полей, векторных и волновых диаграмм описан принцип действия клапана, дано наглядное толкование причинам, определяющим выполнение условий энергетического баланса и способность системы к самовозбуждению в диапазоне от нижней до верхней критических сколостей. Библ. 12. критических скоростей. Библ. 12.

УДК 621.313.332.013.62.001.24

К расчету режимов самовозбуждения автономного асинхронного генератора. Нету шил А. В. — «Электричество», 1978, № 4. Рассматривается Т-образная схема замещения асинхронной машины с учетом эквивалентных нелинейных сопротивлений и индуктивнотей, обусловленных гистерезисом и насыщением. С помощью гармо-стей, обусловленных гистерезисом и насыщением. С помощью гармо-нического баланса показывается, что остаточная намагниченность ро-тора приводит к переходу от жесткого к мягкому режиму возбужде-ния. Приводятся графики для оценки возможных режимов генератора. Библ. 8.

УДК 621.313.2.014.2.001.5
Исследование вентильно-механической коммутации машины постоянного тока с помощью ЦВМ. Ломакин В. А., Мамедов Г. Г. — «Электричество», 1978, № 4.
В работе приводится анализ влияния обобщенных параметров вентильного переключателя и машины на коммутационный процесс, а также расчет этих параметров с учетом требуемого качества коммутации машины. Указанные исследования проведены по результатам расчетов квазиустановившихся процессов вентильно-механической коммутации на ЦВМ. Библ. 5.

УДК 621.313.17-193.001.24 Символический метод расчета характеристик электродвигателей колебательного движения. Луковников В. И. — «Электриче-

колебательного движения. Луковников в. гг. — «электричество», 1978, № 4.
Предложен символический (бикомплексный) метод расчета фазных токов и электромагнитного обобщенного усилия электродвигателей колебательного вращательного и прямолинейного движения.
Показано применение разработанного метода для определения комплексных рабочих характеристик колебательного режима работы асинхронного двухфазного электродвигателя с полым ротором и их представление в виде номограмм. Библ. 11.

УДК 621.3.014.0.01

УДК 621.3.014.0.01

Напряженность электрического поля на коронирующем электроде. Богданова Н. Б., Певчев Б. Г., Полевой С. В. — «Электричество», 1978, № 4.

Приведены результаты измерений напряженности электрического поля на поверхности короннрующего цилиндрического электрода днаметром 13 мм в режиме униполярной короны постоянного тока и короны переменного тока промышленной частоты. Измерения осуществлялись с помощью электростатического флюксметра. Напряженность поля на коронирующем электроде при непрерывной положительной короне не зависит от перевапряжения и равна начальной напряной короне не зависит от перенапряжения и равна начальной напряженности короны E_0 . При импульсных формах короны — стримерной положительной или отрицательной — напряженность поля на электроде нестабильна во времени: в результате прохождения импульса она снижается, а затем восстанавливается до значения E_0 . Библ. 12.

УДК 621.359.484
Применение импульсного напряжения для питания электрофильтров, улавливающих высокоомную пыль. Ш варц 3. Л., Нагорный В. В., Бурылева Е. Л., Гонозов А. Д. — «Электричество», 1978, № 4.
Рассматриваются возможности применения импульсного напряжения для питания электрофильтров, улавливающих высокоомную пыль, а также преимущества этого вида питающего напряжения по сравнению с применяемым в настоящее время двухполупериодным напряжением. Приводятся результаты лабораторных испытаний по определению импульсных пробивных напряжений лабораторной модели электрофильтра, опытов по изучению влияния формы питающего напряжения на явление обратной жороны, а также результаты промышленных испытаний импульсных источников питания на электрофильтре вращающейся печи сухого способа производства цемента. Библ. 6.

УДК 621.317.441.013.001.24 Магнитное поле соленоида прямоугольного сечения. Икрамов Р. З., Абдурахманов А. Я., Хафизов Д. Д. — «Электри-чество», 1978, № 4.

чество», 1978, № 4. Приводятся простые выражения для расчета трех составляющих вектора напряженности магнитного поля. На основе полученных выражений даны некоторые частные случаи: поле на отдельных плоскостях сечения соленонда; поля в случае соленонда квадратного сечения; на оси соленондов; в случае бесконечно длинного соленонда. Сравниваются расчетные и экспериментальные кривые распределения трех составляющих поля внутри и вне соленоида прямоугольного сечения. Библ. 5.

УДК 621.316.011.2.001.24

К расчету магнитных проводимостей воздушного зазора для прямоугольных и круглых полюсов. Буль Б. К. — «Электричество»,

Даются погрешности расчета магнитных проводимостей воздуш-

ных зазоров прямоугольных и круглых полюсов, когда не учитывается поле выпучивания с торцевых и боковых поверхностей. Пользуясь полученными кривыми погрешности, можно определить поправочный коэффициент и найти полную магнитную проводимость зазора с учетом поля выпучивания. Погрешность расчета не превышает 8%. Библ. 13.

УДК 621.313.39.001.24 О расчете характеристик гистерезисного двигателя со сплошным рогором. С толов Л. И., Чони Л. В., Хуснутдинов Р. А.— Злектричество», 1978, № 4.

«Электричество», 1978, № 4. Предложена методика расчета электромагнитного момента, тока фазы, потребляемой мощности, электромагнитного к. п. д. и других характеристик у гистерезисного двигателя в зависимости от относительной толщины в гистерезисного слоя (ГС) ротора с учетом конечной электрической проводимости материала ГС и гармонической структуры возбуждающего источника. Исследованы начальные пусковые условия. Полученые результати может быть источности.

ты могут быть использованы при выборе оптимального значения в.

Библ. 6.

УДК 621.313.333,016.351

Способы повышения статической устойчивости синхронных реактивных редукторных двигателей. Кононенко Е. В. — «Электричество», 1978, № 4.
Рассматриваются способы повышения статической устойчивости

гассматриваются спосоов повышения статической устоичивости синхронных реактивных двигателей с электромагнитной редукцией скорости вращения. Установлено, что кроме механического демпфирования для сокращения области самораскачивания можно применять амортизацию статора и другие муфты. При правильном выборе жесткости амортизаторов или упругих муфт можно вообще исключить возможности возникновения самораскачивания. Библ. 9.

УДК 621.382.233.015.38.004.2

Перенапряжения на анодах тиристоров вентильного двигателя. Рябини В.Б.— «Электричество», 1978, № 4. Рассмотрен вопрос возникновения перенапряжений на анодах тиристоров однополупериодного трехлучевого вентильного двигателя. Рассмотрены причины и способы устранения перенапряжений. Дано объяснение явлений перенапряжений. Библ. 4.

УДК 621.314.26:014.001.24

УДК 621.314.26:014.001.24

Коэффициенты загрузки по току вентилей в преобразователях частоты с непосредственной связью. — Жемеров Г. Г. — «Электричество», 1978, № 4.

Получены кривые коэффициентов загрузки тиристоров и симметричных тиристоров по среднему и действующему значению тока при синусоидальной и прямоугольной форме кривой напряжения управления. Значения коэффициентов загрузки по току зависят от параметра глубины регулирования выходного напряжения, угла сдвига кривой напряжения управления относительно опорных напряжений и угла сдвига тока нагрузки относительно напряжения на выходе преобразователя. зователя.

Расчетные жривые позволяют определить коэффициенты загрузки всех элементов силовой схемы. Библ. 1.

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., Совалов С. А., Тареев Б. М., Толстов Ю. Г., Федосеев А. М., Шаталов А. С.

Научные редакторы: Б. Н. Евсеев, Л. С. Кудинова, А. Б. Желдыбин

Адреса 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 О. Д. Кузнецова

T-07139 Сдано в набор 14.02.78 Подписано к печати 04.04.78

Формат 60×901/8 Печать высокая Тираж 9414 экз. Зак. 553

Усл. печ. л. 12.0

Уч.-изл. л. 15.05

Издательство «Энергия», 113114, Москва, М-114, Шлюзовая наб. 10.

Московская типография № 10 Союзполиграфпрома при Государственном комитете Совета Министров СССР по делам издательств, полиграфии и книжной торговли. 113114, Москва, М-114, Шлюзовая наб., 10.