

# ЭЛЕКТРИЧЕСТВО

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

## Юбилей Московского ордена Ленина энергетического института

Шестьдесят лет тому назад, в декабре 1905 г. в Московском высшем техническом училище была создана электротехническая специализация, на базе которой возник Московский ордена Ленина энергетический институт (МЭИ).

В течение всего этого времени Московский энергетический институт плодотворно сотрудничал со старейшим русским электротехническим журналом. Эти связи особенно укрепились в годы осуществления ленинского плана электрификации России, когда работники печати и высших учебных заведений должны были, выполняя указания В. И. Ленина, привлечь как можно больше молодежи к реализации второй Программы партии. Виднейшие профессора института (К. А. Круг, К. И. Шенфер, М. К. Поливанов, А. А. Глазунов, Б. И. Угримов, М. В. Шулейкин, В. С. Кулебакин и др.), помимо большой практической деятельности в промышленности и работы по организации высшего электротехнического образования в нашей стране, активно участвовали в работе редакции журнала «Электричество» и много сделали для его укрепления и успешного развития.

В настоящее время Московский энергетический институт ведет большую издательскую работу. Широкую известность не только в нашей стране, но и за ее пределами получили созданные коллективом МЭИ учебники и монографии по основным разделам энергетики и электротехники. Профессора, преподаватели и молодые инженеры МЭИ часто выступают с научными статьями в периодической печати. Например, в 1964 г. ими было опубликовано около 400 статей, многие из которых были помещены в нашем журнале.

Эти факты лучше всего свидетельствуют о большой и плодотворной научно-исследовательской работе, которая ведется в институте.

Большой размах научных исследований позволяет институту строить учебный процесс на базе самых последних достижений науки и техники и прививать студентам навыки самостоятельной творческой работы в течение всего времени их обучения. Благодаря этому выпускники МЭИ высоко ценятся в промышленности, и в проектных организациях, и в научно-исследовательских институтах. Более 2 000 инженеров — специалистов по энергетике, электротехнике, электронике, радиотехнике ежегодно покидают стены МЭИ и начинают работу по осуществлению новых грандиозных планов, стоящих перед народным хозяйством нашей Родины.

Поздравляя Московский энергетический институт с шестидесятилетием, редакция и редколлегия журнала «Электричество» уверены в том, что славные традиции института будут крепнуть и развиваться и на страницах нашего журнала все чаще будут появляться сведения о новых научных достижениях этого коллектива.

*Редакция и редколлегия журнала „ЭЛЕКТРИЧЕСТВО“*

# Преобразование схем с взаимной индуктивностью

Проф. П. А. ИОНКИН и проф. Н. А. МЕЛЬНИКОВ

Москва

Как известно, преобразования схем часто позволяют упростить решения задач, связанных с определением рабочего режима в сложных электрических цепях. В частности, одним из достаточно громоздких для расчета является случай анализа рабочего режима сложной схемы, содержащей сравнительно большое число элементов взаимной индуктивности.

В настоящее время представляется возможным подвести некоторые итоги по упрощению расчетов рабочих режимов сложных схем, в том числе и схем, содержащих элементы взаимной индуктивности. Некоторые из полученных результатов представляют достаточно общий интерес, так как могут быть широко применены в практических расчетах.

**Применение принципа дуальности.** Один из эффективных приемов преобразования схем основывается на применении принципа дуальности. Принцип дуальности схем электрических цепей, как правило, рассматривается на основе записи полных уравнений Кирхгофа [Л. 1], которыми определяется их электрическое состояние. Действительно, если за независимые переменные принять токи  $\dot{I}_v$  в ветвях исходной схемы, то уравнения состояния представляются в следующем виде:

$$\begin{vmatrix} M \\ NZ_v \end{vmatrix} \dot{I} = \begin{vmatrix} j_y \\ \dot{E}_k \end{vmatrix}. \quad (1)$$

А если за независимые переменные принять напряжения  $\dot{U}_v$  на ветвях дуальной схемы, то уравнения состояния записываются в виде

$$\begin{vmatrix} N \\ MY_v \end{vmatrix} \dot{U}_v = \begin{vmatrix} \dot{E}_k \\ j_y \end{vmatrix}. \quad (2)$$

Здесь приняты следующие обозначения:

$M$  и  $N$  — первая и вторая матрицы инциденций (соединений ветвей в узлах и по контурам);

$Z_v$  и  $Y_v$  — матрицы сопротивлений и проводимостей ветвей схемы<sup>1</sup>;

$\dot{I}_v$  и  $\dot{U}_v$  — матрицы токов в ветвях и напряжений на них;

$j_y$  — матрица задающих токов в узлах схемы;

$\dot{E}_k$  — матрица контурных э. д. с. схемы.

Уравнения (1) и (2) оказываются подобными при следующем соответствии величин:

$$M \rightarrow N; \quad N \rightarrow M;$$

$$\dot{I}_v \rightarrow \dot{U}_v; \quad Z_v \rightarrow Y_v;$$

$$j_y \rightarrow \dot{E}_k; \quad \dot{E}_k \rightarrow j_y.$$

Здесь соответственные величины, записанные слева, относятся к исходной схеме, а записанные справа — к дуальной.

<sup>1</sup> В обычных условиях, когда схема обладает свойством взаимности, т. е., например, не содержит элементов трансформации с комплексными параметрами или схем с электронными и полупроводниковыми элементами, эти матрицы симметричны.

Однако при таком применении принципа дуальности, как известно, на условия расчета накладываются существенные ограничения. Так, например, схемы не могут быть непланарными [Л. 1]. В то же время сравнительно простая схема в виде полного пятиугольника (с диагоналями) уже оказывается непланарной. Не менее существенным является отсутствие аналога в дуальной схеме для элемента взаимной индуктивности [Л. 2] (и вообще взаимного сопротивления) для ветвей исходной схемы.

Значительное преимущество может дать применение принципа дуальности в том случае, если его применять к контурным и узловым уравнениям для схем со специальными ограничениями.

Так, с одной стороны, для схемы без задающих токов в узлах уравнения состояния можно записать, принимая в качестве независимых переменных контурные токи  $I_k$ :

$$Z_k I_k = \dot{E}_k, \quad (3)$$

где  $Z_k$  — матрица контурных сопротивлений схемы;

$$Z_k = NZ_v N_t.$$

С другой стороны, для схемы без э. д. с. в ветвях уравнения состояния можно записать, принимая в качестве независимых переменных напряжения узлов схемы относительно ее узла баланса (зависимого):

$$Y_y \dot{U}_y = j_y, \quad (4)$$

где  $Y_y$  — матрица узловых проводимостей схемы.

Матрица  $Y_y$  обобщенных параметров схемы может быть выражена через ее «натуральные» параметры:

$$Y_y = M Z_v^{-1} M_t, \quad (5)$$

где  $t$  — индекс транспонированной матрицы.

При этом предполагается, что в схеме нет параллельных ветвей. Однако наличие параллельных ветвей не исключает возможности рассмотрения схемы; нужно только добавить соответствующее число узлов, которые непосредственно соединены с другими узлами (рис. 1). Если между узлами  $i$  и  $j$  схемы включены две параллельные ветви (рис. 1, а), то достаточно на одной из них поместить добавочный узел  $g$  (рис. 1, б).

Если все величины, входящие в матрицы уравнений (3) и (4), соответственно численно равны, то схемы, для которых написаны эти уравнения, являются дуальными. Непосредственное сопоставление уравнений приводит к достаточно важному выводу: любая схема (при указанных выше условиях) имеет дуальную. При этом любому ее элементу можно найти аналог в дуальной схеме.

Уравнения (3) и (4) получаются подобными при следующем соответствии величин:

$$Z_k \rightarrow Y_y; \quad I_k \rightarrow \dot{U}_y; \quad \dot{E}_k \rightarrow j_y.$$

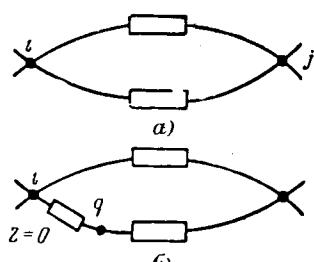


Рис. 1.

Здесь слева записаны величины, относящиеся к исходной схеме, а справа — к дуальной.

Существенно, что при этом матрица  $Z_B$  может содержать любое количество взаимных сопротивлений, а по матрице  $Y_U$  можно непосредственно составить дуальную схему, не содержащую взаимных сопротивлений.

Таким образом, получается, что для цепи с любым числом элементов взаимной индуктивности дуальная схема не содержит этих элементов. При этом создаются удачные условия для упрощения (достаточно сложных) расчетов схем с элементами взаимной индуктивности. Наложенные же ограничения практически не существенны, поскольку относятся к активным элементам схемы. Так, если в исходной схеме в действительности имеются задающие токи  $J_0$ , то их действие может быть замено действием э. д. с. (эквивалентных):

$$\dot{E}_0 = -Z_B I_0,$$

где  $I_0$  — любая матрица токов в ветвях, удовлетворяющая условию

$$M I_0 = J_0.$$

Необходимо в дальнейшем учесть, что действительные токи в ветвях определяются путем добавления токов  $I_0$  к найденным по эквивалентной схеме токам.

При таком применении принципа дуальности отпадают ограничения по планарности схем, так как условия дуальности несколько упрощаются и становятся менее жесткими. Дело в том, что при составлении уравнения (3) первая матрица инциденций  $M$  не фиксируется. Поэтому заданная схема может иметь любой вид. В частности, она может быть изображена без узлов — так, что первая матрица инциденций  $M$  будет отсутствовать. Такая схема показана на рис. 2 и является в известной мере условной, хотя в принципе может быть осуществлена.

В обычных условиях, когда схема обладает свойством взаимности и матрица  $Z_B$  получается симметричной, матрица  $Z_K$  также получается симметричной, так как умножение матрицы  $Z_B$  слева на  $N$  и справа на  $N_t$  является подобным преобразованием, не нарушающим симметричности матрицы.

Матрица  $Z_K$  должна получаться симметричной и потому, что общее сопротивление для любых двух контуров имеет определенное значение по величине и знаку независимо от того, какой из связанных контуров рассматривается и в каком направлении обходится.

Следовательно, матрица  $Y_U$  для дуальной схемы также получается симметричной. Отсюда можно сделать вывод, что дуальная схема всегда существует и может быть составлена независимо от

планарности исходной схемы (оригинала). Действительно, по любому элементу, находящемуся на пересечении строки  $i$  и столба  $j$ , путем изменения знака определяется проводимость ветви, включенной между узлами  $i$  и  $j$  этой схемы. А по любому диагональному элементу  $Z_{ii}$  определяется проводимость  $Y_{0i}$  ветви, соединяющей узел  $i$  с дополнительным (нулевым, базисным) узлом:

$$Y_{0i} = Y_{ii} - \sum_{\substack{j=1 \\ j \neq i}}^k Y_{ij},$$

где  $k$  — число контуров (независимых) в исходной схеме (оригинале).

Единственной трудностью, возникающей при практическом осуществлении дуальной схемы, является возможность появления активных сопротивлений с отрицательным знаком. Однако это затруднение не является принципиальным. К тому же отрицательные активные сопротивления могут быть осуществлены.

На основании формул (3) и (4) нетрудно установить порядок составления дуальной схемы непосредственно по исходной схеме без применения идеальных трансформаторов [Л. 3] и без составления уравнений, хотя каждому элементу исходной схемы здесь не всегда соответствует какой-либо один элемент дуальной.

Прежде всего следует выбрать независимые контуры исходной схемы и зафиксировать на единицу большее число узлов дуальной схемы (последнему узлу приписывается номер 0). Каждой ветви, входящей в  $i$ -й контур исходной схемы, в дуальной соответствует ветвь, соединяющая узел  $i$  с узлом 0; ее проводимость численно равна сопротивлению  $i$ -й ветви в исходной. Каждой ветви, входящей одновременно в два контура  $i$  и  $j$  исходной схемы, соответствует ветвь, соединяющая узлы  $i$  и  $j$  дуальной; ее проводимость численно равна сопротивлению первой. Это же правило распространяется и на сопротивления взаимной индуктивности между ветвями исходной схемы. Каждая ветвь, входящая одновременно в несколько контуров исходной схемы, соответствует одновременно нескольким ветвям дуальной схемы: каждая пара связанных контуров рассматривается при этом отдельно.

Каждой э. д. с., входящей в  $i$ -й контур (независимо от того, входит она в какой-либо другой контур или нет), соответствует задающий ток в  $i$ -м узле (и с обратным знаком в узле 0) дуальной схемы; его величина численно равна величине соответствующей э. д. с. Если э. д. с. включена в ветвь, одновременно входящую в несколько контуров исходной схемы, то в дуальной схеме соответст-

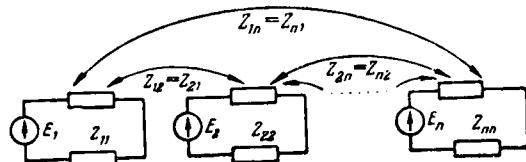


Рис. 2.

вующие задающие токи должны быть введены во все узлы с теми же номерами.

Если в исходной схеме имеются задающие токи, то в ней надо выбрать узел баланса и произвольно наметить пути прохождения этих токов по ветвям схемы от каждого узла с задающим током к узлу баланса. Затем надо определить эквивалентные э. д. с. для тока в каждой ветви и ввести соответствующие задающие токи в дуальную схему.

Можно сформулировать и порядок выполнения расчета. В дуальной схеме следует определить напряжение между каждым из узлов  $i$  и узлом баланса 0. Эти значения численно равны значениям соответствующих контурных токов для контура  $i$  исходной схемы. По контурным токам в исходной схеме можно определить токи во всех ветвях и, если нужно, добавить эквивалентные токи  $I_a$ . После этого непосредственно по исходной схеме можно определить и все напряжения на ветвях:

$$\dot{U}_B = Z_B \dot{I}_B - \dot{E}_B, \quad (6)$$

где  $\dot{E}_B$  — матрица э. д. с., действующих в ветвях схемы;

$$\dot{I}_B = N_t \dot{I}_K + \dot{I}_a.$$

Естественно, что рабочий режим дуальной схемы, составленной по матрицам  $Y_u$  и  $J_y$  (численно равным соответственно матрицам  $Z_k$  и  $E_k$  исходной схемы), может определяться любым известным методом или с помощью модели.

При всех указанных выше операциях необходимо соблюдать известные правила согласования знаков.

Таким образом, принцип дуальности может применяться в различной постановке в зависимости от условий задачи.

В некоторых случаях (при небольшом количестве отрицательных сопротивлений и сравнительно небольших их значениях) путем составления дуальной схемы удается исключить отрицательные сопротивления. Для этого надо так выбрать независимые контуры, чтобы в суммарных сопротивлениях контуров и в их общих сопротивлениях не было отрицательных активных сопротивлений.

**Другие способы преобразований схем.** Формулой (5) можно воспользоваться для расчетов и непосредственно, не применяя принципа дуальности схем. Если правую часть формулы отнести к исходной схеме, а левую — к эквивалентной, то ее можно рассматривать в качестве правила преобразования схемы, содержащей элементы взаимной индуктивности (и вообще взаимные сопротивления), в схему с тем же числом узлов и с теми же задающими токами в узлах, но не содержащую элементов взаимной индуктивности (или взаимных сопротивлений). Такое преобразование позволяет, например, более просто моделировать схему, содержащую взаимные индуктивности (которые практически довольно трудно воспроизвести).

Непосредственное преобразование схемы с симметричной матрицей  $Z_B$  всегда возможно, так как обратная матрица  $Z_B^{-1}$  также получается симмет-

ричной, а умножение ее слева на  $M$  и справа на  $M_t$  не нарушает симметричности матрицы. Следовательно, эквивалентная схема всегда существует и может быть составлена для выполнения расчета путем моделирования<sup>2</sup>.

Дуальность схем свидетельствует и о соответствии их преобразований. При этом те же математические операции должны производиться над соответственными величинами (или символами матриц). Так, например, уменьшение числа узлов в одной схеме должно соответствовать уменьшению числа контуров в другой (имеются в виду независимые контуры схемы).

Пусть в схеме все узлы разделены на две группы — 1 и 2. Первая группа узлов остается, а вторая устраняется. Тогда можно уравнение (3) разделить на блоки

$$\begin{vmatrix} Y_{11} & Y_{12} \\ Y_{21} & Y_{22} \end{vmatrix} \cdot \begin{vmatrix} \dot{U}_1 \\ \dot{U}_2 \end{vmatrix} = \begin{vmatrix} J_1 \\ J_2 \end{vmatrix},$$

где  $Y_{21} = Y_{12t}$ ,

и решить полученную систему, исключив матрицу  $U_2$ . При этом получается уравнение для схемы, число узлов в которой равно числу узлов в группе 1 исходной схемы:

$$(Y_{11} + Y'_{11}) \dot{U}_1 = J_1 + J'_1,$$

где

$$Y'_{11} = -Y_{12} Y_{22}^{-1} Y_{21} \quad (7)$$

и

$$J'_1 = -Y_{12} Y_{22}^{-1} J_2. \quad (8)$$

Таким образом, устранение узлов, входящих в группу 2 исходной схемы, выполняется путем добавления к ветвям с проводимостями, входящими в матрицу  $Y_{11}$ , эквивалентных проводимостей, входящих в матрицу  $Y'_{11}$ , и добавления к задающим токам, входящим в матрицу  $J_1$ , слагаемых эквивалентных задающих токов, входящих в матрицу  $J'_1$ . Эквивалентные значения определяются формулами (7) и (8).

Аналогичными рассуждениями можно получить для дуальной схемы правило уменьшения числа независимых контуров. Поскольку все преобразования должны выполняться так же (но с соответственными матрицами), то результат можно написать сразу:

$$(Z_{11} + Z'_{11}) \dot{I}_{K1} = \dot{E}_{K1} + \dot{E}'_{K1},$$

где

$$Z'_{11} = -Z_{12} Z_{22}^{-1} Z_{21} \quad (9)$$

и

$$E'_{K1} = -Z_{12} Z_{22}^{-1} \dot{E}_{K1}. \quad (10)$$

Формулы (9) и (10) позволяют произвести такие преобразования в дуальной схеме, которые соответствуют преобразованиям (7) и (8) в исходной. При этом в дуальной схеме устраняется такое же количество контуров, какое число узлов устраняется в исходной схеме.

Очевидно, что это преобразование можно применить и непосредственно в любой схеме незави-

<sup>2</sup> Нетрудно показать, что одна и та же эквивалентная схема может соответствовать нескольким исходным схемам (с разными взаимными сопротивлениями).

сими от наличия дуальной. Однако при этом, как правило, в эквивалентной схеме (если оставшееся число контуров больше трех) будут появляться элементы взаимной индуктивности даже в том случае, если в исходной схеме они отсутствуют.

Если после такого преобразования надо составить схему с заданной первой матрицей инциденций  $M$  (что не является обязательным, так как при аналитическом решении можно пользоваться схемой, показанной на рис. 2), то решение получается неоднозначным. Это обусловлено тем, что общее сопротивление для двух контуров, определяющее их электрическую связь, в общем случае оказывает такое же действие, как и взаимное сопротивление, обычно соответствующее магнитной связи. Поэтому указанные элементы входят в матрицу в виде слагаемых, которые не различаются. Всегда можно любую часть общего сопротивления для каких-либо контуров заменить соответствующим взаимным сопротивлением между ними; при этом схема может получиться другой.

Практически больший интерес представляют схемы, не содержащие элементов взаимной индуктивности. Однако составить схему с числом контуров больше трех так, чтобы отсутствовали взаимные сопротивления между контурами и оставались только общие сопротивления, нельзя, так как общие сопротивления между любыми контурами не могут иметь произвольные значения. В частности, непосредственная электрическая связь между некоторыми контурами в действительности может отсутствовать.

При известной схеме соединений по решению, полученному с помощью уравнения (3), токи в ветвях определяются непосредственно:

$$\dot{I}_v = N_t \dot{I}_k. \quad (11)$$

Следовательно, по формуле (6) могут быть определены и все напряжения на ветвях схемы.

Формула для узловых напряжений (относительно базисного узла) имеет следующий вид:

$$\dot{U}_y = M_{dt}^{-1} (Z_d \dot{I}_d - \dot{E}_d), \quad (12)$$

где индексом «д» отмечены матрицы, относящиеся к дереву схемы.

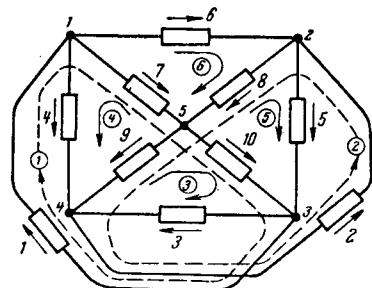
Поэтому применение формулы (3) означает замену заданной схемы эквивалентной безузловой (рис. 2). Только на последующем этапе при применении формул (6), (11) и (12) снова происходит переход к исходной (заданной) схеме. С помощью этих формул по существу и учитываются электрические связи, существующие в исходной схеме.

**Приложение.** Для иллюстрации изложенных теоретических положений рассматривается схема, являющаяся полным пятиугольником (с диагоналями). Как известно, эта схема относится к непланарным. На рис. 3 показана такая схема, на которой указаны номера узлов, ветвей и независимых контуров. При этом матрицы инциденций имеют следующий вид:

$$M = \begin{vmatrix} -1 & 0 & 0 & 1 & 0 & 1 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -1 & 0 & 0 & 1 & -1 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 1 & 0 & 1 & 0 & -1 & 0 & 0 & 0 & 0 & -1 \\ 0 & 1 & -1 & -1 & 0 & 0 & 0 & 0 & -1 & 0 \end{vmatrix};$$

$$N = \begin{vmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 1 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & -1 & 1 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & -1 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & -1 & 0 & -1 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -1 & 1 & 0 & 0 \end{vmatrix}.$$

Рис. 3.



Предполагается, что все ветви схемы попарно связаны элементами взаимной индуктивности. Принята следующая матрица сопротивлений ветвей:

$$Z_v = \begin{vmatrix} 1+j1 & j0,12 & -j0,13 & j0,14 & -j0,15 & j0,16 & -j0,17 & j0,18 & -j0,19 & j0,20 \\ j0,12 & 2+j2 & j0,23 & -j0,24 & j0,25 & -j0,26 & j0,27 & -j0,28 & j0,29 & -j0,30 \\ -j0,13 & j0,23 & 3+j3 & j0,34 & -j0,35 & j0,36 & -j0,37 & j0,38 & -j0,39 & j0,40 \\ j0,14 & -j0,24 & j0,34 & 4+j4 & j0,45 & -j0,46 & j0,47 & -j0,48 & j0,49 & -j0,50 \\ -j0,15 & j0,25 & -j0,35 & j0,45 & 5+j5 & j0,56 & -j0,57 & j0,58 & -j0,59 & j0,60 \\ j0,16 & -j0,26 & j0,36 & -j0,46 & j0,56 & 6+j6 & j0,67 & -j0,68 & j0,69 & -j0,70 \\ -j0,17 & j0,27 & -j0,37 & j0,47 & -j0,57 & j0,67 & 7+j7 & j0,78 & -j0,79 & j0,80 \\ j0,18 & -j0,28 & j0,38 & -j0,48 & j0,58 & -j0,68 & j0,78 & 8+j8 & j0,89 & -j0,90 \\ -j0,19 & j0,29 & -j0,39 & j0,49 & -j0,59 & j0,69 & -j0,79 & j0,89 & 9+j9 & j1,0 \\ j0,20 & -j0,30 & j0,40 & -j0,50 & j0,60 & -j0,70 & j0,80 & -j0,90 & j1,0 & 10+j10 \end{vmatrix}.$$

Матрица контурных сопротивлений при этом получается в виде

$$Z_k = NZ_v N_t = \begin{vmatrix} 18+j19,66 & j0,17 & 10+j10,88 & -7-j7,54 & -10-j11,18 & -7-j7,44 \\ j0,17 & 19+j20,8 & -9-j10,16 & -9-j10,67 & -8-j8,17 & 8+j8,1 \\ 10+j10,88 & -9-j10,16 & 22+j21,56 & 9+j6,52 & -10-j7,15 & -j3,96 \\ -7-j7,54 & -9-j10,67 & 9+j6,52 & 20+j16,5 & j6,06 & 7+j1,77 \\ -10-j11,18 & -8-j8,17 & -10-j7,15 & j6,06 & 23+j18,84 & -8-j2,43 \\ -7-j7,44 & 8+j8,1 & -j3,96 & 7+j1,77 & -8-j2,43 & 21+j16,74 \end{vmatrix}.$$

Матрица контурных проводимостей имеет следующий вид:

$$Y_k = Z_k^{-1} =$$

$$= \begin{vmatrix} 0,1052-j0,1126 & -0,0000+j0,0016 & -0,0557+j0,0571 & 0,0559-j0,0513 & 0,0289-j0,0367 & 0,0305-j0,0338 \\ -0,0000+j0,0016 & 0,0823-j0,0900 & 0,0369-j0,0419 & 0,0295-j0,0327 & 0,0362-j0,0378 & -0,0287+j0,0312 \\ -0,0557+j0,0571 & 0,0369-j0,0419 & 0,0913-j0,0930 & -0,0464+j0,0376 & 0,0295-j0,0249 & -0,0094-j0,0112 \\ 0,0559-j0,0513 & 0,0296-j0,0327 & 0,0464+j0,0376 & 0,0920-j0,0778 & 0,0004-j0,0136 & -0,0142+j0,0193 \\ 0,0289-j0,0367 & 0,0362-j0,0378 & 0,0295-j0,0249 & 0,0004-j0,0136 & 0,0695-j0,0666 & 0,0151-j0,0207 \\ 0,0305-j0,0338 & -0,0287+j0,0312 & -0,0094+j0,0112 & 0,0142+j0,0193 & 0,0151-j0,0209 & 0,0571-j0,0608 \end{vmatrix} .$$

По заданным значениям э. д. с. в ветвях схемы  $\dot{E}_v$  определяются токи в этих ветвях

$$\dot{I}_v = N_t Z_k^{-1} N \dot{E}_v.$$

Если принять матрицу узловых проводимостей  $Y_u$  для дуальной схемы численно равной матрице  $Z_k$  контурных сопротивлений для исходной схемы (оригинала), то можно

$$Y_{\vartheta\Sigma} = \begin{vmatrix} 18+j19,66 & j0,17 & 10+j10,88 & -7-j7,54 & -10-j11,18 & -7-j7,44 & -4-j4,55 \\ j0,17 & 19+j20,8 & -9-j10,16 & -9-j10,67 & -8-j8,17 & 8+j8,1 & -1-j0,03 \\ 10+j10,88 & -9-j10,16 & 22+j21,58 & 9+j6,52 & -10-j7,15 & -j3,96 & -22-j17,98 \\ -7-j7,54 & -9-j10,67 & 9+j6,52 & 20+j16,5 & j6,06 & 7+j1,77 & -20-j12,64 \\ -10-j11,18 & -8-j8,17 & -10-j7,15 & j6,06 & 23+j18,84 & -8-j2,43 & 13+j4,03 \\ -7-j7,44 & 8+j8,1 & -j3,96 & 7+j1,77 & -8-j2,43 & 21+j16,74 & -24-j12,78 \\ -4-j4,55 & -1-j0,03 & -22-j17,98 & -20-j12,64 & 13+j4,03 & -24-j12,78 & 55+j43,99 \end{vmatrix} .$$

Решение по дуальной схеме получается таким же, как и по исходной (оригиналу), если заданные э. д. с.  $\dot{E}_v$  в ветвях исходной схемы представить в виде задающих токов  $\dot{J}_y$  в узлах дуальной. Тогда матрица узловых напряжений (относительно базисного узла)  $\dot{U} = Y_u^{-1} \dot{J}_y$  получается чис-

составить дуальную схему, которая в данном случае должна содержать семь узлов. Поскольку в матрице  $Y_u$  нет нулей (в качестве элементов), то дуальная схема получается в виде полного семиугольника без элементов взаимной индуктивности. Проводимости всех ветвей (с обратными знаками) полученной схемы можно записать в виде матрицы, если узел баланса обозначить очередным номером 7 (и принять наличие узла баланса, не связанного в действительности со схемой):

ленно равной матрице контурных токов  $I_k$  для исходной схемы.

При другом методе решения (без дуальной схемы) эквивалентная схема без элементов взаимной индуктивности получается в виде полного пятиугольника, имеющего матрицу эквивалентных узловых проводимостей

$$Y_\vartheta = M Z_B^{-1} M t.$$

Обратная матрица сопротивлений ветвей имеет вид:

$$Z_B^{-1} = \begin{vmatrix} 0,505-j0,481 & -0,033-j0,014 & 0,025+j0,013 & -0,020-j0,012 & 0,018+j0,011 & -0,015-j0,010 \\ -0,033-j0,014 & 0,253-j0,238 & -0,021-j0,010 & 0,017+j0,009 & -0,014-j0,008 & 0,013+j0,008 \\ 0,025+j0,013 & -0,021-j0,010 & 0,169-j0,157 & -0,015-j0,008 & 0,013-j0,007 & -0,012-j0,007 \\ -0,020-j0,012 & 0,017+j0,009 & -0,016-j0,008 & 0,127-j0,117 & -0,013-j0,006 & 0,011+j0,006 \\ 0,018+j0,011 & -0,014-j0,008 & 0,013+j0,007 & -0,013-j0,006 & 0,102-j0,094 & -0,011-j0,005 \\ -0,016-j0,010 & 0,013+j0,008 & -0,012-j0,007 & 0,011+j0,006 & -0,010-j0,005 & 0,085-j0,078 \\ 0,014+j0,009 & -0,011-j0,007 & 0,010+j0,006 & -0,010-j0,006 & 0,009+j0,005 & -0,009-j0,005 \\ -0,013-j0,008 & 0,010+j0,007 & -0,009-j0,006 & 0,003+j0,005 & -0,008-j0,005 & 0,008+j0,004 \\ 0,012+j0,008 & -0,010-j0,006 & 0,009+j0,005 & -0,008-j0,005 & 0,007+j0,004 & -0,007-j0,004 \\ -0,012-j0,007 & 0,009+j0,006 & -0,008-j0,005 & 0,007+j0,004 & -0,007-j0,004 & 0,007+j0,004 \\ \\ 0,014+j0,009 & -0,013-j0,008 & 0,012+j0,008 & -0,012-j0,007 & \\ -0,011-j0,007 & 0,010+j0,007 & -0,010-j0,006 & 0,009+j0,006 & \\ 0,010+j0,006 & -0,009-j0,006 & 0,009+j0,005 & -0,008-j0,005 & \\ -0,010-j0,006 & 0,009-j0,005 & -0,008-j0,005 & 0,007+j0,004 & \\ 0,009+j0,005 & -0,008-j0,005 & 0,008+j0,004 & -0,007-j0,004 & \\ -0,009-j0,005 & 0,008+j0,004 & -0,007-j0,004 & 0,007+j0,004 & \\ 0,073+j0,067 & -0,008-j0,004 & 0,007+j0,004 & -0,007-j0,003 & \\ -0,008-j0,004 & 0,064-j0,058 & -0,007-j0,003 & 0,006+j0,003 & \\ 0,007+j0,004 & -0,007-j0,003 & 0,057-j0,052 & -0,006-j0,003 & \\ -0,007-j0,003 & 0,006+j0,003 & -0,006-j0,003 & 0,051-j0,047 & \end{vmatrix} .$$

Поэтому

$$Y_{\vartheta} = \begin{vmatrix} 0,817-j0,727 & -0,207+j0,039 & -0,557+j0,451 & -0,034+j0,164 \\ -0,207+j0,039 & 0,527-j0,458 & -0,008+j0,142 & -0,293+j0,216 \\ -0,557+j0,451 & -0,008+j0,142 & 0,829-j0,773 & -0,228+j0,130 \\ -0,034+j0,164 & -0,293+j0,216 & -0,228+j0,130 & 0,605-j0,578 \end{vmatrix}.$$

Матрицу проводимостей всех ветвей схемы можно записать, если узел баланса обозначить очередным номером 5:

$$Y_{\vartheta\Sigma} = \begin{vmatrix} 0,817-j0,727 & -0,207+j0,039 & -0,557+j0,451 & -0,034+j0,164 & -0,019+j0,073 \\ -0,207+j0,039 & 0,527-j0,458 & -0,008+j0,142 & -0,293+j0,216 & -0,019+j0,061 \\ -0,557+j0,451 & -0,008+j0,142 & 0,829-j0,773 & -0,228+j0,130 & -0,036+j0,050 \\ -0,034+j0,164 & -0,293+j0,216 & -0,228+j0,130 & 0,605-j0,578 & -0,050+j0,058 \\ -0,019+j0,073 & -0,019+j0,061 & -0,036+j0,050 & -0,050+j0,058 & 0,124-j0,242 \end{vmatrix}.$$

При этом получается:

$$Y_{\vartheta} = N_{1\vartheta} Z_{\vartheta, \vartheta}^{-1} N_{1\vartheta},$$

где  $N_{1\vartheta}$  — первая матрица инцидентий для эквивалентной схемы;

$Z_{\vartheta, \vartheta}$  — диагональная матрица сопротивлений ветвей для эквивалентной схемы; каждый диагональный элемент этой матрицы равен обратной величине соответствующего элемента матрицы  $Y_{\vartheta}$ .

Таким образом, при данном преобразовании происходит диагонализация матрицы сопротивлений ветвей.

Для определения рабочего режима схемы, для которой известной является матрица узловых проводимостей, целе-

сообразно действие э. д. с. ветвей (если они являются заданными) заменить действием эквивалентных задающих токов в узлах.

#### Литература

1. Кудрявцев А. Д., О некоторых математических вопросах теории электрических цепей, Успехи математических наук, вып. 4(26), 1948, т. III.

2. Сешу С. и Балабанян Н., Анализ линейных цепей, Госэнергоиздат, 1963.

3. Реза Ф. и Сили С., Современный анализ электрических цепей, изд-во «Энергия», 1964.

[3.8.1965]



УДК 621.3.016.351

## Исследования статической устойчивости автоматически регулируемых электрических систем с учетом типовых возмущающих сил

Кандидат техн. наук И. В. ЛИТКЕНС, инж. В. П. ВАСИН и инж. С. И. ГАМАЗИН

Проблемная лаборатория электрических систем МЭИ

**Постановка задачи.** В статье проводятся исследования статической устойчивости двухмашинной электрической системы. Цель исследований — уточнение настройки автоматических регуляторов возбуждения сильного действия одной станции при малых возмущениях (отклонениях рассматриваемого режима от равновесия), возникающих под действием возмущающих факторов.

В связи с тем, что учесть все конкретное многообразие возмущающих факторов в электрической системе практически невозможно, исследования проводятся приложении типовых возмущающих сил: гармонического вида, вида скачка и импульса.

Кроме того, в статье выясняется влияние вида и места приложения возмущающих сил на область целесообразных настроек АРВ, оцениваемых по наименьшему значению отклонений взаимных углов двух станций.

Анализ и расчеты движения под действием возмущающих сил проводятся на основе линеаризованных уравнений движения электрической системы:

$$\left. \begin{aligned} (T_{J_1} p^2 + S_{11}) \Delta \delta_1 + S_{12} \Delta \delta_2 + J_{11} \Delta E_1 &= f_1(t); \\ S_{21} \Delta \delta_1 + (T_{J_2} p^2 + S_{22}) \Delta \delta_2 + J_{21} \Delta E_1 &= f_2(t); \\ E_{11}(p) \Delta \delta_1 + E_{12}(p) \Delta \delta_2 + C_{11}(p) \Delta E_1 &= f_3(t), \end{aligned} \right\} \quad (1)$$

где  $T_{J_1}$ ,  $T_{J_2}$  — постоянные инерции соответствующих станций;

$$S_{ik} = \frac{\partial P_i}{\partial \delta_k}, \quad J_{ik} = \frac{\partial P_i}{\partial E_k}, \quad P_i — \text{электрическая мощность } i\text{-й станции } (i, k = 1, 2)$$

$$E_{11}(p) = \left( \frac{\partial E'_{d1}}{\partial \delta_1} T_{d0} p + \frac{\partial E_{d1}}{\partial \delta_1} \right) \times (1 + T_e p) (1 + T_p p) - W_{11}(p) \frac{\partial \Pi}{\partial \delta_1};$$

$$E_{12}(p) = \left( \frac{\partial E'_{d1}}{\partial \delta_2} T_{d0} p + \frac{\partial E_{d1}}{\partial \delta_2} \right) \times (1 + T_e p) (1 + T_p p) - W_{12}(p) \frac{\partial \Pi}{\partial \delta_2};$$

$$C_{11}(p) = \left( \frac{\partial E'_{d1}}{\partial E_1} T_{d0} p + \frac{\partial E_{d1}}{\partial E_1} \right) \times (1 + T_e p) (1 + T_p p) - W_{11}(p) \frac{\partial \Pi}{\partial E_1},$$

где  $E'_{d1}$ ,  $E_{d1}$  — продольная составляющая переходной э. д. с. и э. д. с. по продольной оси первой станции (вторая станция представлена постоянной э. д. с.  $E'_2$ );

$E_1$  — э. д. с. за реактором  $x_q$ ;  $T_e$ ,  $T_p$  — постоянные времени возбудителя и регулятора;

$\Pi$  — параметр регулирования;

$W_n(p) = k_{op} + k_{1np}p + k_{2np}p^2$  — передаточная функция регулятора возбуждения по параметру  $\Pi$ ;

$f_i(t)$  ( $i=1, 2, 3$ ) — возмущающие силы, отражающие колебания электрических мощностей, моментов турбин, параметров регулирования, потокосцеплений, возникающих в силу наличия возмущающих факторов.

Например, при колебаниях нагрузки в некоторой точке сети токи и напряжения генераторов будут зависеть не только от величин  $\delta_1$ ,  $\delta_2$ ,  $E_1$  и  $E_2$ , но и от изменяющейся во времени нагрузки.

Эти дополнительные изменения токов и напряжений генераторов приведут к колебаниям электрических мощностей, отражаемых  $f_1(t)$  и  $f_2(t)$ , колебаниям потокосцеплений и параметров регулирования, отражаемых в совокупности  $f_3(t)$ .

Функции  $f_1(t)$  и  $f_2(t)$  можно также понимать как учет колебаний мощностей первичных двигателей системы, вызываемых, например, гидродинамическими процессами.

Таким образом, введение возмущающих сил  $f_1(t)$ ,  $f_2(t)$ ,  $f_3(t)$  в уравнения движения (1) можно рассматривать как обобщенное представление различных возмущающих факторов в электрической системе.

**Методы анализа возмущенного движения.** При задании  $f_i(t)$  гармоническими функциями

$$f_i(t) = a_i \sin(\nu t + \varphi_i) = J_m [A_i e^{j(\nu t + \varphi_i)}] \quad (2)$$

вычисление амплитуд и фаз установившихся колебаний проводится методом комплексных амплитуд.

Для установившихся колебаний параметров  $\delta_1$ ,  $\delta_2$ ,  $E_1$  определяем выражениями:

$$\left. \begin{aligned} \Delta\delta_1 &= A_1 \sin(\nu t + \varphi_1) = J_m [A_1 e^{j(\nu t + \varphi_1)}]; \\ \Delta\delta_2 &= A_2 \sin(\nu t + \varphi_2) = J_m [A_2 e^{j(\nu t + \varphi_2)}]; \\ \Delta E &= A_3 \sin(\nu t + \varphi_3) = J_m [A_3 e^{j(\nu t + \varphi_3)}], \end{aligned} \right\} \quad (3)$$

имеем после подстановки выражений (2) и (3) в систему уравнений (1) и решения по правилу Крамера (предполагается, что система устойчива):

$$A_1 e^{j\varphi_1} = \frac{1}{D(j\nu)} \begin{vmatrix} a_1 e^{j\varphi_1} & S_{12} & J_{11} \\ a_2 e^{j\varphi_2} & -T_{J2}\nu^2 + S_{22} & J_{21} \\ a_3 e^{j\varphi_3} & E_{12}(j\nu) & C_{11}(j\nu) \end{vmatrix}; \quad (4)$$

$$A_2 e^{j\varphi_2} = -\frac{1}{D(j\nu)} \begin{vmatrix} a_1 e^{j\varphi_1} - T_{J1}\nu^2 + S_{11} & J_{11} \\ a_2 e^{j\varphi_2} & S_{21} & J_{21} \\ a_3 e^{j\varphi_3} & E_{11}(j\nu) & C_{11}(j\nu) \end{vmatrix}; \quad (5)$$

$$A_3 e^{j\varphi_3} = \frac{1}{D(j\nu)} \begin{vmatrix} -T_{J1}\nu^2 + S_{11} & S_{12} & a_1 e^{j\varphi_1} \\ S_{21} & -T_{J2}\nu^2 + S_{22} & a_2 e^{j\varphi_2} \\ E_{11}(j\nu) & E_{12}(j\nu) & a_3 e^{j\varphi_3} \end{vmatrix},$$

где

$$D(j\nu) = \begin{vmatrix} -T_{J1}\nu^2 + S_{11} & S_{12} & J_{11} \\ S_{21} & -T_{J2}\nu^2 + S_{22} & J_{21} \\ E_{11}(j\nu) & E_{12}(j\nu) & C_{11}(j\nu) \end{vmatrix}. \quad (6)$$

Отклонение взаимного угла между э. д. с. двух станций будет определяться:

$$\Delta\delta_{12} = \Delta\delta_1 - \Delta\delta_2 = J_m [A_{12} e^{j(\nu t + \varphi)}].$$

Для  $A_{12}$  и  $\varphi$  получаем из выражений (4) и (5):

$$A_{12} e^{j\varphi} = \frac{1}{D(j\nu)} \begin{vmatrix} a_1 e^{j\varphi_1} & -T_{J1}\nu^2 & J_{11} \\ a_2 e^{j\varphi_2} & -T_{J2}\nu^2 & J_{21} \\ a_3 e^{j\varphi_3} & E_{11}(j\nu) + E_{12}(j\nu) & C_{11}(j\nu) \end{vmatrix}, \quad (7)$$

здесь учтено, что

$$S_{12} + S_{11} = 0; S_{21} + S_{22} = 0.$$

Из выражения (7) получаем формулы для расчета амплитудно-частотных характеристик и вещественных частотных характеристик:

$$A_{12}(\nu) = |A_{12} e^{j\varphi}|;$$

$$P(\nu) = \operatorname{Re}[A_{12} e^{j\varphi}].$$

Определение отклонения угла  $\Delta\delta_{12}$  в переходном процессе при возмущающей силе вида скачка и импульса производится с помощью вещественной частотной характеристики [Л. 3]. Грубая оценка максимального отклонения в переходном процессе при приложении возмущающего воздействия вида скачка может быть сделана по виду и характерным точкам вещественной частотной характеристики  $P(\nu)$ . Так, для характеристики, у которой  $P(\nu)_{\max} > P(0)$ , максимальное отклонение может быть оценено как

$$\frac{\Delta\delta_{12 \text{ макс}} - \Delta\delta_{12 \text{ уст}}}{\Delta\delta_{12 \text{ уст}}} < \frac{1,18 P(\nu)_{\max} - P(0)}{P(0)}. \quad (8)$$

Если вещественная частотная характеристика имеет характер непрерывной положительной невозрастающей функции, то максимальное отклонение угла

$$\frac{\Delta\delta_{12 \text{ макс}} - \Delta\delta_{12 \text{ уст}}}{\Delta\delta_{12 \text{ уст}}} 100\% < 18\%. \quad (9)$$

Приближенное вычисление переходного процесса при скачке и импульса производится методом трапециoidalных частотных характеристик. При единичном скачке  $\Delta\delta_{12}(t) = \sum_{i=1}^k \Delta x_i(t)$ ,

где  $i$  — номер трапеции;

$k$  — число трапеций, на которое разбита вещественная частотная характеристика;

$$\bar{x}_i(\bar{t}) = \frac{2}{\pi} \left\{ Si(x_i \bar{t}) + \frac{1}{1-x_i} \left[ Si(\bar{t}) - Si(x_i \bar{t}) + \frac{\cos \bar{t} \cos x_i \bar{t}}{\bar{t}} \right] \right\}. \quad (10)$$

В формуле (10) введены следующие обозначения:

$$\bar{x}_i = \frac{x_i}{P_i(0)}; \bar{t} = t v_{i\text{up}}, x_i = \frac{v_{ia}}{v_{ip}}; \quad (11)$$

$$Si(x_i \bar{t}) = \int_0^{x_i} \frac{\sin(\bar{t}\theta)}{\theta} d\theta — интегральный синус.$$

Вычисления переходного процесса производятся с помощью таблиц  $\bar{x}$ ,  $\bar{t}$ ,  $\chi$  и рекомендаций, составленных В. В. Соловьевым [Л. 4].

Для вычисления переходного процесса при скачке в автоматически регулируемой электрической системе разработана программа расчета на ЦВМ [Л. 2].

Вычисление переходного процесса при единичном импульсе производится по выражению

$$\Delta\delta_{12}(t) \approx \frac{2}{\pi} \sum_{i=1}^k A_i \frac{\sin v_i t}{v_i t} \frac{\sin \Omega_i t}{\Omega_i t}, \quad (12)$$

где

$$v_i = \frac{1 - x_i}{2} v_{ii}; \quad \Omega_i = \frac{1 + x_i}{2} v_{ii}; \\ A_i = \Omega_i P_i(0). \quad (13)$$

Кривая переходного процесса приближенно определяется простым подсчетом ее ординат для разных  $t$  и дальнейшим построением ее по точкам. Для облегчения расчетов можно воспользоваться готовыми таблицами значения  $\frac{\sin \theta}{\theta}$ .

Изложенные методы позволяют оценить наиболее опасную (с точки зрения величины отклонения координат) возмущающую силу как по виду, так и по месту приложения ее в системе.

Сравнение возмущающих сил проводится путем сравнения резонансной амплитуды колебаний взаимного угла  $A_{12\text{рез}}$  (для сил гармонического вида) с максимальным отклонением  $\Delta\delta_{12}(t)$  в переходном процессе при возмущающей силе вида скачка.

Установившееся значение отклонения взаимного угла  $\Delta\delta_{12\text{уст}}$  после скачка определяется по начальному значению амплитудно-частотной характеристики, которое получаем из выражения (7) при  $v=0$ :

$$\Delta\delta_{12\text{уст}} = \frac{b_m}{a_m}.$$

Здесь  $a_m$  — свободный член характеристического определителя  $D(jv)$ ;

$b_m$  — свободный член многочлена числителя выражения (7).

При подходе системы к пределу апериодической устойчивости значение  $\Delta\delta_{12\text{уст}}$  увеличивается в силу уменьшения  $a_n$ . При этом от выбора настройки АРВ сильного действия величина  $\Delta\delta_{12\text{уст}}$  не зависит, так как коэффициенты усиления стабилизирующих устройств не входят ни в  $a_n$  ни в  $b_m$ .

Максимальное значение амплитуды вынужденных колебаний  $A_{12\text{рез}}$  при резонансе, напротив, можно значительно уменьшить выбором настройки внутри области устойчивости.

Если  $\Delta\delta_{12\text{уст}} \geq A_{12\text{рез}}$ , то возмущающая сила вида скачка более опасна, чем гармонического вида.

Если же  $\Delta\delta_{12\text{уст}} < A_{12\text{рез}}$ , то сравнение следует производить либо пользуясь оценкой по выражениям (8) или (9), либо более точно, построив кривую переходного процесса во времени.

Оценка влияния места приложения возмущающих сил на амплитуду вынужденных колебаний. Рассмотрим выражение (7) для комплексной амплитуды вынужденных колебаний взаимного угла при приложении возмущающих сил либо к ротору первого или второго генератора, либо к системе

возбуждения. Предполагается, что регулирование возбуждения производится по взаимным параметрам, т. е.

$$\frac{\partial \Pi}{\partial \delta_1} = -\frac{\partial \Pi}{\partial \delta_2} \text{ и потому } E_{11}(p) + E_{12}(p) = 0.$$

а) Возмущающая сила приложена к ротору первой станции

$$f_1(t) = a_1 \sin(vt + \phi_1); \quad f_2(t) = f_3(t) = 0;$$

тогда

$$A_{12}^{(a)} e^{j\varphi_a} = -a_1 e^{j\phi_1} \frac{T_{J2} C_{11}(jv)}{\Delta(jv)}, \quad (14)$$

где

$$\Delta(jv) = \begin{vmatrix} -T_{J1}v^2 + S_{11} & T_{J1} & J_{11} \\ S_{21} & -T_{J2} & J_{21} \\ E_{11}(jv) & 0 & C_{11}(jv) \end{vmatrix}.$$

б) Возмущающая сила приложена к ротору второй станции

$$f_2(t) = a_2 \sin(vt + \phi_2); \quad f_1(t) = f_3(t) = 0; \\ A_{12}^{(b)} e^{j\varphi_b} = a_2 e^{j\phi_2} \frac{T_{J1} C_{11}(jv)}{\Delta(jv)}. \quad (15)$$

Частоты возмущающих сил ( $v$ ) в выражениях (14) и (15) в общем случае различны. Однако для выяснения соотношения между амплитудами колебаний  $A_{12}$  в случаях „а“ и „б“ будем сравнивать  $A_{12}^{(a)}$  и  $A_{12}^{(b)}$  при одинаковых значениях частот возмущающих сил. Тогда получим:

$$\frac{A_{12}^{(a)} e^{j\varphi_a}}{A_{12}^{(b)} e^{j\varphi_b}} = -\frac{a_1 e^{j\phi_1}}{a_2 e^{j\phi_2}} \frac{T_{J2}}{T_{J1}}$$

или

$$A_{12}^{(a)} / A_{12}^{(b)} = \frac{a_1}{T_{J1}} / \frac{a_2}{T_{J2}}. \quad (16)$$

Из последнего имеем выражения для пересчета амплитудно-частотной характеристики при изменении места приложения возмущающей силы. Как видно из (16), амплитудно-частотные характеристики в случаях «а» и «б» отличаются только масштабами по амплитуде. Одновременно можно заметить, что при  $a_1 = a_2$  приложение гармонической силы к ротору станции, обладающей меньшей инерцией, вызывает большие колебания.

При совместном действии возмущающих сил на первой и второй станциях возможна их полная компенсация. Так, при

$$f_1(t) = a_1 \sin(vt + \phi); \quad f_2(t) = a_2 \sin(vt + \phi); \quad f_3(t) = 0$$

$$A_{12} e^{j\varphi} = \frac{(-a_1 T_{J2} + a_2 T_{J1}) e^{j\phi} C_{11}(jv)}{\Delta(jv)}.$$

Если

$$\frac{a_1}{T_{J1}} = \frac{a_2}{T_{J2}}, \text{ то } A_{12} = 0.$$

Заметим, что колебания абсолютных углов при этом могут быть довольно большими.

в) Возмущающее воздействие приложено в системе возбуждения

$$f_1(t) = f_2(t) = 0; \quad f_3(t) = a_3 \sin(vt + \phi_3); \\ A_{12}^{(b)} e^{j\varphi_b} = a_3 e^{j\phi_3} \frac{T_{J2} J_{11} - T_{J1} J_{21}}{\Delta(jv)}. \quad (17)$$

Из выражения (17) видно, что при

$$T_{J_2} J_{11} - T_{J_1} J_{21} = 0 \quad A_{12}^{(B)} = 0.$$

Это соответствует следующему процессу.

Возмущающая сила  $f_3(t)$  вызывает колебания э. д. с.  $\Delta E_1$ , что приводит к колебаниям  $P_1$  и  $P_2$ , отклонения которых в силу изменения  $E_1$  пропорциональны  $J_{11}$  и  $J_{21}$ :

$$\Delta P_1 = J_{11} \Delta E_1; \quad \Delta P_2 = J_{21} \Delta E_1.$$

Эти отклонения вызывают в свою очередь одинаковые колебания углов  $\delta_1$  и  $\delta_2$  в силу того, что  $\frac{T_{J_1}}{J_{11}} = \frac{T_{J_2}}{J_{21}}$ . Поэтому разность  $\delta_1 - \delta_2 = \delta_{12}$  будет оставаться постоянной, т. е.  $\Delta \delta_{12} = 0$ . Соотношение между амплитудами колебаний взаимного угла при действии  $f_2(t)$  и  $f_3(t)$  имеет следующий вид:

$$\frac{A_{12}^{(6)} e^{j\phi_B}}{A_{12}^{(B)} e^{j\phi_B}} = \frac{a_2 e^{j\phi_2} T_{J_1} C_{11}(j\nu)}{a_3 e^{j\phi_3} (T_{J_2} J_{11} - T_{J_1} J_{21})}$$

или

$$\frac{A_{12}^{(6)}}{A_{12}^{(B)}} = \frac{a_2}{a_3} - \frac{T_{J_1} |C_{11}(j\nu)|}{T_{J_2} J_{11} - T_{J_1} J_{21}}. \quad (18)$$

Модуль  $|C_{11}(j\nu)|$  при возрастании  $\nu$ , как правило, возрастает по сравнению с  $|C_{11}(0)|$ , что обусловлено значительными постоянными времени в системе возбуждения. Поэтому обычно при равных  $a_3$  и  $a_2$   $A_{12}^{(6)}$  больше, чем  $A_{12}^{(B)}$ .

**Выбор области целесообразных настроек АРВ** сильного действия, обеспечивающих наилучшее демпфирование свободных и вынужденных колебаний, проводится с помощью кривых равного затухания и частоты, а также частотных характеристик системы [Л. 1 и 2].

Построение кривых равного затухания и частоты показало, что при всех рассмотренных параметрах стабилизации (ток, напряжение, собственный угол) АРВ сильного действия удаленной станции и при всех исходных режимах (от малых до предельных нагрузок) исследуемая электрическая си-

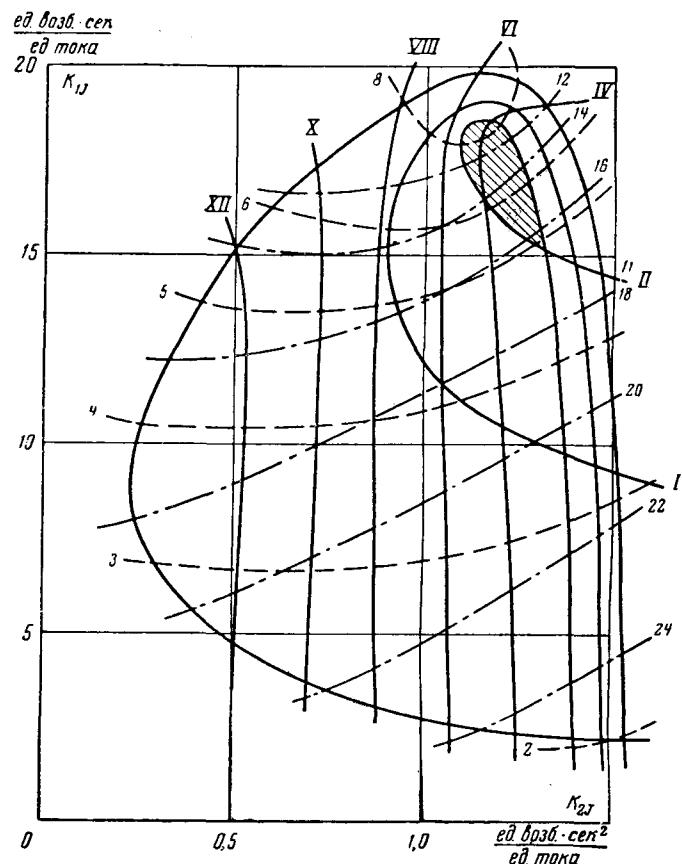


Рис. 2. Разбиение области устойчивости кривыми равного затухания и равных частот.

$\delta_0=107^\circ$ ;  $T_e=0.05$  сек; — линии равного затухания с  $\alpha=I, II, \dots, XII$ ; - - - линии равных частот электромеханических контуров  $\omega_1=2, 3, \dots, 8$ ; - - - линии равных частот электрических контуров  $\omega_2=12, 14, \dots, 24$ . Заштрихована область максимального демпфирования  $\alpha>2$ .

стема имеет две собственные частоты колебаний. Во время переходного процесса колебания всех параметров режима происходят с двумя различными частотами (рис. 1). Каждый параметр режима имеет свои значения амплитуды колебаний при различных частотах. В электромеханических колебаниях ротора ввиду наличия значительных механических масс проявляются главным образом колебания на низких частотах. Амплитуда колебаний ротора на высоких частотах обычно на порядок ниже. В колебаниях э. д. с.  $E_d$  амплитуды колебаний на высоких и низких частотах обычно соизмеримы. В колебаниях выходного напряжения АРВ  $U_B$  благодаря наличию дифференцирующих звеньев в каналах стабилизации по производным регулируемых параметров более значительны колебания на высокой частоте. Поэтому будем называть [Л. 5] меньшую из собственных частот системы собственной частотой электромеханических контуров  $\omega_1$ , а большую — собственной частотой электрических контуров  $\omega_2$ .

Поскольку основной задачей АРВ сильного действия является повышение устойчивости электрической системы, то его настройку необходимо выбирать так, чтобы осуществлялось максимальное демпфирование колебаний взаимного угла на собственной частоте электромеханических контуров.

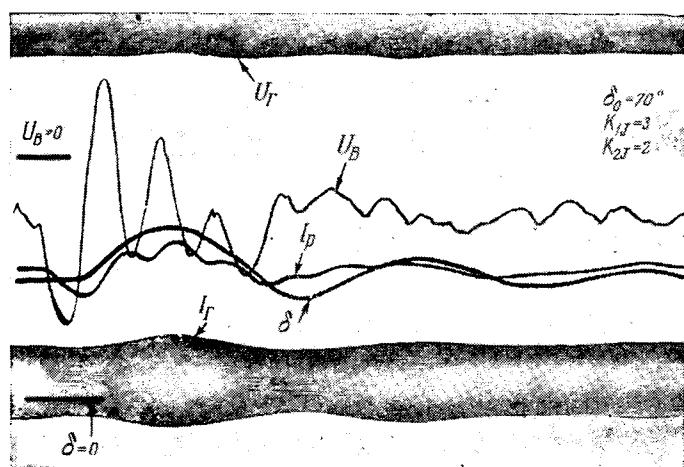


Рис. 1. Осциллограмма свободных колебаний в электрической системе (схема на рис. 3, а).

На рис. 2 приведено рассчитанное на ЦВМ [Л. 2] разбиение области устойчивости линиями равного затухания и равных частот для системы, указанной на рис. 3, а.

Исследуемая система имеет параметры:

$T_{J1} = 13,5$  сек;  $T_{J2} = 7,5$  сек;  $T_{d01} = 8,1$  сек;  $T_e = 0,05$  сек;  $T_p = 0,05$  сек;  $x_{d1} = 0,905$ ;  $x'_{d1} = 0,384$ ;  $k_{0J} = 1,14$ ;  $k_{0U} = 20$ ;  $k_{1U} = 7$ ;  $z_{11} = 2,56 \angle 13^\circ 18'$ ;  $z_{22} = 1,12 \angle 51^\circ$ ;  $z_{12} = 2,9 \angle 65^\circ 40'$  (нормальные режимы);  $z_{11} = 2,77 \angle 72^\circ 27'$ ;  $z_{22} = 1,25 \angle 59^\circ$ ;  $z_{12} = 3,62 \angle 67^\circ 24'$  (послеаварийный режим).

Максимумы характеристики мощности  $P_1 = f(\delta_{12})$  в нормальном и послеаварийном режимах равны соответственно  $0,76$  ( $\delta_{12} = 120^\circ$ );  $0,59$  ( $\delta_{12} = 110^\circ$ );  $S_b = 2\ 470$  Мвт,  $U_b = 500$  кв.

Рассматривались режимы: нормальные—I:  $\delta_{12} = 39^\circ$ ; II:  $\delta_{12} = 71^\circ$ ; III:  $\delta_{12} = 107^\circ$ ; послеаварийный—IV:  $\delta_{12} = 81^\circ$ .

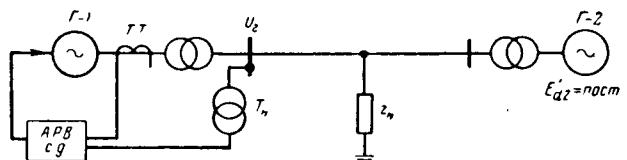
Такое разбиение позволяет определить все комплексные корни характеристического уравнения при различных настройках АРВ внутри области устойчивости.

Полученное разбиение типично для систем, представленных схемой станция — шины и станция — станция при АРВ сильного действия на удаленной станции при стабилизации по производным взаимных параметров и по производным абсолютного угла, когда измерительный элемент частоты присоединен к шинам станции.

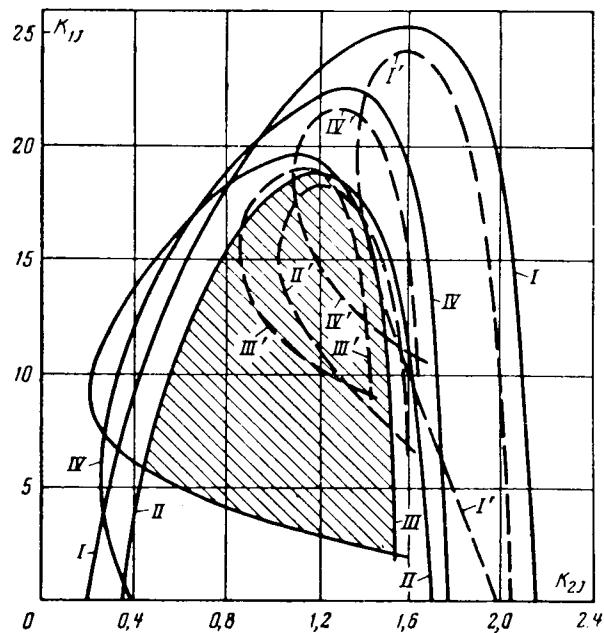
Нижняя часть области устойчивости характеризуется наличием двух резко отличающихся по величине собственных частот системы: собственной частотой электромеханических контуров, лежащей в пределах от 2 до 4 рад/сек с коэффициентами затухания от 0 до 1, и собственной частотой электрических контуров, лежащей в пределах от 18 до 26 рад/сек с коэффициентами затухания от 0 до 13. При настройке АРВ, выбранной в правой нижней части области устойчивости, типичен переходный процесс, представленный на рис. 1. Здесь колебания ротора проявляются лишь на низкой частоте  $\omega_1$ , а в колебаниях напряжения возбудителя ( $U_b$ ) более значительны колебания на высокой частоте  $\omega_2$ .

Верхняя часть области устойчивости характеризуется повышением величин собственной частоты электромеханических контуров ( $\omega_1 = 5 \div 9$ ) и снижением частоты электрических контуров ( $\omega_2 = 10 \div 17$ ). Коэффициенты затухания составляющих с  $\omega_1$  меняются в пределах от 0 до 6, а составляющих  $\omega_2$  — в пределах от 0 до 11. В этой же части области устойчивости располагается область максимального затухания (ограничена кривой равного затухания  $\alpha = 2$ ).

При стабилизации по производным тока либо по производным абсолютного угла (полученным с помощью измерительного элемента частоты, присоединенного к шинам станции) зона настроек, обеспечивающих наибольшее затухание, располагается в верхней правой части области статической устойчивости при всех режимах работы электрической системы (рис. 3, б). Положение не меняется при введении дополнительной стабилизации по производным напряжения, при широком диапазоне



а)



б)

Рис. 3. Схема исследуемой системы и области устойчивости.

а — схема исследуемой системы; б — области устойчивости; I —  $\delta_0 = 39^\circ$ ; II —  $\delta_0 = 71^\circ$ ; III —  $\delta_0 = 107^\circ$ ; IV — послеаварийный режим  $\delta_0 = 81^\circ$ ; I', II', III', IV' — соответствующие кривые равного затухания с  $\alpha = 1$ . Заштрихован общий для всех режимов участок областей устойчивости.

не изменяются соотношения между постоянными инерций передающей станции и приемной системы.

При стабилизации по производным абсолютного угла, полученным с помощью измерительного элемента частоты, присоединенного к уголизмерительной машине, область наибольшего затухания располагается в левой нижней части области статической устойчивости.

Настройки АРВ, обеспечивающие максимальное демпфирование свободных колебаний ротора, расположены в области максимального затухания, где колебания на обеих частотах затухают одинаково быстро и в зоне, расположенной несколько выше этой области. Здесь колебания на собственной частоте электромеханических контуров затухают еще быстрее, а колебания на частоте электрических контуров хотя и затухают медленнее, но мало проявляются в колебаниях ротора.

Вынужденные колебания взаимного угла (между роторами генераторов) достигают максимальной амплитуды при частоте возмущающей силы, равной собственной частоте электромеханических контуров (рис. 4). При резонансе на частоте электрических контуров значительны колебания выходного напряжения регулятора, но амплитуда колебаний взаимного угла мала (рис. 4, б). Поэтому наиболее опасным в электрических системах является резонанс.

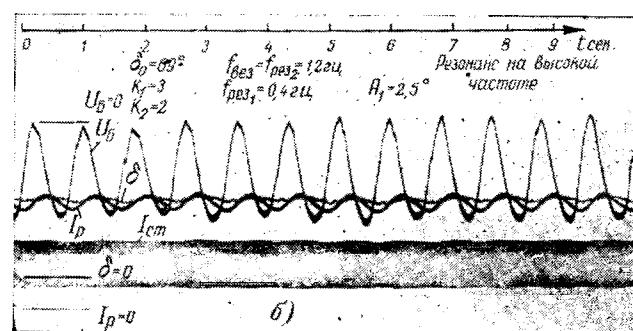
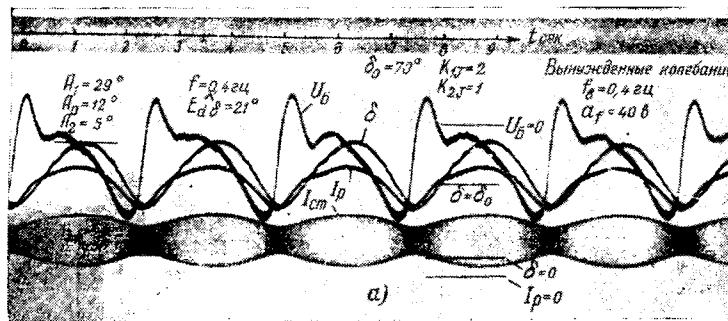


Рис. 4. Осциллограммы вынужденных колебаний в электрической системе при частоте возмущающих сил.

*a* — близкой к собственной частоте электромеханических контуров; *b* — близкой к собственной частоте электромагнитных контуров.

нанс на собственной частоте электромеханических контуров. Резонансная амплитуда взаимного угла обратно пропорциональна коэффициенту затухания, соответствующему частному решению с частотой электромеханических контуров. Поэтому настройки с наибольшими коэффициентами затухания частоты свободных электромеханических колебаний (внутри области максимального затухания и выше ее) обеспечивают также максимальное демпфирование вынужденных колебаний (т. е. обеспечивают минимум резонансной амплитуды).

Максимальное отклонение взаимного угла в переходном процессе [Л. 3 и 4], возникающее после скачка или импульса, тем меньше, чем меньше максимум амплитудно-частотной характеристики.

Таким образом, области целесообразных настроек, обеспечивающих максимальное демпфирование малых вынужденных и свободных колебаний в двухмашинной электрической системе, совпадают.

Правильность полученных заключений подтверждается результатами ряда численных расчетов. Приведем результаты расчетов, проведенных для электрической системы, схема и параметры которой указаны на рис. 3, а.

На рис. 3, б приведены области устойчивости

для режимов *I*, *II*, *III*, *IV* и кривые равного затухания ( $\alpha=1$ ) внутри них. Области устойчивости имеют достаточно большой общий для всех режимов участок (при  $\alpha=0$ ), но не имеют общего для всех режимов участка областей, ограниченных кривыми равного затухания  $\alpha=1$ .

Для настройки АРВ внутри общего для всех режимов участка области устойчивости при приложении возмущающего воздействия на вал турбины передающей станции в режимах *I*, *II*, *IV*  $A_{12}(v_{рез}) > A_{12}(0)$  (рис. 5). Выбор разной в зависимости от режима настройки АРВ (обеспечивающей в каждом режиме  $\alpha \geq 2$ ) значительно снижает резонансную амплитуду вынужденных колебаний (рис. 6).

Максимум амплитудной характеристики взаимного угла соответствует резонансу на собственной частоте электромеханических контуров, и потому частота, при которой он возникает, не зависит от места приложения возмущающей силы. (Для сравнения на рис. 5 приведены амплитудно-частотные характеристики при приложении возмущающей силы к валу турбины и в системе возбуждения передающей станции.) При приложении возмущающей силы к валу турбины приемной системы амплитудно-частотная характеристика получается простым пересчетом по формуле (16). Амплитуда колебаний угла при резонансе на собственной частоте электрических контуров значительно меньше (рис. 5 и 6).

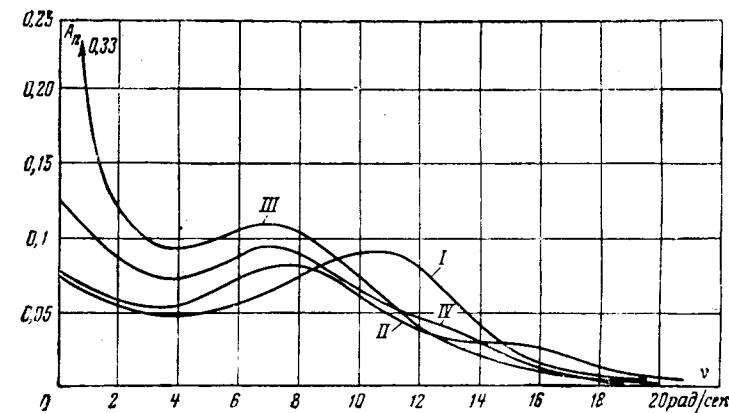


Рис. 5. Амплитудно-частотные характеристики для режимов *I*, *II*, *III*, *IV* при настройке ( $k_{1J}=17$ ,  $k_{2J}=1,2$ ) внутри общего участка области устойчивости (рис. 3, б).

— возмущающее воздействие в системе возбуждения  $a_3=1$ ;  
— возмущающее воздействие на валу турбины генератора первой станции  $a_1=0,1$ .

Рис. 6. Амплитудно-частотные характеристики при настройке АРВ внутри области максимального демпфирования в каждом режиме. Возмущающее воздействие на валу турбины передающей станции  $a_1=0,1$ .

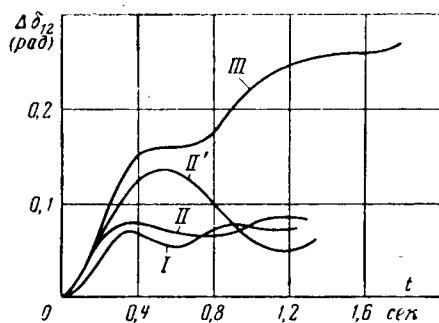


Рис. 7. Кривые переходного процесса при наборе момента на валу турбины передающей станции на  $0,1 W_0$  в режимах I, II, III. Настройки в области максимального затухания для каждого из режимов.

II' — то же в режиме II при настройке  $k_{1j}=4$ ,  $k_{2j}=1,4$  (рис. 3, б).

Приложение гармонической силы  $f_3=a_3 \sin vt$  к системе возбуждения приводит к значительно меньшим отклонениям взаимного угла по сравнению с приложением к валам турбины. Так, в режимах II и IV при  $f_3=a_3 \sin vt$ ,  $A_{12}(v_{pea}) < A_{12}(0)$  и возмущающая сила вида скачка становится опасней гармонической (рис. 5). При подходе к режимам, близким к пределу апериодической устойчивости независимо от места приложения возмущающей силы  $A_{12}(v_{pea}) \ll A_{12}(0)$  (режим III на рис. 5 и 6).

При настройке APB внутри области максимального затухания для каждого режима удается обеспечить (рис. 7) протекание переходного процесса после скачка практически без перерегулирования, т. е.  $\Delta\delta_{12}(t) < \Delta\delta_{12}(\infty)$ . Отклонение настройки APB от области максимального затухания приводит

(рис. 7) к большим отклонениям в переходном процессе [ $\Delta\delta_{12}(t) > \Delta\delta_{12}(\infty)$ ] от нового установившегося режима, что делает более опасным воздействие возмущающей силы вида скачка. Выбор целесообразной настройки APB обеспечивает наилучшее демпфирование вынужденных колебаний при приложении возмущающих сил как к валу турбины обеих станций, так и к системе возбуждения передающей станции.

**Выводы.** 1. Вопросы выбора области целесообразных настроек APB сильного действия, улучшающих демпфирование малых свободных и вынужденных колебаний в электрической системе, важны как с точки зрения разработки методики расчетов, так и для экспериментального определения настройки при наладочных работах и разработки устройств ее автоматического поиска.

2. Выбор области целесообразных настроек APB, проведенный методами анализа линеаризованных систем, является первым приближением, подлежащим уточнению.

#### Литература

1. Веников В. А. и Литкенс И. В., Математические основы теории автоматического управления режимами электросистем, изд-во «Высшая школа», Москва, 1964.

2. Литкенс И. В., Гамазин С. И. и Нанда Дж., Исследование статической устойчивости сложных автоматически регулируемых электрических систем с помощью ЭВЦМ средней мощности, Известия АН СССР, Энергетика и транспорт, 1964, № 6.

3. Фельдбаум А. А., Электрические системы автоматического регулирования, Оборонгиз, 1954.

4. Солодовников В. В., Частотный метод анализа качества систем автоматического регулирования, Машгиз, 1950.

5. Михневич Г. В., Синтез структуры систем автоматического регулирования возбуждения синхронных машин, изд-во «Наука», Москва, 1964.

[10.5.1965]



УДК 621.3.077.4

## Расчет режима регулируемого трансформатора с учетом статических характеристик энергосистемы

Инж. Л. М. ЗИСМАН

Московский энергетический институт

Изменение режима любого элемента системы, в частности коэффициента трансформации регулируемого трансформатора, оказывает в общем случае влияние на режим всех остальных ее элементов.

Метод расчета изменений режима, использующий статические характеристики, представляет особый интерес, так как позволяет решать некоторые локальные задачи по управлению режимом станции или подстанции при помощи информации, полученной только в ее пределах.

О статических характеристиках реакции частей энергосистемы. Различные рабочие статические ха-

рактеристики (внешние, нагрузочные, регулировочные, характеристики нагрузки и пр.) широко используются в энергетических расчетах. Термин «статическая характеристика» объединяет большую группу зависимостей, которые связывают между собой либо параметры на входе и выходе элемента, либо только на входе или только на выходе в установившемся режиме [Л. 1].

Под статическими характеристиками реакции ограниченной части энергосистемы или любого из ее элементов относительно некоторой расчетной точки  $M$  (рис. 1, а) будем в общем случае подразумевать зависимости параметров, описывающих ре-

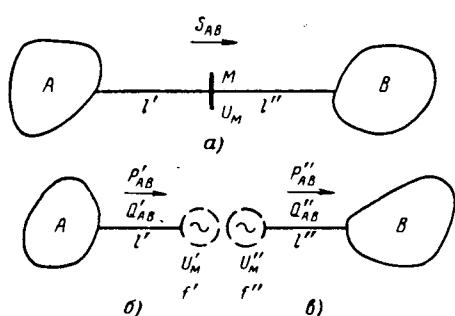


Рис. 1. Ограниченные части системы.

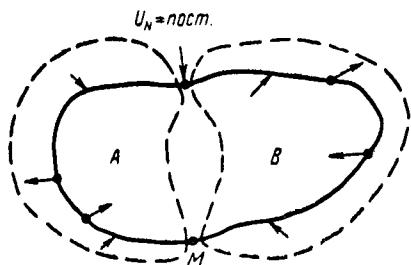
акцию этой части системы (или какого-либо ее элемента) в установившемся режиме на приложенное к расчетной точке стационарное возмущение, источник которого находится вне рассматриваемой части системы. При этом должны быть неизменными: состав оборудования (включая потребителей), уставки первичных или, если они имеются, вторичных регуляторов, коэффициенты трансформации трансформаторов, а также схема сети в рассматриваемой части системы.

Систему можно привести к радиальной относительно расчетной точки путем размыкания ветвей в генерирующих точках, в которых поддерживаются неизменные значения узловых параметров режима с сохранением этих значений на концах разомкнутых ветвей.

Например, если расчетная точка  $M$  расположена на замкнутом контуре (рис. 2), на котором имеется узел  $N$ , рассматриваемый как шины бесконечной мощности ( $U_N = \text{пост.}$ ,  $f = \text{пост.}$ ), то контур можно разомкнуть в этой точке ( $N$ ) и привести схему к виду, показанному на рис. 1, а. Каждую часть радиальной системы, имеющую связь с расчетной точкой по единственной ветви ( $l$  на рис. 1, а). будем называть ограниченной частью.

Под внешней статической характеристикой реакции ограниченной части системы будем понимать зависимости параметров ( $\Pi_i^l$ ) режима ветви  $l$  (рис. 1), определенных в месте примыкания этой ветви к расчетной точке  $M$ , от параметров режима в самой расчетной узловой точке ( $\Pi_j^M$ ,  $\Pi_k^M$ ) при соблюдении указанных выше общих условий. В дальнейшем будем иметь в виду именно эти характеристики.

Рассмотрим систему, состоящую из двух ограниченных частей (рис. 1, а). В соответствии с направлением перетока мощности  $S_{AB}$  одна из частей системы ( $A$ ) может рассматриваться в данном ре-

Рис. 2. Расчленение системы на две ограниченные относительно точки  $M$  части.

жиме как обобщенный источник, а другая ( $B$ ) — как обобщенный приемник энергии.

Режим частей системы не изменится, если в расчетной точке  $M$  рассечь систему с сохранением в этой точке исходных значений режимных параметров. Это равносильно присоединению к обеим частям системы эквивалентных источников (рис. 1, б, в).

Изменяя режим эквивалентных источников, можно получить статические характеристики частей  $A$  и  $B$  системы. Поскольку эквивалентные источники так же, как и обычные генераторы, имеют две степени свободы, статические характеристики представляют собой в общем случае функции двух переменных, одна из которых обычно фиксируется как параметр:

$$\Pi_i = F(\Pi_j, \Pi_k).$$

Примерами таких характеристик являются зависимости реактивной мощности от напряжения в данной точке при фиксированной активной мощности ветви или частоте.

Если в части системы, для которой определяются статические характеристики по реактивной мощности, имеются генерирующие точки, оснащенные астатическими (первичными или вторичными) регуляторами частоты, которая в диапазоне изменения  $U_m$  и  $P_{AB}$  поддерживается постоянной, то частота, наряду с перетоком  $P_{AB}$ , может рассматриваться как дополнительный фиксированный параметр статической характеристики  $Q(U)|P_{AB} = \text{пост.}, f = \text{пост.}$ . В этом случае в приведенном выше определении статической характеристики условия неизменности уставок регуляторов источников, имеющих только статические регуляторы частоты (АРС турбин), можно заменить условиями неизменности заданных значений активных мощностей этих источников.

Из приведенного выше определения вытекают способы экспериментального и расчетного определения статических характеристик.

Например, при экспериментальном снятии статических характеристик обобщенного источника ( $A$ , рис. 1, б)  $Q'_{AB} = Q(U'_m)$  напряжение в расчетной точке  $M$  должно изменяться с помощью источников (или нагрузки), расположенных в части  $B$  системы, которая должна также поддерживать  $P_{AB} = \text{пост.}$  При этом в части  $A$  системы должны соблюдаться сформулированные выше условия неизменности состава оборудования, уставок регуляторов и схемы сети.

Практически в ряде случаев условия, для которых данная статическая характеристика остается справедливой, должны соблюдаться лишь в «зоне влияния» режима расчетной точки, которая часто может быть ограничена непосредственно примыкающим к этой точке участком системы. Неизменность состава оборудования потребителей следует понимать в смысле неизменности их суммарных усредненных характеристик в режиме, для которого определялась данная статическая характеристика.

Статические характеристики частей системы можно рассчитать аналитически, если заданы статические характеристики генераторов и нагрузки,

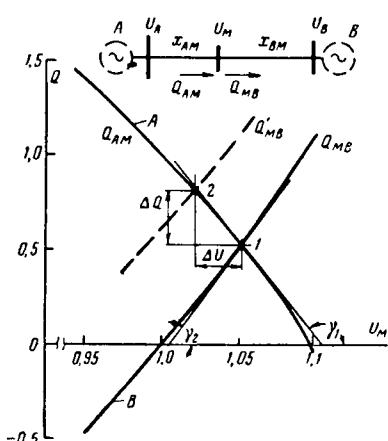


Рис. 3. Статические характеристики передающей и приемной систем бесконечной мощности в простейшем случае.

а также некоторый исходный режим [Л. 1 и 2]. Для расчета характеристик  $Q(U)$  нужно рассечь систему в расчетной точке  $M$ , относительно которой определяются характеристики, и эту точку принять за точку базисного напряжения, одновременно полагая  $P_{AB}=\text{пост.}$

Расчет реактивной мощности  $Q_{AB}$  производится при нескольких значениях базисного напряжения  $U_m$ , после чего можно построить соответствующую статическую характеристику  $Q_{AB}=Q(U_m)$  при данном  $P_{AB}$ .

В качестве иллюстрации приведем уравнения статических характеристик линии, связывающей две системы бесконечной мощности (рис. 3). Для простоты рассмотрим случай  $P_{AB}=0$  и  $R_{AB}=0$ . Статическая характеристика обобщенного источника  $A$  относительно расчетной точки  $M$

$$Q_{AM} = \frac{U_A - U_M}{x_{AM}} U_M. \quad (1)$$

Наклон этой характеристики

$$\frac{1}{\beta_1} = \operatorname{tg} \gamma_1 = \frac{dQ_{AM}}{dU_M} = \frac{U_A - 2U_M}{x_{AM}} \leq 0. \quad (2)$$

Статическая характеристика обобщенного приемника  $B$  относительно точки  $M$

$$Q_{MB} = \frac{U_M - U_B}{x_{BM}} U_M. \quad (3)$$

Наклон этой характеристики

$$\frac{1}{\beta_2} = \operatorname{tg} \gamma_2 = \frac{dQ_{MB}}{dU_M} = \frac{2U_M - U_B}{x_{MB}} \geq 0. \quad (4)$$

Зная статические характеристики обеих частей системы относительно расчетной точки, можно определить параметры режима этой точки по методу пересечения характеристик [Л. 1—3].

Условием существования режима является выполнение в точке сопряжения  $M$  граничных условий:

$$\dot{U}'_M = \dot{U}''_M; \quad \dot{S}'_M = \dot{S}''_M; \quad \dot{f}'_M = \dot{f}''_M. \quad (5)$$

При изменении режима одной из частей системы ( $B$ , рис. 3) характеристика этой части будет смещаться. При этом в случае сохранения в части  $A$  системы неизменных условий режим точки  $M$  будет изменяться согласно статической характеристике этой части и рабочая точка будет скользить по участку  $1-2$  характеристики  $A$ . Изменение режима можно определить, зная приращение одного из параметров и коэффициент наклона характеристики  $\beta_1$ :

$$\Delta Q = Q_2 - Q_1 = \frac{\Delta U}{\beta_1}. \quad (6)$$

**Расчет режима регулируемого трансформатора.** На основании рассмотренных ранее положений и введенного определения внешней статической характеристики реакции частей энергосистемы ниже приводится разработанная методика расчета изменения режима (перетоков реактивной мощности, напряжений) трансформаторов и автотрансформаторов с продольным регулированием под нагрузкой, а также расчет величины коэффициента трансформации, необходимого для получения заданного изменения какого-либо расчетного параметра режима.

Обозначим крутизны статических характеристик  $U=U(Q)$  (при  $P=\text{пост.}$ ) соответствующих частей энергосистемы (рис. 4) относительно шин 1, 2, 3 через

$$\beta_1 = \frac{dU_1}{dQ_1}; \quad \beta_2 = \frac{dU_2}{dQ_2}; \quad \beta_3 = \frac{dU_3}{dQ_3}. \quad (7)$$

Эти коэффициенты полагаем известными.

Пренебрегая влиянием незначительных изменений перетоков активной мощности, вызванных изменением коэффициента трансформации (или э. д. с. продольного бустера), на изменения перетоков реактивной мощности через трансформатор, можно написать, что при  $P=\text{пост.}$  переток реактивной мощности является функцией напряжений на зажимах трансформатора и его коэффициента трансформации:

$$Q_i = Q(U_1, U_2, U_3, k) \quad i=1, 2, 3. \quad (8)$$

Учитывая гладкий характер этой функции в предположении непрерывности аргумента  $k$ , можно написать уравнения для приращений реактив-

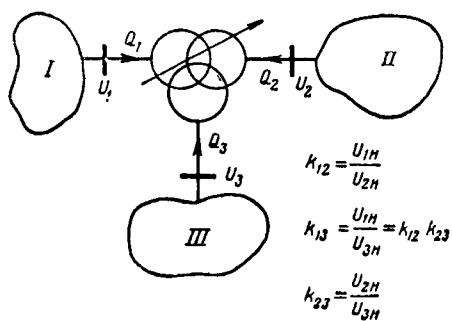


Рис. 4. Расчетная схема к выводу основного уравнения режима регулируемого трансформатора.

ной мощности в виде разложения в ряд Тэйлора с сохранением лишь первых членов разложения:

$$\left. \begin{aligned} \Delta Q_1 &= \frac{\partial Q_1}{\partial U_1} \Delta U_1 + \frac{\partial Q_1}{\partial U_2} \Delta U_2 + \\ &+ \frac{\partial Q_1}{\partial U_3} \Delta U_3 + \frac{\partial Q_1}{\partial k} \Delta k; \\ \Delta Q_2 &= \frac{\partial Q_2}{\partial U_1} \Delta U_1 + \frac{\partial Q_2}{\partial U_2} \Delta U_2 + \\ &+ \frac{\partial Q_2}{\partial U_3} \Delta U_3 + \frac{\partial Q_2}{\partial k} \Delta k; \\ \Delta Q_3 &= \frac{\partial Q_3}{\partial U_1} \Delta U_1 + \frac{\partial Q_3}{\partial U_2} \Delta U_2 + \\ &+ \frac{\partial Q_3}{\partial U_3} \Delta U_3 + \frac{\partial Q_3}{\partial k} \Delta k. \end{aligned} \right\} \quad (9)$$

В этих уравнениях при неизменных условиях в системах I, II, III изменения напряжений  $\Delta U_1$ ,  $\Delta U_2$ ,  $\Delta U_3$  — функции изменения коэффициента трансформации. С другой стороны, поскольку изменение коэффициента трансформации является для каждой из частей системы внешним возмущением, изменения  $\Delta U_i$  будут происходить в соответствии со статическими характеристиками участков системы и, следовательно, могут быть определены из уравнений:

$$\Delta U_1 = \beta_1 \Delta Q_1; \quad \Delta U_2 = \beta_2 \Delta Q_2; \quad \Delta U_3 = \beta_3 \Delta Q_3. \quad (10)$$

Подставив в уравнения (9) выражения (10), получим систему из трех уравнений с тремя неизвестными:

$$\left. \begin{aligned} \left( \frac{\partial Q_1}{\partial U_1} \beta_1 - 1 \right) \Delta Q_1 + \frac{\partial Q_1}{\partial U_2} \beta_2 \Delta Q_2 + \\ + \frac{\partial Q_1}{\partial U_3} \beta_3 \Delta Q_3 &= - \frac{\partial Q_1}{\partial k} \Delta k; \\ \frac{\partial Q_2}{\partial U_1} \beta_1 \Delta Q_1 + \left( \frac{\partial Q_2}{\partial U_2} \beta_2 - 1 \right) \Delta Q_2 + \\ + \frac{\partial Q_2}{\partial U_3} \beta_3 \Delta Q_3 &= - \frac{\partial Q_2}{\partial k} \Delta k; \\ \frac{\partial Q_3}{\partial U_1} \beta_1 \Delta Q_1 + \frac{\partial Q_3}{\partial U_2} \beta_2 \Delta Q_2 + \\ + \left( \frac{\partial Q_3}{\partial U_3} \beta_3 - 1 \right) \Delta Q_3 &= - \frac{\partial Q_3}{\partial k} \Delta k. \end{aligned} \right\} \quad (11)$$

Решение этих уравнений относительно  $\Delta Q_1$ ,  $\Delta Q_2$ ,  $\Delta Q_3$  имеет следующий вид:

$$\left. \begin{aligned} \Delta Q_1 &= \frac{D_1}{D} = \frac{\Delta k D'_1}{D}; \quad \Delta Q_2 = \frac{D_2}{D} = \frac{\Delta k D'_2}{D}; \\ \Delta Q_3 &= \frac{D_3}{D} = \frac{\Delta k D'_3}{D}, \end{aligned} \right\} \quad (12)$$

где  $D$  — определитель системы;

$D_1$ ,  $D_2$ ,  $D_3$  — определители, полученные из  $D$  заменой столбца коэффициентов при соответствующем неизвестном  $\Delta Q_i$  на столбец свободных членов;

$D'_1$ ,  $D'_2$ ,  $D'_3$  — то же, что  $D_1$ ,  $D_2$ ,  $D_3$ , но без множителя  $\Delta k$ .

$$\left. \begin{aligned} D &= 1 - \frac{\partial Q_1}{\partial U_1} \beta_1 - \frac{\partial Q_2}{\partial U_2} \beta_2 - \frac{\partial Q_3}{\partial U_3} \beta_3 + \beta_1 \beta_2 C_1 + \beta_1 \beta_3 C_2 + \beta_2 \beta_3 C_3; \\ D'_1 &= \frac{\partial Q_1}{\partial k} + \beta_2 A_1 + \beta_3 A_2 + \beta_2 \beta_3 \left( \frac{\partial Q_1}{\partial k} C_1 + \frac{\partial Q_2}{\partial k} C_3 + \frac{\partial Q_3}{\partial k} A_4 \right); \\ D'_2 &= \frac{\partial Q_2}{\partial k} + \beta_1 A_5 + \beta_3 A_6 + \beta_1 \beta_3 \left( \frac{\partial Q_1}{\partial k} A_7 + \frac{\partial Q_2}{\partial k} C_2 + \frac{\partial Q_3}{\partial k} A_8 \right); \\ D'_3 &= \frac{\partial Q_3}{\partial k} + \beta_1 A_9 + \beta_2 A_{10} + \beta_1 \beta_2 \left( \frac{\partial Q_1}{\partial k} A_{11} + \frac{\partial Q_2}{\partial k} A_{12} + \frac{\partial Q_3}{\partial k} C_3 \right). \end{aligned} \right\} \quad (13)$$

В этих выражениях коэффициенты  $A$  и  $C$  равны:

$$\left. \begin{aligned} A_1 &= \frac{\partial Q_2}{\partial k} \frac{\partial Q_1}{\partial U_2} - \frac{\partial Q_1}{\partial k} \frac{\partial Q_2}{\partial U_2}; \\ A_2 &= \frac{\partial Q_3}{\partial k} \frac{\partial Q_1}{\partial U_3} - \frac{\partial Q_1}{\partial k} \frac{\partial Q_3}{\partial U_3}; \\ A_3 &= \frac{\partial Q_3}{\partial U_2} \frac{\partial Q_1}{\partial U_3} - \frac{\partial Q_1}{\partial U_2} \frac{\partial Q_3}{\partial U_3}; \\ A_4 &= \frac{\partial Q_1}{\partial U_2} \frac{\partial Q_2}{\partial U_3} - \frac{\partial Q_2}{\partial U_2} \frac{\partial Q_1}{\partial U_3}; \\ A_5 &= \frac{\partial Q_1}{\partial k} \frac{\partial Q_2}{\partial U_1} - \frac{\partial Q_2}{\partial k} \frac{\partial Q_1}{\partial U_1}; \\ A_6 &= \frac{\partial Q_3}{\partial k} \frac{\partial Q_2}{\partial U_3} - \frac{\partial Q_2}{\partial k} \frac{\partial Q_3}{\partial U_3}; \\ A_7 &= \frac{\partial Q_3}{\partial U_1} \frac{\partial Q_2}{\partial U_3} - \frac{\partial Q_2}{\partial U_1} \frac{\partial Q_3}{\partial U_3}; \\ A_8 &= \frac{\partial Q_2}{\partial U_1} \frac{\partial Q_1}{\partial U_3} - \frac{\partial Q_1}{\partial U_1} \frac{\partial Q_2}{\partial U_3}; \\ A_9 &= \frac{\partial Q_1}{\partial k} \frac{\partial Q_3}{\partial U_1} - \frac{\partial Q_3}{\partial k} \frac{\partial Q_1}{\partial U_1}; \\ A_{10} &= \frac{\partial Q_2}{\partial k} \frac{\partial Q_3}{\partial U_2} - \frac{\partial Q_3}{\partial k} \frac{\partial Q_2}{\partial U_2}; \\ A_{11} &= \frac{\partial Q_2}{\partial U_1} \frac{\partial Q_3}{\partial U_2} - \frac{\partial Q_3}{\partial U_1} \frac{\partial Q_2}{\partial U_2}; \\ A_{12} &= \frac{\partial Q_1}{\partial U_2} \frac{\partial Q_3}{\partial U_1} - \frac{\partial Q_3}{\partial U_2} \frac{\partial Q_1}{\partial U_1}; \\ C_1 &= \frac{\partial Q_2}{\partial U_2} \frac{\partial Q_3}{\partial U_3} - \frac{\partial Q_3}{\partial U_2} \frac{\partial Q_2}{\partial U_3}; \\ C_2 &= \frac{\partial Q_1}{\partial U_1} \frac{\partial Q_3}{\partial U_3} - \frac{\partial Q_3}{\partial U_1} \frac{\partial Q_1}{\partial U_3}; \\ C_3 &= \frac{\partial Q_1}{\partial U_1} \frac{\partial Q_2}{\partial U_2} - \frac{\partial Q_2}{\partial U_1} \frac{\partial Q_1}{\partial U_2}; \\ C_4 &= \frac{\partial Q_1}{\partial U_1} C_1 + \frac{\partial Q_2}{\partial U_1} A_2 + \frac{\partial Q_3}{\partial U_1} A_4. \end{aligned} \right\} \quad (14)$$

Общие выражения (11)–(14) сохраняют свой вид для любых схем регулируемых трансформаторов и автотрансформаторов. Принятое допущение (пренебрежение влиянием изменений перетока ак-

тивной мощности при продольном регулировании на изменение реактивной), которое само по себе не вносит большой погрешности, принципиально может быть устранено добавлением соответствующих членов в уравнения (9). При этом указанная методика может быть распространена на вычисление  $\Delta P$  для трансформаторов с продольно-поперечным регулированием.

Частные производные определяются из уравнений узловых напряжений, составленных для конкретной схемы регулируемого трансформатора.

Эти уравнения достаточно просты, так как описывают режим лишь самого трансформатора. Пример расчета приведен в приложении.

Значения переменных, которые входят в выражения для частных производных, нужно брать из исходного режима (до изменения коэффициентов трансформации). Величина изменения коэффициента трансформации равна  $\Delta k = k - k_0$ , где  $k_0$  — исходное,  $k$  — вновь устанавливаемое значение коэффициента трансформации. Члены уравнений (13), содержащие произведения коэффициентов  $\beta$ , обычно малы и в ряде случаев могут быть опущены.

После определения изменений перетоков реактивной мощности через трансформатор  $\Delta Q_i$  можно определить изменения напряжений на его зажимах  $\Delta U_i$  по соотношениям (10).

Новые значения параметров  $\Pi$  определяются через исходные  $\Pi_0$  и вычисленные приращения  $\Delta \Pi$ :

$$\Pi = \Pi_0 + \Delta \Pi. \quad (15)$$

С учетом уравнений (10) и (12)

$$\Delta Q_i = \beta_i \Delta U_i = \Delta k \frac{D'_i}{D}. \quad (16)$$

Это позволяет решать обратную задачу — определять величину  $\Delta k$ , обеспечивающую заданное изменение напряжения или реактивной мощности на одной из сторон трансформатора. При этом приращения остальных параметров режима получают вынужденные значения в соответствии со статическими характеристиками участков энергосистемы, примыкающих к сторонам трансформатора.

В случае, если напряжение на одной из сторон трансформатора  $U_i$  регулируется по астатическому закону, соответствующий коэффициент  $\beta_i$  становится равным нулю и выражения (13) существенно упрощаются.

Если необходимо учесть зависимость реактансов трансформатора (*ом*) от коэффициента трансформации, это выполняется при вычислении полной частной производной  $\frac{\partial Q_i}{\partial k}$ ; при этом  $Q_i$  рассматривается как сложная функция:

$$\begin{aligned} Q_i &= Q[k, x_1(k), x_2(k), x_3(k)]; \\ \frac{\partial Q_i}{\partial k} &= \left. \frac{\partial Q_i}{\partial k} \right|_{x=\text{пост}} + \frac{\partial Q_i}{\partial x_1} \frac{\partial x_1}{\partial k} + \\ &+ \frac{\partial Q_i}{\partial x_2} \frac{\partial x_2}{\partial k} + \frac{\partial Q_i}{\partial x_3} \frac{\partial x_3}{\partial k}. \end{aligned} \quad (17)$$

Можно также в уравнение баланса напряжений ввести выражения  $x=x(k)$  в явном виде, тогда

полная частная производная находится непосредственным дифференцированием функции  $Q_i = Q(k)$ .

Зависимости реактансов автотрансформаторов от коэффициента трансформации для различных схем и способов регулирования под нагрузкой приведены в [Л. 4].

В случае, когда в процессе регулирования изменяется знак перетока реактивной мощности, расчетные значения  $\Delta Q_p$ , полученные по уравнению (12), можно уточнить, введя поправку на намагничивающую мощность трансформатора  $Q_\mu$ . Тогда, например, при изменении направления перетока с 1—2 на 2—1 (рис. 4) фактические приращения реактивных мощностей  $\Delta Q_\Phi$  можно определить по формулам:

$$\left. \begin{aligned} \Delta Q_{1\Phi} &= \Delta Q_{1p} - Q_\mu; \\ \Delta Q_{2\Phi} &= \Delta Q_{2p} + Q_\mu. \end{aligned} \right\} \quad (18)$$

Для двухобмоточного трансформатора решение системы уравнений (11), из которой исключаются последнее уравнение и члены, содержащие  $\Delta Q_3$ , имеет следующий вид:

$$\Delta Q_1 = \frac{\Delta k \left[ \frac{\partial Q_1}{\partial k} + \beta_2 \left( \frac{\partial Q_1}{\partial U_2} \frac{\partial Q_2}{\partial k} - \frac{\partial Q_2}{\partial U_2} \frac{\partial Q_1}{\partial k} \right) \right]}{1 - \beta_1 \frac{\partial Q_1}{\partial U_1} - \beta_2 \frac{\partial Q_2}{\partial U_2} + \beta_1 \beta_2 \left( \frac{\partial Q_1}{\partial U_1} \frac{\partial Q_2}{\partial U_2} - \frac{\partial Q_1}{\partial U_2} \frac{\partial Q_2}{\partial U_1} \right)}. \quad (19)$$

Последние члены в числителе и знаменателе малы и могут быть опущены.

Уравнения (12) и (19) могут быть использованы для выполнения расчетов и при составлении алгоритма управления режимом станции по напряжению и реактивной мощности с помощью цифровых машин.

В случае применения управляющих машин коэффициенты наклона статических характеристик  $\beta$  могут определяться и фиксироваться автоматически в процессе изменения реактивной мощности генераторов соответствующей части станции.

Рассмотренный способ учета реакции системы или ее отдельных элементов можно распространить на расчеты режима других элементов станции, а также на расчеты режима станции в целом как при изменениях режима данной станции, так и при изменении режима системы. При этом можно учесть также статические характеристики активной нагрузки и влияние изменений активной мощности на реактивную. Для этого нужно представить станцию в виде пассивного многополюсника, соединенного в каждом из полюсов с двухполюсником (генератором, нагрузкой, приведенной к шинам станции, генератором вместе с нагрузкой, линией связи с энергосистемой). Составив для такого многополюсника уравнения узловых мощностей, которые можно выразить через составляющие напряжения в данном и смежных узлах, можно затем представить  $\Delta P_i$  и  $\Delta Q_i$  в виде разложения этих уравнений в ряд Тейлора по указанным составляющим напряжения, а также по коэффициенту трансформации.

Приращения  $\Delta Q_i$ ,  $\Delta P_i$ , стоящие в левой части полученных разложений для части узлов, выражаются

ются через произведения крутизны статических характеристик обобщенных источников и приемников энергии, приведенных к данному узлу, на приращения составляющих напряжения в узле  $\Delta U_i$ .

Величины  $\Delta P_j$ ,  $\Delta Q_j$  одного или нескольких узлов могут быть заданы как независимые переменные. Для балансирующего узла  $\Delta P_b$  определяется по условиям баланса. В результате получается система линейных уравнений относительно приращения искомых параметров, которая может быть разрешена итерационными методами. Опыт расчета показал быструю сходимость решения таких уравнений для схем электростанций.

**Приложение. Расчет режима регулируемого трансформатора связи и сопоставление с экспериментом.** Схема трансформатора связи с регулированием напряжения при помощи вольтодобавочного трансформатора, включенного в нейтраль обмотки 2, приведена на рис. 5.

Данные трансформаторов:

1. Трансформатор связи ОДТГ 40000/220.  
 $S_h = 40000 \text{ ква}$ ;  $U_{10\text{tp}} = 254,1 \text{ кв}$ ;  $U_{2h} = 121 \text{ кв}$ ;  $U_{3h} = 10,5 \text{ кв}$ . Коэффициенты трансформации в расчетном режиме:

$$k_{12} = \frac{254,1}{121} = 2,1; \quad k_{13} = \frac{254,1}{10,5} = 24,2; \quad e_{k12} = 15,2\%;$$

$$x_{k12} = \frac{15,2}{100} \cdot \frac{254,1^2}{120} = 82,5 \text{ ом}; \quad x_1 = 48,5 \text{ ом};$$

$$x_2 = 34 \text{ ом}; \quad x_3 = 0.$$

2. Регулировочный трансформатор ВРТДН-120000/35  
 $S_{np} = 120000 \text{ ква}$ ;  $U_{p1h} = 10,5 \text{ кв}$ ;  $U_{p2} = \Delta U_{ct} N$ ;  $\Delta U_{ct} = 1 \text{ кв}$  на ступень  $N = \pm 10$  (число ступеней регулирования).  $N > 0$ , если э. д. с. бустер-трансформатора складывается с напряжением  $U_2$ .

$$k_p = \frac{U_{p1h}}{U_{p2}} = \frac{10,5}{N \Delta U_{ct}} = \frac{10,5}{N};$$

$$e_{kp} = 8,2\%; \quad k_p^2 x_p = \frac{8,2}{100} \frac{14,52^2}{120} = 14,5 \text{ ом}.$$

3. Вольтодобавочный трансформатор (бустер) ВПТДТ-120000/110.  $S_{np} = 120000 \text{ ква}$ ;  $U_{b1h} = 10 \text{ кв}$ ;  $U_{b2h} = 14,52 \text{ кв}$ . Угол включения  $\gamma = 60^\circ$ .

$$k_b = \frac{U_{b1h}}{U_{b2h}} = \frac{10}{14,52}; \quad e_{kb} = 10,35\%;$$

$$x_b = \frac{10,35}{100} \frac{14,52^2}{120} = 18,3 \text{ ом}.$$

Обозначим через  $U_\phi$  фазные напряжения трансформатора связи. Остальные обозначения ясны из схемы (рис. 5).

Составим уравнение баланса напряжений, пренебрегая активными сопротивлениями, током намагничивания и попечерными слагающими падения напряжения.

Напишем уравнение напряжения на вторичной обмотке бустер-трансформатора:

$$U_{b2} = \frac{U_1}{k_b k_{13} k_p} - \frac{Q_2}{\sqrt{3} U_2} \left( x_b + x_p k_b^2 + \frac{x_1}{k_{12}^2} \right). \quad (\Pi-1)$$

Напряжение на вторичной стороне

$$U_{2\phi} = U_{2\text{tp}} + U_{b2} = \frac{U_1}{\sqrt{3} k_{12}} - \frac{Q_1 x_{k12}}{\sqrt{3} U_1 k_{12}} + U_{b2}. \quad (\Pi-2)$$

Составив уравнение баланса намагничивающих сил трансформатора связи

$$I_1 w_1 + I_2 w_2 + I_3 w_3 = 0 \quad (\Pi-3)$$

и выразив  $I_3$  через  $I_2$ :

$$I_3 = -I_2 \frac{1}{k_b} \frac{1}{k_p}, \quad (\Pi-4)$$

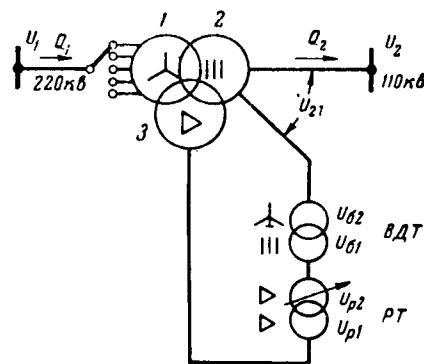


Рис. 5. Расчетная схема.

а также учитя соотношения

$$\frac{w_2}{w_1} = \frac{1}{k_{12}}; \quad \frac{w_3}{w_1} = \frac{\sqrt{3}}{k_{13}},$$

получим:

$$I_1 + I_2 \left( \frac{1}{k_{12}} + \frac{\sqrt{3}}{k_{13} k_b k_p} \right) = 0. \quad (\Pi-5)$$

Отсюда величина эквивалентного коэффициента трансформации может быть определена как

$$\frac{1}{k_b} = \frac{1}{k_{12}} \left( 1 + \frac{k_{12} \sqrt{3}}{k_{13} k_b k_p} \right) = \frac{1}{k_{12}} \left( 1 + \frac{k_{12} \sqrt{3} \Delta U_{ct} N}{k_{13} k_b U_{1\text{ph}}} \right). \quad (\Pi-6)$$

Предположив  $\cos \varphi_1 \approx \cos \varphi_2$ , получим:

$$\frac{Q_1}{U_1} = \frac{Q_2}{U_2 k_b}. \quad (\Pi-7)$$

Подставив (П-7) в (П-2) и перейдя к линейным напряжениям, получим после простых преобразований:

$$U_2 = \frac{U_1}{k_b} - \frac{Q_2}{U_2} x_{21\phi}; \quad (\Pi-8)$$

$$U_2 = \frac{U_1}{k_b} - \frac{Q_1 k_b}{U_1} x_{21\phi}, \quad (\Pi-9)$$

где

$$x_{21\phi} = \frac{x_{12}}{k_b k_3} + x_6 + x_p k_b^2 + \frac{x_1}{k_{12}^2}. \quad (\Pi-10)$$

Решив эти уравнения относительно  $Q_1$  и  $Q_2$ , получим:

$$Q_1 = \frac{U_1^2}{k_b^2 x_{21\phi}} - \frac{U_1 U_2}{k_b x_{21\phi}}; \quad (\Pi-11)$$

$$Q_2 = \frac{U_1 U_2}{k_b x_{21\phi}} - \frac{U_2^2}{x_{21\phi}}. \quad (\Pi-12)$$

Продифференцировав эти выражения, найдем частные производные:

$$\frac{\partial Q_1}{\partial U_1} = \frac{2U_1}{k_b^2 x_{21\phi}} - \frac{U_2}{k_b x_{21\phi}}; \quad (\Pi-13)$$

$$\frac{\partial Q_2}{\partial U_2} = \frac{U_1}{k_b x_{21\phi}} - \frac{2U_2}{x_{21\phi}}. \quad (\Pi-14)$$

Производную по коэффициенту трансформации будем определять, взяв в качестве независимой переменной количество ответвлений регулируемого трансформатора:

$$\begin{aligned} \frac{\partial Q_1}{\partial N} &= \frac{\partial Q_1}{\partial \left( \frac{1}{k_b} \right)} \frac{\partial \left( \frac{1}{k_b} \right)}{\partial N} = \\ &= \frac{\partial \left( \frac{1}{k_b} \right)}{\partial N} \left[ \frac{\partial Q_1}{\partial \left( \frac{1}{k_b} \right)} \Big|_{x_{21\phi}=\text{пост.}} + \frac{\partial Q_1}{\partial x_{21\phi}} \frac{\partial x_{21\phi}}{\partial \left( \frac{1}{k_b} \right)} \right] \end{aligned} \quad (\Pi-15)$$

и после небольших преобразований

$$\frac{\partial Q_1}{\partial N} = \frac{U_1}{x_{219}} \frac{\sqrt{3}\Delta U_{ct}}{k_{13}k_6 U_{1p,n}} \left[ \frac{U_1}{k_9} + \left( \frac{U_1}{k_9} - U_2 \right) \left( 1 - \frac{x_{12}}{x_{219}k_{12}k_9} \right) \right]. \quad (\text{П-16})$$

Подставив выражения производных в основное уравнение (19), в котором опускаем последние члены в числителе и знаменателе, и учитя, что  $x_{219}k_9^2 = x_{129}$ , получим:

$$\Delta Q_1 = \frac{\frac{\Delta N U_1 \cos \gamma}{N + \frac{k_{13}k_6 U_{1p,n}}{\sqrt{3}k_{12}\Delta U_{ct}}} \left[ U_1 + (U_1 - k_9 U_2) \left( 1 - \frac{x_{12}}{x_{219}k_{12}k_9} \right) \right]}{x_{129} - \beta_1 (2U_1 - U_2 k_9) - \beta_2 k_9 (U_1 - 2U_2 k_9)}. \quad (\text{П-17})$$

Расчет проведем для того же исходного режима трансформатора связи, который имел место в эксперименте. Схема и параметры этого трансформатора приведены выше, экспериментальные данные — в таблице.

Режим	Параметры					
	N	$U_1, \text{ кв}$	$U_2, \text{ кв}$	$Q_1, \text{ Мвар}$	$\beta_1, \text{ кв/Мвар}$	$\beta_2, \text{ кв/Мвар}$
Исходный режим до изменения анцапфы . . .	+10	244,4	119	32	-0,171	+0,0425
Конечный режим после изменения анцапфы . . .	0	248	118	11	—	—
Приращения . . .	-10	3,6	-1	-21	—	—



Для  $N = 10$

$$\begin{aligned} k_9 &= \frac{1}{\frac{1}{2,1} \left( 1 + \frac{2,1\sqrt{3} \cdot 14,52 \cdot 10}{24,2 \cdot 10 \cdot 10,5} \right)} = 1,74; \\ x_{219} &= \frac{82,5}{2,1 \cdot 1,74} + 18,3 + 14,5 + \frac{48,5}{2,1^2} = 66,5 \text{ ом}; \\ x_{129} &= 66,5 \cdot 1,74^2; \\ &\quad \frac{-10 \cdot 244,4 \cdot 0,5}{10 + \frac{24,2 \cdot 10 \cdot 10,5}{14,52 \cdot 2,1 \cdot 1}} \times \\ \Delta Q_1 &= \frac{-10 \cdot 244,4 \cdot 0,5}{66,5 \cdot 1,74^2 + 0,171(2 \cdot 244,4 - 119 \cdot 1,74)} - \\ &\quad \times \left[ (244,4 + (244,4 - 1,74 \cdot 119)) \left( 1 - \frac{82,5}{66,5 \cdot 2,1 \cdot 1,74} \right) \right] = \\ &\quad -0,0425 \cdot 1,74 (244,4 - 2 \cdot 119 \cdot 1,74) \\ &= -21,4 \text{ Мвар}. \end{aligned}$$

Расчетное значение  $\Delta Q_1 = -21,4$  хорошо совпадает с полученным из опыта (-21,0).

Если не учитывать реакцию системы, т. е. предположить  $U_1 = \text{пост.}$  и  $U_2 = \text{пост.}$  ( $\beta_1 = \beta_2 = 0$ ), то  $\Delta Q'_1 = 27,1 \text{ Мвар}$ , что дает в данном случае ошибку, равную 28%. При больших значениях коэффициентов  $\beta$  эта ошибка увеличивается.

#### Литература

1. Маркович И. М., Режимы электрических систем, Госэнергоиздат, 1963.
  2. Фазылов Х. Ф., Теория и методы расчета электрических систем, АН УзССР, Ташкент, 1953.
  3. Веников В. А., Переходные электромеханические процессы в электрических системах, изд-во «Энергия», 1964.
  4. Борю Ю. И. и Грабовская Н. М., Расчет сопротивлений короткого замыкания автотрансформаторов с регулировочными обмотками, «Электричество», 1963, № 6.
- [9.12.1964]

УДК 621.315:621.011.32

## К вопросу об учете взаимной индукции между линиями электропередачи при несимметричных режимах

Кандидат техн. наук Б. Н. НЕКЛЕПАЕВ

Московский энергетический институт

Возникающая при несимметричных режимах система токов нулевой последовательности обуславливает индуктивную связь между воздушными линиями электропередачи, а также между линиями электропередачи и линиями связи, идущими по общей трассе. Пренебрежение или недостаточно точный учет взаимной индукции при расчетах несимметричных режимов могут привести к существенным ошибкам в определении токов нулевой последовательности, протекающих по линиям. Следует подчеркнуть, что наличие взаимной индукции между линиями не только изменяет величины токов, но в ряде случаев может привести к изменению направления токов в отдельных линиях [Л. 1—4]. Ошибки в определении токов приводят к неправильным уставкам релейной защиты и как следствие — к ложной работе защиты. Случай ошибочной работы релейной защиты из-за неучета взаимной индукции между линиями неоднократно

наблюдалась в отечественных и зарубежных энергосистемах.

В последнее время все большее число энергосистем ставит вопрос о необходимости правильного учета взаимной индукции между линиями электропередачи при расчетах несимметричных режимов. Это обусловлено тем, что практика строительства электрических сетей при развитии энергосистем, как правило, приводит к усложнению конфигурации сетей и появлению значительного числа участков, где по общей трассе идет несколько линий электропередачи одного или разных напряжений.

Для правильного учета взаимной индукции линий необходимо знать их достоверные параметры нулевой последовательности. Последние зависят от взаимного расположения проводов, защитных тросов и земли, материала защитных тросов и способа их соединения с заземленными опорами, электри-

ческих характеристик грунта на трассе рассматриваемых линий. Усредненные параметры нулевой последовательности линий могут быть получены по известным расчетным выражениям при использовании средних расчетных данных [Л. 5]. Однако ввиду того, что проводимость грунта в различных районах страны существенно различна, представляется целесообразным, как это сделали связисты, проведение в некоторых энергосистемах серии опытов по определению параметров нулевой последовательности линий. Опытные параметры учитывают в интегральной форме влияние различных факторов. Для экспериментального определения параметров может быть рекомендована методика, успешно опробированная в 1956 г. на двух параллельных линиях электропередачи 220 кв длиной 76 км, защищенных стальными тросами [Л. 2]. При испытаниях использовалось основное силовое оборудование ГЭС. В качестве источника тока использовались соединенные блоком генератор мощностью  $S_h=68,75$  Мвт, напряжением  $U_h=13,8$  кв и трансформатор мощностью  $S_h=3 \times 46$  Мвт, напряжением 242/13,8 кв, с соединением обмоток «звезда — треугольник». Испытуемые линии питались однофазным током от обмотки 242 кв трансформатора, две другие фазы которого были глухо заземлены. Изменение величины тока (до 100 а) производилось путем изменения возбуждения генератора. Несимметрия тока генератора при опытах была менее 3%, заметных шаговых напряжений в ОРУ 220 кв не наблюдалось. На проведение опытов для девяти различных схем соединения линий (параллельное соединение линий, петля из двух линий и т. п.) потребовалось 4 ч.

Примечательно, что в последующем подобная методика была использована и в зарубежной практике на линии 120 кв длиной 30,7 км для определения распределения токов нулевой последовательности по тросам, опорам и земле [Л. 6].

Имея достоверные параметры нулевой последовательности линий, учет взаимной индукции можно произвести различными способами в зависимости от того, как производится расчет несимметричного режима: аналитически, с использованием расчетных моделей, расчетных столов постоянного или переменного тока или же с применением цифровых вычислительных машин. При этом могут использоваться физические модели линий с взаимоиндукцией [Л. 7], схемы замещения, а также эквивалентные схемы со связывающими трансформаторами. Наибольшее применение при расчетах несимметричных режимов получили схемы замещения. Для конкретных условий схемы замещения нулевой последовательности могут иметь различную конфигурацию в зависимости от того, какой участок исходной схемы преобразуется [Л. 5 (приложение П-13), 8 и 9].

Наиболее общей схемой замещения нулевой последовательности для линий, идущих по общей трассе и не имеющих общих шин по концам на рассматриваемом участке, является схема в виде полного многоугольника. Элементы такой схемы относительно просто находятся по известной матрице сопротивлений нулевой последовательности рассматриваемых линий. Схемы в виде полных много-

угольников содержат отрицательные сопротивления, что затрудняет их использование на расчетных столах постоянного тока, а также на расчетных столах переменного тока, где индуктивные сопротивления элементов представлены активными сопротивлениями. На расчетных моделях переменного тока различные по знаку реактивные сопротивления могут быть представлены с помощью индуктивностей и емкостей. При этом, естественно, отрицательными активными сопротивлениями в схеме замещения приходится пренебрегать. Затем, что схемы замещения в виде полных многоугольников успешно используются при расчетах несимметричных режимов на цифровых вычислительных машинах, где учет отрицательных сопротивлений не вызывает затруднений. Более того, используя стандартные программы преобразования и обращения матриц и исходную матрицу сопротивлений нулевой последовательности линий со взаимной индукцией, на ЦВМ сравнительно просто определяются элементы схемы замещения в виде полного многоугольника как для линий с защитными тросами, так и для линий без тросов.

Если на расчетных столах и моделях учет взаимной индукции линий с помощью схем замещения затруднен, что имеет место, когда по общей трассе идет несколько линий одного или разных напряжений, учет индуктивной связи линий может быть произведен с помощью «идеальных» трансформаторов с коэффициентом трансформации 1 : 1. Последние в дальнейшем именуются связывающими трансформаторами. Применение связывающих трансформаторов особенно целесообразно на расчетных столах переменного тока, схема которых набрана из активных сопротивлений. Наличие связывающих трансформаторов в схеме модели неизбежно приводит к некоторой погрешности в расчете токов по сравнению с точным решением. Погрешность тем выше, чем более отличаются характеристики связывающего трансформатора от характеристик идеального трансформатора. При надлежащем выполнении связывающих трансформаторов погрешность в токах не превышает 1—3% по модулю.

Эквивалентная схема нулевой последовательности для двух параллельных линий показана на рис. 1. В ней связывающий трансформатор нагружен на сопротивление взаимной индукции линий, а последовательные ветви содержат сопротивления рассеяния линий. По такому же принципу можно построить эквивалентные схемы для любого числа параллельных линий, попарно связывая линии с помощью связывающих трансформаторов. При этом необходимое число связывающих трансформаторов

$$N = \frac{n(n-1)}{2}, \quad (1)$$

где  $n$  — число линий.

Так, для трех линий схема может содержать три связывающих трансформатора (рис. 2, б). Погрешность, вносимая в расчет связывающими трансформаторами, зависит от величины нагрузки (сопротивления) на его зажимах. С целью уменьшения нагрузки на трансформаторы могут быть

предложены схемы с большим числом трансформаторов, чем это требуется по выражению (1). Так, для трех параллельных линий известна [Л. 10] схема с четырьмя связывающими трансформаторами (рис. 2,в). Однако можно построить [Л. 11] эквивалентные схемы и с меньшим числом трансформаторов, чем требуется по выражению (1). При этом можно использовать соотношение для  $n$  параллельных линий, расположенных в одной плоскости:

$$\left. \begin{aligned} Z_{12} > Z_{13} > \dots > Z_{1n}; \\ Z_{23} > Z_{24} > \dots > Z_{2n}, \end{aligned} \right\} \text{и т. д.} \quad (2)$$

откуда:

$$\begin{aligned} Z_{12} - Z_{13} > 0; \\ Z_{13} - Z_{14} > 0 \text{ и т. д.} \end{aligned}$$

Принцип построения эквивалентных схем с уменьшенным числом трансформаторов (экономичных схем) состоит в следующем: вначале с учетом выражения (2) находятся сопротивления, которые должны быть подключены к связывающим трансформаторам с тем, чтобы падения напряжения на них соответствовали влиянию взаимной индукции всех прочих линий на данную линию; затем определяются сопротивления, которые должны быть дополнительно введены в последовательную ветвь каждой линии. Пример экономичной эквивалентной схемы для трех параллельных линий дан на рис. 2,г. Схема содержит два связывающих трансформатора. Указанный принцип можно распространить на случай построения эквивалентных схем для любого числа линий. Автором разработана схема для 10 параллельных линий.

На расчетных столах сопротивления всех элементов обычно приводятся к одной базисной ступени напряжения. При этом условия эквивалентные схемы нулевой последовательности для параллельных линий разного напряжения также могут быть построены с использованием связывающих трансформаторов с коэффициентом трансформации  $k_t = 1 : 1$ . Необходимо только пересчитать сопротивления взаимной индукции линий по выражению

$$\hat{Z}_{mn} = Z_{mn} \left( \frac{U_6}{\sqrt{U_m U_n}} \right)^2 = Z_{mn} \frac{U_6^2}{U_m U_n}, \quad (3)$$

где  $\hat{Z}_{mn}$  — сопротивление взаимной индукции линий, приведенное к базисной ступени напряжения,  $\text{ом}$ ;

$U_6$  — среднее номинальное напряжение базисной ступени напряжения,  $\text{кв}$ ;

$U_m$  — среднее номинальное напряжение ступени  $m$ ,  $\text{кв}$ ;

$U_n$  — среднее номинальное напряжение ступени  $n$ ,  $\text{кв}$ .

В частном случае, если, например,  $U_6 = U_m$ , то:

$$\hat{Z}_{mn} = Z_{mn} \frac{U_m}{U_n}.$$

Связывающие трансформаторы должны удовлетворять ряду требований. Они должны иметь:

а) возможно малые потери в проводниках обмоток, малые потери от перемагничивания и вихревых

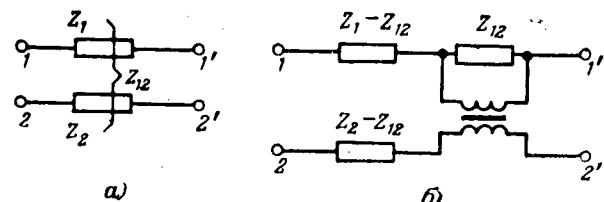


Рис. 1. Эквивалентная схема для двух параллельных линий.  
а — исходная схема; б — эквивалентная схема.

токов, т. е. применительно к известной Т-образной схеме замещения трансформатором (рис. 3):

$$R_1 \rightarrow 0; R_2 \rightarrow 0; R_M \rightarrow 0;$$

б) малые потоки рассеяния обмоток, т. е.

$$L_{1\sigma} \rightarrow 0; L_{2\sigma} \rightarrow 0; k_{cb} = \frac{M}{\sqrt{L_1 L_2}} \rightarrow 1;$$

в) сопротивление каждой обмотки, значительно большее сопротивления взаимной индукции линий, подключаемого на зажимах трансформатора, т. е.

$$|\dot{Z}_1| \gg |\dot{Z}_{mn}|; |\dot{Z}_2| \gg |\dot{Z}_{mn}|,$$

где

$$\dot{Z}_1 = R_1 + R_M + j\omega(L_{1\sigma} + M);$$

$$\dot{Z}_2 = R_2 + R_M + j\omega(L_{2\sigma} + M);$$

$$\dot{Z}_{mn} = R_{mn} + j\omega L_{mn}.$$

Указанные требования налагают определенные условия на выбор материала сердечника и на конструкцию связывающих трансформаторов. Проведенные исследования показывают, что материал

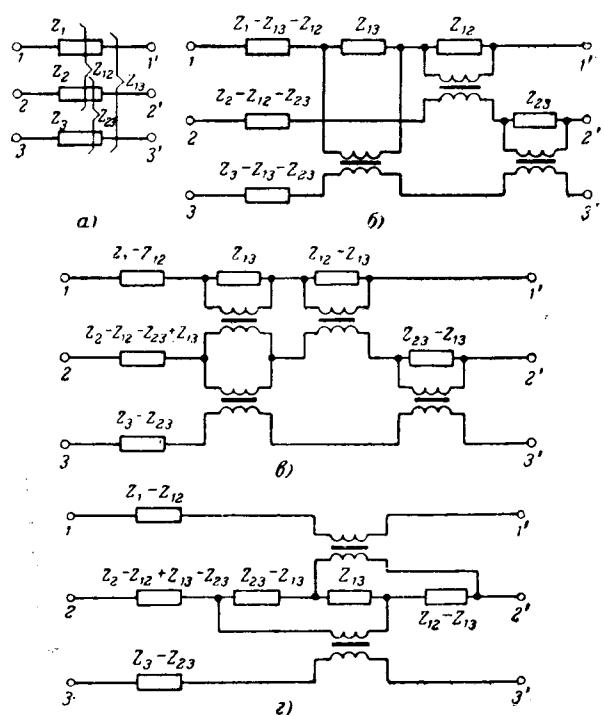


Рис. 2. Эквивалентная схема для трех параллельных линий.  
а — исходная схема; б — эквивалентная схема с тремя связывающими трансформаторами; в — эквивалентная схема с четырьмя связывающими трансформаторами; г — эквивалентная схема с двумя связывающими трансформаторами.

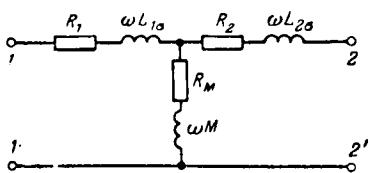


Рис. 3. Схема замещения трансформатора.

сердечника должен обладать высокой начальной и максимальной магнитной проницаемостью, относительно высокой индукцией насыщения и малыми магнитными потерями. Указанным условиям в большей степени удовлетворяют сплавы типа пермаллой. Конструкция сердечника может быть различной. Лучшие результаты были достигнуты на ленточных сердечниках тороидальной формы, помещенных в защитный кожух из плексигласа. С целью уменьшения потоков рассеяния обмотки следует наматывать одновременно, кладя виток к витку, при этом удается получить коэффициент связи  $k_{\text{св}} \rightarrow 1$ . Правильно сконструированный связывающий трансформатор при всех режимах расчетной модели (стола) должен работать в ненасыщенной части характеристики намагничивания сердечника, т. е. на восходящей части характеристики  $\mu = f(H)$ . При этом  $\mu_0 \leq \mu \leq \mu_{\text{макс}}$ .

Выбор наивыгоднейших соотношений между параметрами связывающего трансформатора, от которых зависят его размеры и стоимость, требует учета ряда противоречивых технико-экономических требований. С одной стороны, желательно, чтобы характеристики связывающего трансформатора приближались к характеристикам идеального трансформатора, а с другой стороны, желательно ограничить его размеры и стоимость.

Известно, что индуктивность катушки или обмотки трансформатора, намотанной на ферромагнитный сердечник (в том числе и тороидальной формы при малом радиальном размере сердечника по отношению к диаметру тороида), определяется выражением

$$L = \frac{4\pi\bar{\mu}\omega^2 S_c}{l_{c,\text{ср}}} \cdot 10^{-9} [\text{Гн}], \quad (4)$$

где  $\bar{\mu}$  — магнитная проницаемость сердечника,  $\text{Гс/э}$ ;

$\omega$  — число витков катушки;

$S_c$  — сечение сердечника,  $\text{см}^2$ ;

$l_{c,\text{ср}}$  — средняя длина магнитной силовой линии,  $\text{см}$ , и, следовательно,

$$X_1 = X_2 = X_{x,x} = \omega L = \frac{4\pi\bar{\mu}\omega^2 S_c}{l_{c,\text{ср}}} \cdot 10^{-9} [\text{ом}]. \quad (5)$$

При идентичности обмоток их активные сопротивления равны:

$$R_1 = R_2 = R = \frac{k_{\text{п}} l_{c,\text{ср}} \omega}{S \cdot 10^2} [\text{ом}], \quad (6)$$

где  $k_{\text{п}}$  — коэффициент поверхностного эффекта (для круглого проводника малого сечения при  $f = 50$  гц  $k_{\text{п}} \approx 1$ );

$\rho$  — удельное сопротивление материала проводника при расчетной температуре работы модели,  $\text{ом} \cdot \text{мм}^2/\text{м}$ ;

$l_{c,\text{ср}}$  — средняя длина витка обмотки,  $\text{см}$ ;

$w$  — число витков обмотки;

$S$  — сечение проводника,  $\text{мм}^2$ .

Так как в силу указанных выше требований сопротивления рассеяния обмоток малы, а их полные сопротивления велики, то сопротивление короткого замыкания трансформатора будет равно:

$$Z_k \approx 2R. \quad (7)$$

Условия работы трансформатора на модели накладывают ограничения на максимально допустимую величину сопротивления короткого замыкания и минимально допустимую величину сопротивления холостого хода. Практически вполне допустимо иметь:

$$\left. \begin{aligned} Z_{k,\text{макс}} &\leq 0,05 Z_{m,n}; \\ X_{x,x,\text{мин}} &\geq (7 - 10) |Z_{m,n}|. \end{aligned} \right\} \quad (8)$$

Размеры окна сердечника налагают ограничения на число витков обмоток. При одинаковом числе витков обмоток

$$F_{\text{ок}} \geq F_{\text{ок,пол}} = \frac{2wS}{k_{\text{зп}} \cdot 10^2} [\text{см}^2], \quad (9)$$

где  $F_{\text{ок,пол}}$  — полезная площадь окна сердечника, т. е. площадь окна, которую можно заполнить обмотками;

$k_{\text{зп}}$  — коэффициент заполнения, учитывающий наличие изоляции и плотность наложения обмоток (для проводов марки ПБД обычно  $k_{\text{зп}} = 0,35 - 0,4$ ).

При полном использовании полезной площади окна сердечника из выражений (6) и (9)

$$2R = \frac{4k_{\text{п}}\bar{\mu}l_{c,\text{ср}}\omega^2}{k_{\text{зп}}F_{\text{ок,пол}} \cdot 10^4} [\text{ом}]. \quad (10)$$

Из выражения (10) видно, что для уменьшения в соответствии с требованием «а» активного сопротивления обмоток надо уменьшать число их витков, однако это приводит согласно выражению (5) к резкому уменьшению полного сопротивления обмоток, что противоречит другому требованию к их конструкции — требованию «в».

При расчете связывающего трансформатора приходится варьировать несколькими параметрами и находить их наивыгоднейшее при поставленных условиях соотношение. Расчет ведется несколько иными путями в зависимости от того, известны или неизвестны геометрические размеры сердечника. Решение в обоих случаях удобно проводить графоаналитическим методом.

**1-й случай.** Геометрические размеры сердечника и его магнитные характеристики известны:  $S_c$ ,  $l_{c,\text{ср}}$ ,  $F_{\text{ок,пол}}$ ,  $I_{\text{ср}}$  (при полном заполнении полезной площади окна),  $\mu = f(H)$ . Задаемся маркой провода и находим  $\rho$ ,  $k_{\text{зп}}$ . По условиям работы трансформатора на модели определяются  $Z_{k,\text{макс}}$  и  $X_{x,x,\text{мин}}$ . При  $\mu = \mu_0$  и  $\mu = \mu_{\text{макс}}$  по выражению (5) строятся (рис. 4) две кривые  $X_{x,x} = f(\omega)$ . Затем по выражению (10) строится кривая  $2R = \psi(\omega)$  и по (9) кривая  $S = f(\omega)$  или  $d = f(\omega)$ . Проводятся две прямые, параллельные оси абсцисс,  $2R \approx Z_{k,\text{макс}} = \text{пост.}$  и  $X_{x,x,\text{мин}} = \text{пост.}$  Их пересечение соответственно с кривыми  $2R = \psi(\omega)$  и  $X_{x,x} = f(\omega)$  дает две характерные точки  $A$  и  $B$ , соответствующие числам витков  $w_1$  и  $w_2$ . При заданном сердечнике решение возможно, если точка  $B$  лежит левее точки  $A$  или в пределе на одной с ней вертикали. Окончательно в зави-

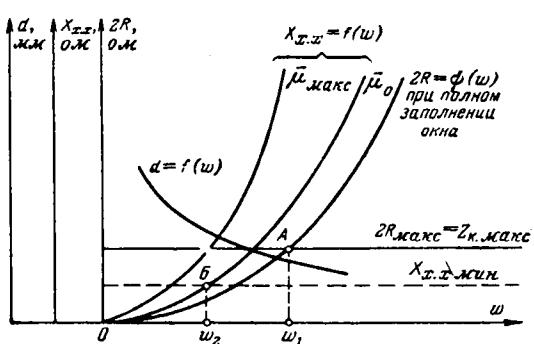


Рис. 4. Определение параметров связывающего трансформатора, когда его геометрические размеры известны.

симости от желаемого соотношения  $\frac{X_{x,x,\min}}{X_{x,x}}$  и  $\frac{R_{\max}}{R}$  может быть принято любое число витков обмотки трансформатора между  $w_1$  и  $w_2$  и далее по кривой  $d = f(w)$  найден необходимый диаметр провода. После этого необходимо проверить, будет ли рассчитанный трансформатор при всех возможных для него рабочих режимах работать на восходящей части характеристики

$$\bar{\mu} = f(H).$$

**2-й случай.** Геометрические размеры сердечника неизвестны, а известны только характеристики его материала, т. е.  $\mu_0$ ,  $\mu_{\max}$ , и индукция  $B_{\max}$  при  $\bar{\mu}_{\max}$ .

Из условий работы трансформатора на модели находятся  $Z_{k,\max}$ ,  $X_{x,x,\min}$ , а также возможные пределы изменения напряжения на зажимах трансформатора

$$U = U_{\min} \div U_{\max} \quad [\text{в, эф}].$$

При  $U_{\max}$  и  $B_{\max}$  по выражению

$$S_c = \frac{U_{\max} \cdot 10^8}{4,44 B_{\max} f w} \quad (11)$$

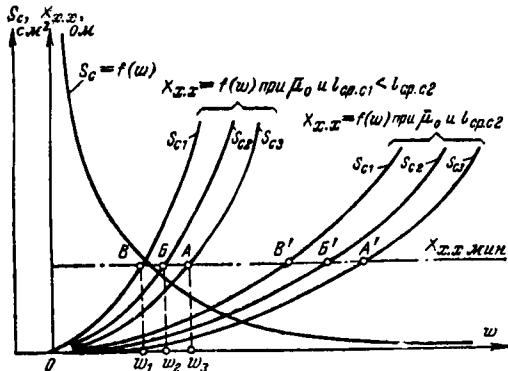


Рис. 5. Определение параметров связывающего трансформатора, когда его геометрические размеры неизвестны.

строится (рис. 5) кривая  $S_c = f(w)$ . Далее при  $\mu_0$  и нескольких значениях  $S_c$ , задаваясь различными величинами  $l_{c,ep}$ , по выражению (5) строят семейство кривых  $X_{x,x} = f(w)$ . Пе-

ресечение прямой  $X_{x,x,\min}$  с семейством указанных кривых дает точки  $A, B, B', A', B'$ . Решение возможно если сечение сердечника, принятное при построении кривых  $X_{x,x} = f(w)$ , будет равно или больше сечения, определяемого по кривой  $S_c = f(w)$  при числах витков, соответствующих точкам  $A, B, B'$  и т. д. Обычно поставленным условиям может удовлетворить несколько вариантов сердечников. Взяв один из них с  $S_c$  и  $l_{c,ep}$ , намечаем форму сердечника, определяем полезную площадь его окна и среднюю длину витка обмотки. Затем по выражению (9) для предполагаемой марки провода находим его сечение или диаметр и по (6) проверяем условие  $R \leq R_{\max}$ . Если последнее не выполняется, то расчет повторяется при больших  $S_c$  и  $l_{c,ep}$ . Для принятого окончательно варианта следует оценить  $X_{x,x,\max}$ , которое будет при  $U = U_{\max}$  и  $\bar{\mu} = \bar{\mu}_{\max}$ .

**Выводы.** 1. Учет взаимной индукции линий может быть произведен различными способами.

2. Практика показала, что связывающие трансформаторы, рассчитанные по описанной в данной работе методике, являются удобным средством для построения эквивалентных схем, учитывающих взаимоиндукцию параллельных линий одного или разных напряжений.

#### Литература

- Неклераев Б. Н., Распределение токов нулевой последовательности при коротких замыканиях на трехцепных линиях электропередачи, Труды МЭИ, вып. XXVI, Электроэнергетика, Госэнергоиздат, 1957.
- Неклераев Б. Н., К вопросу о влиянии взаимной индукции нулевой последовательности линий передачи при замыканиях на землю, Сб. информационных материалов Мосэнерго, вып. XVIII, 1958.
- Неклераев Б. Н., Распределение токов нулевой последовательности при однофазном коротком замыкании и обрыве той же фазы на одной из двух параллельных линий, Научные доклады высшей школы, Энергетика, 1958, № 2.
- Неклераев Б. Н., Распределение токов нулевой последовательности при однофазном коротком замыкании и обрыве той же фазы на одной из двух параллельных линий, Сб. информационных материалов Мосэнерго, вып. XX, 1959.
- Ульянов С. А., Электромагнитные переходные процессы в электрических системах, изд-во «Энергия», 1964.
- Sebö I., Regeni L., Measurement of the zero-sequence current distribution on a transmission Line, Periodica Polytechnica, Electrical Engineering-Elektrotechnik, vol. 7, № 4, Budapest, 1963.
- Веников В. А. и Иванов-Смоленский А. В., Физическое моделирование электрических систем, Госэнергоиздат, 1956.
- Неклераев Б. Н., Схемы замещения нулевой последовательности линий электропередачи с взаимоиндукцией, Известия вузов, Энергетика, 1958, № 1.
- Неклераев Б. И., Схемы замещения нулевой последовательности параллельных линий электропередачи большой длины, «Электричество», 1962, № 6.
- Clarke E., Circuits Analysis of A. C. Power Systems, vol. I, 1943, New York.
- Shipley R. B., Hochdorf M., Watson M., Oracle computes line constants with tensors, Trans. AIEE, 1955.

[28.4.1965]



# Компенсация потери напряжения в распределительных сетях

| Н. К. АРХИПОВ | и Е. Л. СИРОТИНСКИЙ

Москва

В настоящей статье предпринята попытка выявить требования к изменению напряжения ( $U_{ш}$ ) на шинах 6—20 кв центра питания (ЦП) или на выходе вольтодобавочного трансформатора, а также рассмотреть практические способы удовлетворения этих требований.

Главное и общее требование заключается в том, чтобы на шинах ЦП, как правило, осуществлялось автоматическое согласное (встречное) регулирование напряжения. Диапазон регулирования и уровни напряжения в периоды наименьших и наибольших нагрузок подлежат определению в зависимости от местных условий.

В каждом конкретном случае можно определить пределы регулирования, соответствующие оптимальному режиму напряжения на зажимах электроприемников [Л. 1]. Расчеты показывают, что для поддержания экономически целесообразного режима напряжения у однородных потребителей, питающихся, например, от линии 6—20 кв, необходимо в начале этой линии регулировать напряжение так, чтобы оставалось неизменным напряжение в некоторой условной (фиктивной) точке линии. Фиктивная точка  $F$  легко определяется, если известны значения отклонений напряжения в начале линии (на шинах) в режимах наименьших ( $\delta U''_{ш}$ ) и наибольших ( $\delta U''_{ш}$ ) нагрузок.

На рис. 1 показан пример графического определения фиктивной точки для условий

$$\delta U'_{ш} = -1\%; \quad \delta U''_{ш} = 5\%; \quad \Delta U''_{л} : \Delta U'_{л} = 3.$$

Из рис. 1 видно, что для заданных условий удаленность фиктивной точки измеряется величиной потери напряжения в режиме наибольших нагруз-

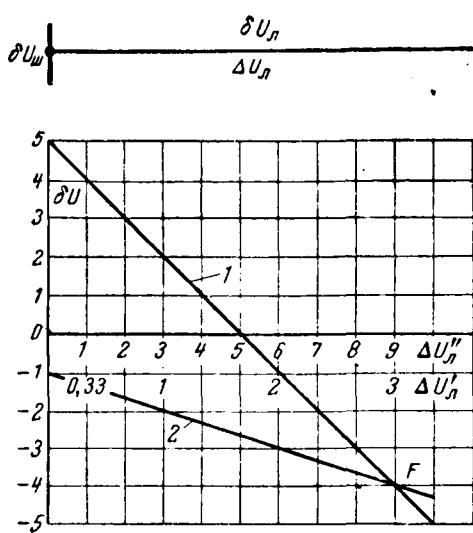


Рис. 1. Определение фиктивной точки по заданным отклонениям напряжения на шинах в режимах наименьших ( $\delta U'_{ш} = -1\%$ ) и наибольших ( $\delta U''_{ш} = 5\%$ ) нагрузок.  
1 — режим наибольших нагрузок; 2 — режим наименьших нагрузок.

зок.  $\Delta U''_{ш} = 9\%$ , а постоянное по величине отклонение напряжения в этой точке  $\delta U_f = -4\%$ .

Из этого рисунка следует важный вывод: если в конце данной линии 6—20 кв  $\delta U''_{л} < \delta U'_{л}$ , то  $\Delta U''_{ш} < \Delta U'_{ш}$  и, следовательно, точка  $F$  находится на линии; если же  $\delta U''_{л} > \delta U'_{л}$  (как правило, это и должно быть при встречном регулировании), то  $\Delta U''_{ш} > \Delta U'_{ш}$ , т. е. точка  $F$  расположена за пределами линии. Однако и в этом случае величина  $\Delta U''_{ш}$  имеет большое значение, так как она используется при определении уставок регулятора напряжения. Аналогичные точки с неизменным напряжением будут в каждой сети низкого напряжения.

Поскольку экономически целесообразному распределению напряжения в сети с однородными нагрузками сопутствует неизменное по величине напряжение в фиктивной точке ( $U_f$ ), то, следовательно, задача регулятора напряжения состоит в том, чтобы в каждый данный момент времени компенсировать потерю напряжения ( $\Delta U$ ) в расчетной цепи. Другими словами, требуется изменять напряжение  $U_{ш}$  так, чтобы при холостом ходе  $U_{ш} = U_f$  и по мере роста нагрузок  $U_{ш}$  повышалось бы на величину  $\Delta U_f$  с соблюдением обязательного условия  $U_f = \text{пост.}$

Поддержание в заданной точке постоянного по величине уровня напряжения может быть обеспечено моделированием на входе измерительного органа регулятора условий, существующих в регулируемой (первой) цепи (рис. 2, а). Напряжение баланса (уставка) измерительного органа (ИО) регулятора изображает в соответствующем масштабе заданное постоянное по величине напряжение в выбранной точке сети, а на вход ИО подается в том же масштабе сумма напряжений  $U_{ш}$  (на шинах ЦП) и падения напряжения  $Iz$ . На рис. 2, б, иллюстрирующем принцип такого моделирования, индекс «М» соответствует моделям введенным величинам, заданное моделюванное значение напряжения  $U_{шM}$  в точке  $F$  соответствует балансу (уставке) ИО регулятора  $-U_{шIO}$ .

Масштабные коэффициенты моделирующих напряжений, токов и сопротивлений, как известно, определяются коэффициентами трансформации измерительных трансформаторов напряжения и тока, питающих ИО, а также коэффициентами трансформации промежуточных трансформаторов тока и напряжения, обычно предусматриваемых во входных цепях ИО регулятора. Установочное сопротивление  $r_y$  служит для настройки ИО на требуемую величину.

Равновесный режим такой системы регулирования имеет место только тогда, когда  $U_{шIO} = U_{шM}$ , т. е. если напряжение  $U_{шM}$  соответствует тому первичному напряжению  $U_{ш}$ , при котором напряжение точки  $F$  имеет заданное значение. Естественно, что указанного эффекта при любых значениях тока и коэффициента мощности нагрузки, присоединенной (условно) в точке  $F$ , можно добиться только при

полном подобии всех параметров первичной цепи и входной цепи ИО.

Принципиально проще всего применить в качестве питающего напряжения  $U_{шм}$  фазное напряжение и ток той же фазы, а сопротивление  $Z_m$  составить из соответственно линейно моделированных компонент  $R$  и  $X$  фазы первичной цепи. На практике, однако, приходится применять междуфазные напряжения. Поэтому для получения полного подобия цепей регулятора прибегают к искусственным схемам введения компенсирующего тока, устраниющим сдвиг фаз между векторами междуфазного напряжения и фазного тока.

Известен ряд таких схем. Общим их признаком является введение на вход ИО регулятора двух напряжений, сдвинутых относительно друг друга на  $90^\circ$ , моделирующих падение напряжения в активной и реактивной компонентах сопротивления  $Z$ , с учетом упомянутого сдвига фаз. Поскольку междуфазное напряжение равно разности двух фазных напряжений, то наиболее «наглядный» способ, широко применяемый в технике релейной защиты, состоит в использовании в качестве компенсирующего тока разности токов тех же фаз, т. е.  $I_m = I_{aM} - I_{cM}$ . Тогда активная и реактивная составляющие сопротивления  $Z$  моделируются соответственно активным и реактивным сопротивлениями  $R_m$  и  $X_m$ .

Другой, более искусственный вариант — использование тока только одной фазы (что экономнее, например, для вольтодобавочных трансформаторов, устанавливаемых на линии) с применением низковольтного промежуточного трансформатора тока, позволяющего ввести в регулятор одновременно как ток  $I_m$ , так и ток  $-I_m$ . При этом компонента  $R$  моделируется реактивным сопротивлением  $X_m$ , а компонента  $X$ , наоборот, — активным сопротивлением  $R_m$ .

Использование в качестве одного из моделирующих элементов реактивного сопротивления  $X$  имеет некоторые неудобства. Действительно, это сопротивление должно допускать регулировку в достаточно широких пределах. Поэтому практически дроссель необходимо выполнять с большим числом отпаек, что усложняет и удорожает конструкцию. К тому же возможна только ступенчатая регулировка величины этого сопротивления.

С этой точки зрения предпочтительнее такие схемы, в которых регулировка величины каждой составляющей компенсирующего напряжения осуществляется плавно, изменением только активных сопротивлений.

Известна схема [Л. 1], обеспечивающая получение двух сдвинутых на  $90^\circ$  напряжений, каждое из которых регулируется изменением только активного сопротивления. В этой схеме используется ток только одной фазы. Недостатком описанной схемы является ее относительная сложность и повышенное потребление мощности в цепи тока.

Другой вариант, предложенный МЭИ [Л. 2], содержит только два регулировочных активных сопротивления, но требует двух измерительных трансформаторов тока и двух промежуточных трансформаторов тока, из которых один включается на разность токов двух фаз. Этот вариант конструктивно

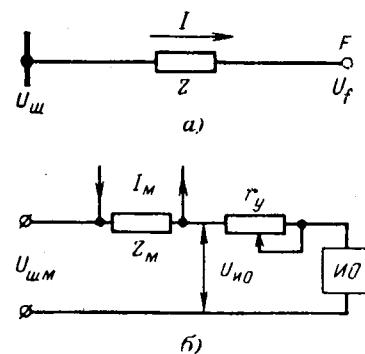


Рис. 2.

а — принципиальная схема расчетной цепи; б — принципиальная схема моделирования.

и по схеме гораздо более прост и нагляден, а нагрузка на каждый из трансформаторов тока здесь в 1,5—2 раза меньше, чем в предыдущей схеме. Поэтому в случаях, когда использование двух трансформаторов тока не связано с дополнительными расходами (например, на подстанции), эту схему следует считать предпочтительной.

Величина нагрузки измерительных трансформаторов тока в схемах компенсации потери напряжения практически целиком определяется потреблением ИО регулятора и максимальным расчетным падением напряжения  $IZ$ , моделированным на входе ИО. При низком номинальном напряжении измерительного органа на его входе применяется промежуточный трансформатор напряжения, понижающий стандартное напряжение 100 в.

По конструктивным соображениям (стабильность характеристики ИО) целесообразно, чтобы ток  $I_m$  был примерно на 2 порядка больше тока, потребляемого ИО регулятора. Падение напряжения от тока  $I_m$  в моделирующих сопротивлениях должно составлять определенный процент от напряжения баланса ИО — порядка до 20%. Мощность на зажимах моделирующего сопротивления (или в зависимости от схемы на обоих сопротивлениях) приблизительно равна мощности, требуемой от трансформатора тока:

$$S_{t.t} = k_1 U_{io} k_t I_{io} = k U_{io} I_{io} = k S_{io},$$

где  $k_1$  — требуемое напряжение компенсации, отн. ед.;

$k_t \approx 100$  — кратность тока  $I_m$  по отношению к току  $I_{io}$ ;

Отсюда следует, что потребление цепей компенсации пропорционально потреблению ИО и для снижения нагрузки на трансформаторы тока измерительный орган регулятора должен выполняться маломощным, например, на полупроводниках.

Определим соотношение между параметрами регулируемой цепи и уставками сопротивлений компенсатора для линии с одной нагрузкой на конце, где необходимо поддерживать напряжение на постоянном уровне.

Если  $R$  — сопротивление провода линии  $I_{nb}$  — наибольшее значение тока линии, то активная составляющая фазного падения напряжения в линии

будет равна  $I_{\text{нб}}R$ , а междуфазного  $\Delta U_a = \sqrt{3}I_{\text{нб}}R$ . Соответствующая моделированная величина на входе измерительного органа

$$\frac{\sqrt{3}I_{\text{нб}}R}{k_h},$$

где  $k_h$  — произведение коэффициентов трансформации трансформаторов напряжения, промежуточного и основного, включенного между фазами.

Уставки сопротивлений компенсатора выражаются в вольтах и градуируются при номинальном вторичном токе трансформатора тока. Поскольку обычно наибольший ток линии отличается от номинального первичного тока трансформатора тока  $I_t$ , для определения уставки активного сопротивления  $b_r$  получим следующее выражение:

$$b_r = \frac{I_t}{I_{\text{нб}}} \cdot \frac{\sqrt{3}I_{\text{нб}}R}{k_h} = \frac{I_t \Delta U_a}{I_{\text{нб}} k_h} = \frac{\sqrt{3}I_t R}{k_h} [\theta]. \quad (1)$$

Для уставки реактивного сопротивления компенсатора  $b_x$  получим аналогичное выражение:

$$b_x = \frac{I_t \Delta U_p}{I_{\text{нб}} k_h} = \frac{\sqrt{3}I_t X}{k_h} [\theta], \quad (2)$$

где  $\Delta U_p = \sqrt{3}I_{\text{нб}}X$  — реактивная составляющая падения напряжения.

Величина активного сопротивления компенсатора, соответствующая данной уставке  $b_r$ , равна:

$$r = \frac{b_r}{I_{2t}} = \frac{\sqrt{3}I_t R}{I_{2t} k_h} = \frac{\sqrt{3}R k_t}{k_h} [\text{ом}],$$

где  $I_{2t}$  — номинальный вторичный ток промежуточного трансформатора тока;  $I_t : I_{2t} = k_1 k_2 k_t$  — произведение коэффициентов трансформации трансформаторов тока основного ( $k_1$ ) и промежуточного ( $k_2$ ). Если применяется схема компенсатора, где по сопротивлениям  $r$  и  $x$  проходит ток, равный  $\sqrt{3}$  фазного, то в предыдущих формулах для определения  $r$  и  $x$  исключается  $\sqrt{3}$ .

По аналогии:

$$x = \frac{\sqrt{3}X k_t}{k_h}.$$

Уставка (напряжение баланса) измерительного органа

$$b_{IO} = U_k : k_h,$$

где  $U_k$  — заданное междуфазное напряжение в конце линии.

В общем случае линия может быть разветвленной с большим количеством нагрузок. Однако и такую линию можно привести к эквивалентной линии с одной нагрузкой на конце, равной наибольшей нагрузке головного участка, от тока которого зависит компенсирующее напряжение.

Потеря напряжения в линии с одинаковым сечением проводов по всей длине от начала до точки, где необходимо поддержать напряжение неизменным, равна:

$$\Delta U = a \Sigma S L,$$

где  $S$  и  $L$  — соответственно полная мощность, проходящая по данному звену линии (между двумя нагрузками), и длина этого участка;

$a$  — коэффициент, зависящий от активного и реактивного сопротивлений линии и коэффициента мощности.

Если  $L_e$  — длина эквивалентной линии с одной нагрузкой на конце, равной  $S_{\text{нб}}$ , то

$$a \Sigma S L = a S_{\text{нб}} L_e \quad \text{и} \quad L_e = \frac{\Sigma S L}{S_{\text{нб}}}.$$

Активное и реактивное сопротивления эквивалентной линии

$$R_e = R_0 L_e \quad \text{и} \quad X_e = X_0 L_e,$$

где  $R_0$ ,  $X_0$  — активное и реактивное сопротивления одного километра линии данного сечения.

Активная и реактивная составляющие падения напряжения в эквивалентной линии

$$\Delta V_a = \sqrt{3}I_{\text{нб}}R_e; \quad \Delta V_p = \sqrt{3}I_{\text{нб}}X_e.$$

Подставив значения  $R_e$  и  $X_e$  в уравнения (1) и (2), получим искомые значения уставок сопротивлений компенсатора.

Если линия выполнена проводами разных сечений, то приведенный выше расчет значений  $R_e$  и  $X_e$  производят для каждого участка цепи с одинаковым сечением, суммируют величины эквивалентных активных и реактивных сопротивлений, вычисленных для отдельных участков, и по их суммарным значениям вычисляют уставки при помощи уравнений (1) и (2).

Значения уставок активного ( $b_r$ ) и реактивного ( $b_x$ ) сопротивлений компенсатора можно определить и для случая, когда заданы только значения отклонений напряжения в режимах наименьших и наибольших нагрузок. Вычислив предварительно по заданным отклонениям напряжения величину междуфазной потери напряжения до фиктивной точки  $\Delta U_f$  в режиме наибольших нагрузок (рис. 1), значения уставок в вольтах находят по следующим формулам:

$$b_r = \frac{I_t \cos \alpha \Delta U''_f}{I_{\text{нб}} k_h \cos(\alpha - \varphi)} [\theta]; \quad b_x = \frac{I_t \sin \alpha \Delta U''_f}{I_{\text{нб}} k_h \cos(\alpha - \varphi)} [\theta],$$

где  $\alpha = \arctg \frac{X}{R}$ .

Под величиной  $X/R$  следует подразумевать отношение эквивалентных сопротивлений характерной отходящей линии. Если последняя выполнена проводами одного сечения, то удобно применять отношение  $X_0/R_0$ .

Пример. Определить уставки регулятора по известным оптимальным значениям отклонений напряжения на шинах ЦП:  $\delta U'_{\text{ш}} = -3\%$ ;  $\delta U''_{\text{ш}} = 5\%$ . Сеть кабельная с отношением потерь напряжения  $k = \Delta U'' : \Delta U' = 3$  и отношением эквивалентных сопротивлений характерной отходящей линии:  $X_0 : R_0 = 0,262$ ;  $I_t = 600 \text{ а}$ ;  $I_{\text{нб}} = 500 \text{ а}$ ;  $k_h = 100$ ;  $U_h = 10000 \text{ в}$ ; в период наибольших нагрузок  $\cos \varphi = 0,9$ .

Находим величину потери напряжения до фиктивной точки в режиме наибольших нагрузок  $\Delta U''_f$ , по графику, аналогичному показанному на рис. 1, или по следующей формуле,

которая может быть легко получена при помощи того же графика:

$$\Delta U''_f = \frac{k(\delta U''_{\text{ш}} - \delta U''_{\text{ш}})}{k-1} = \frac{3[5 - (-3)]}{2} = 12\%$$

или  $0,12 \cdot 10000 = 1200$  в.

Неизменное по величине отклонение напряжения в фиктивной точке

$$\delta U_f = \delta U''_{\text{ш}} - \Delta U''_f = 5 - 12 = -7\%,$$

и, следовательно,

$$U_f = 10000(1 - 0,07) = 9300 \text{ в.}$$

Определив предварительно

$$\alpha = \arctg 0,262 = 14^{\circ}40'; \quad \sin \alpha = 0,25; \quad \cos \alpha = 0,97;$$

$$\varphi = \arccos 0,9 = 25^{\circ}50'; \quad \sin \varphi = 0,44; \quad \cos(\alpha - \varphi) = 0,98;$$

находим значения уставок

$$b_r = \frac{600 \cdot 0,97 \cdot 1200}{500 \cdot 100 \cdot 0,98} = 14,2 \text{ в; } b_x = \frac{600 \cdot 0,25 \cdot 1200}{500 \cdot 100 \cdot 0,98} = 3,7 \text{ в;}$$

$$b_{\text{ИО}} = 9300 : 100 = 93 \text{ в.}$$

Уставка измерительного органа определена без учета зоны нечувствительности, т. е. в предположении, что эта зона равна нулю. При этом условии для рассматриваемого примера в режиме наибольших нагрузок  $\delta U''_{\text{ш}} = 5\%$ . Если же в действительности зона нечувствительности равна, например, 2%, что соответствует точности регулирования  $\pm 1\%$ , то величина  $\delta U''_{\text{ш}}$  может быть на 1% больше или меньше 5%. Если повышение  $\delta U''_{\text{ш}}$  до 6% недопустимо или нецелесообразно, следует уменьшить величину  $b_{\text{ИО}}$  на половину зоны нечувствительности, приняв ее равной в рассматриваемом примере  $b_{\text{ИО}} = 92$  в (т. е. 92% по отношению к номинальному напряжению трансформатора напряжения).

Наряду со схемами компенсации потери напряжения, основанными на полном подобии, на практике, особенно в кабельных сетях, применяются упрощенные схемы, не устраниющие фазного сдвига между межфазным напряжением и фазным током. В этих схемах используется ток одной фазы, на входе ИО содержится только одно обтекаемое этим током активное сопротивление и осуществляется лишь приближенное моделирование. Ниже дана оценка степени точности работы одной из таких схем.

Установим количественное соотношение между напряжением фиктивной точки, параметрами цепи и напряжением на шинах ЦП. На рис. 3 показаны:  $OA = U_f$  — напряжение конца звена (фиктивной точки);  $AB = IR$  и  $BC = IX$  соответственно активная и реактивная составляющие падения напряжения;  $AC = \Delta V = IZ$ ;  $OC = U_{\text{ш}}$  — напряжение на шинах ЦП.

Аналогично, векторы  $AB'$ ,  $B'C'$  и  $OC'$  относятся к случаю емкостной нагрузки.

При данном значении тока  $I$  величина  $\Delta V = \text{пост.}$  и, следовательно, изменение угла сдвига фаз вызовет перемещение точки  $C$  треугольника  $ABC$  по дуге радиусом  $AC = \Delta V = IZ$ .

На основе известного соотношения между сторонами косоугольного треугольника можем написать:

$$U_{\text{ш}}^2 = U_f^2 + \Delta V^2 - 2U_f \Delta V \cos \beta, \quad (3)$$

где  $\beta$  — угол между прямыми  $OA$  и  $AC$ ;

$\alpha$  — угол между векторами  $IR$  и  $IZ$ .

Из рис. 3 следует, что

$$\alpha = \arctg \frac{X}{R}.$$

При помощи выражения (3) можно построить графики функции  $U_{\text{ш}} = f(\Delta V, \cos \varphi)$ , выражающей зависимость необходимого напряжения на шинах

Вологодская областная научная библиотека

центра питания от коэффициента мощности нагрузки и величины  $\Delta V$ . На рис. 4 и 5 приведены такие графики, построенные для  $U_f = 100\%$  и значений  $\Delta V$ , равных 10; 5; 2,5 и 0%. Рисунок 4 относится к воздушным сетям ( $X/R = 1,33$ ), а рис. 5 — к кабельным сетям ( $X/R = 0,35$ ).

Из рассмотрения кривых следует, что в воздушных сетях при данном значении  $\Delta V$  коэффициент мощности нагрузки при его изменении в пределах от 0,4 до 0,7 практически не оказывает влияния на величину  $U_{\text{ш}}$ . Однако это влияние становится весьма значительным для  $\cos \varphi = 0,8—1,0$ , а также для всей зоны опережающего тока.

В кабельных сетях наиболее резкие изменения  $U_{\text{ш}}$  происходят в пределах изменения  $\cos \varphi$  от 0 до 0,8 и в зоне опережающего тока, а в пределах изменения  $\cos \varphi$  от 0,8 до 1 эти изменения незначительны. Уравнение (3), на основании которого построены графики, показанные на рис. 4 и 5, является точным, но оно неудобно для вычислений. Выведем приближенное (без учета поперечной составляющей), но более удобное и наглядное выражение той же зависимости.

Как известно, потеря напряжения (алгебраическая разность длин векторов  $U_{\text{ш}}$  и  $U_f$ ) в одной фазе звена равна:

$$\Delta U = I(R \cos \varphi + X \sin \varphi); \\ IR = \Delta V \cos \alpha \text{ и } IX = \Delta U \sin \alpha,$$

где

$$\alpha = \arctg \frac{X}{R};$$

$\Delta U$  — падение напряжения (геометрическая разность векторов  $U_{\text{ш}}$  и  $U_f$ ), в.

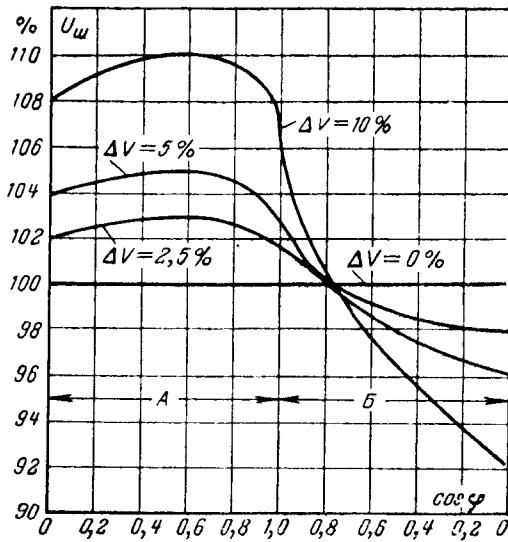


Рис. 4. Зависимость напряжения на шинах центра питания от коэффициента мощности нагрузки при падении напряжения в воздушной сети:  $\Delta V = 10; 5; 2,5$  и  $0\%$ .

А — зона отстающего тока; Б — зона опережающего тока.

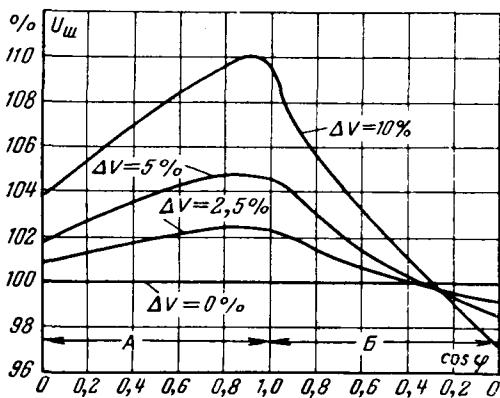


Рис. 5. Зависимость напряжения на шинах центра питания от коэффициента мощности нагрузки при падении напряжения в кабельной сети:  $\Delta V=10; 5; 2,5$  и  $0\%$ .  
A — зона отстающего тока; B — зона опережающего тока.

Отсюда

$$\Delta U = \Delta V (\cos \alpha \cos \varphi + \sin \alpha \sin \varphi) = \Delta V \cos(\alpha - \varphi).$$

Если от фазных значений  $\Delta U$  и  $\Delta V$  в вольтах перейти к междуфазным их значениям, выраженным в процентах, то получится формула точно такого же вида.

Напряжение на шинах ЦП при нагрузке можно представить в виде суммы двух величин: напряжения при холостом ходе  $U_{ш(0)}$  и компенсирующего напряжения, равного величине потери напряжения в данный момент времени ( $\Delta U$ ). Поэтому окончательно получим:

$$U_{ш} = U_{ш(0)} + k \Delta V \cos(\alpha - \varphi), \quad (4)$$

где  $k$  — отношение фактической токовой нагрузки к наибольшей;

$\Delta V$  — падение напряжения в цепи при  $k=1$ ;

$\varphi$  — угол сдвига фаз между фазным напряжением и током нагрузки.

Сравнив фактические значения  $U_{ш}$  со значениями этой величины, вычисленной по формулам (3) или (4), можно определить степень точности работы компенсирующего устройства регулятора.

Для вторичной цепи составляются уравнения, аналогичные уравнению (3):

$$U_{ио}^2 = U_{шM}^2 + \Delta V_M^2 - 2U_{шM} \Delta V_M \cos \tau, \quad (5)$$

где  $\tau$  — угол между направлениями векторов  $\Delta V_M$  и  $U_{шM}$ .

При применении уравнения (5) необходимо иметь в виду, что в состоянии равновесия длина вектора  $U_{ио}$  остается неизменной с точностью, определяемой зоной нечувствительности регулятора. При точных расчетах необходимо также учитывать, что векторы фазных напряжений в фиктивной точке и на шинах центра питания находятся под некоторым углом.

Поскольку величина  $U_{шM}$  пропорциональна  $U_{ш}$ , то при помощи уравнения (5) можно построить

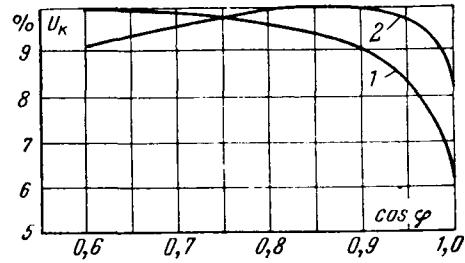


Рис. 6. Зависимость компенсирующего напряжения от коэффициента мощности воздушной сети при  $\Delta V=10\%$ .

1 — необходимое компенсирующее напряжение;  
2 — компенсирующее напряжение, создаваемое при помощи схемы компенсации посредством фазного тока и активного сопротивления.

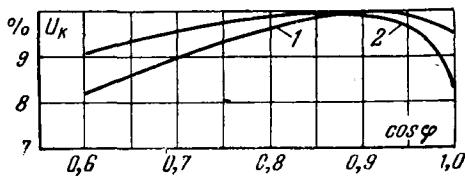


Рис. 7. Зависимость компенсирующего напряжения от коэффициента мощности кабельной сети при  $\Delta V=10\%$ .

1 — необходимое компенсирующее напряжение;  
2 — компенсирующее напряжение, созданное фазным током и активным сопротивлением.

графики  $U_{ш}=f(\cos \varphi)$  при  $\Delta V=\text{пост.}$  и сравнить их с графиками, показанными на рис. 4 и 5. На рис. 6 и 7 приведены такие графики для схемы компенсации посредством фазного тока и активного сопротивления. Из рассмотрения рис. 6 и 7 следует, что такая схема в случае воздушных сетей дает явно неудовлетворительный результат, особенно при  $\cos \varphi > 0,85$ . В кабельных сетях получаются вполне удовлетворительные результаты при  $\cos \varphi = 0,85 \div 0,95$ .

#### Литература

1. Вебб, Трупп, Применение магнитных усилителей для автоматического управления трансформаторами с регулированием напряжения под нагрузкой, «Энергетика за рубежом», Новое в электрическом оборудовании станций и сетей, Госэнергоиздат, 1961.

2. Сиротинский Е. Л., Рожков М. Г., Вострекутов Н. Н. и Панфилов Н. И., Бесконтактные автоматические регуляторы напряжения для трансформаторов с РПН, «Электротехника», 1963, № 7.

3. Забежанский И. И., Карамзина Н. А. и Михненко А. П., Автоматическое регулирование напряжения в системе Мосэнерго, Доклады на Всесоюзной конференции по качеству напряжения и его регулированию в электрических сетях и системах, ЭНИИ им. Кржижановского и НТОЭП, 1961.

4. Баркан Я. Д. и Бринкис К. А., Автоматизация регулирования напряжения на трансформаторах, «Электрические станции», 1960, № 11.

5. Мельников Н. А., Кетнер К. К., Баркан Я. Д., Вига А. Я., Вонсович М. Я., Забежанский И. И., Чернобровов Н. В., Красильников Л. В., Михненко А. П., Александров И. Н., Пекелис В. Г., Архипов Н. К. и Солдаткин Л. А., Автоматизация регулирования напряжения в электрических сетях (подборка статей), «Электрические станции», 1963, № 9.

6. Архипов Н. К., Режимы напряжений в электрических распределительных сетях, изд. Всесоюзного заочного энергетического института, Москва, 1964.

[31.7.1965]



# Аналитическое выражение изменений магнитной проводимости воздушного зазора электрической машины с явно выраженным полюсами

Кандидат техн. наук, доц. Ф. М. ЮФЕРЭВ  
Московский энергетический институт

В настоящей статье аналитически исследуется изменение магнитной проводимости воздушного зазора электрической машины с явно выраженным полюсами из-за зубчатости статора (или ротора).

Рассматривается машина с равномерным воздушным зазором. Делается допущение, что магнитный поток из ротора в статор проходит только через зубцы, расположенные непосредственно под полюсами. Потоки, проходящие через пазы, а также потоки краев не учитываются.

При принятых допущениях изменение магнитной проводимости воздушного зазора при вращении ротора можно определить путем исследования изменений площади зубцов или прорезей пазов, находящихся под полюсами. Рассматривая развертки статоров с разными скосами пазов, нетрудно заметить, что любая образующая внутренней цилиндрической поверхности статора проходит частично по зубцам, частично по пазам.

При любом скосе пазов, неравном целому числу зубцовых делений, длины частей образующих, проходящих через пазы (или прорези пазов), периодически изменяются вдоль расточки статора. В последнем нетрудно убедиться, рассматривая рис. 1 и 2, где изображены развертки статоров с различными скосами пазов (верхние части рисунков) и соответствующие им зависимости длин частей образующих, проходящих через пазы, от координат образующих  $L_s=f(x)$ . Все подвергавшиеся анализу статоры отличались друг от друга только величиной скоса пазов. Все остальные их параметры (длина  $l$ , зубцовое деление  $t_z$ , величина прорези паза  $s = 0,25t_z$ ) одинаковы.

Анализируя рис. 1 и 2, нетрудно прийти к выводу, что функции  $L_s=f(x)$  являются периодическими с периодом, равным зубцовому делению, причем изменение части длины образующей, проходящей через паз, на участке окружности статора, равном одному зубцовому делению, происходит по кривой, имеющей вид трапеции.

Зависимости  $L_s=f(x)$  в определенных диапазонах скосов идентичны. Нетрудно выделить шесть таких диапазонов (рис. 1 и 2), если построить зависимости  $L_s=f(x)$  при изменении коэффициента скоса пазов  $k_c$  от 0 до 1,9:

- 1) от  $k_c \geq 0$  до  $k_c \leq \frac{s}{t_z}$ ;
- 2) от  $k_c \geq \frac{s}{t_z}$  до  $k_c \leq 1 - \frac{s}{t_z}$ ;
- 3) от  $k_c \geq 1 - \frac{s}{t_z}$  до  $k_c \leq 1$ ;
- 4) от  $k_c \geq 1$  до  $k_c \leq 1 + \frac{s}{t_z}$ ;
- 5) от  $k_c \geq 1 + \frac{s}{t_z}$  до  $k_c \leq 2 - \frac{s}{t_z}$ ;
- 6)  $k_c \geq 2 - \frac{s}{t_z}$  до  $k_c \leq 2$ .

Зависимости  $L_s=f(x)$  в любом диапазоне скосов можно выразить аналитически через параметры статора: длину  $l$ , коэффициент скоса пазов  $k_c$ , величину прорези паза  $s$ , зубцовое деление  $t_z$ .

Представим зависимость  $L_s=f(x)$  в виде тригонометрического ряда Фурье, причем начала координат (рис. 3) выберем так, чтобы функция  $L_s(x)$  была четной, т. е.  $L_s(x) = L_s(-x)$ . Тогда

$$L_s(x) = A_0 + \sum_{k=1}^{\infty} A_k \cos kx, \quad (1)$$

где  $k$  — порядковый номер гармоники.

В выбранной системе координат (рис. 3) функция  $L_s(x)$  симметрична относительно оси, проходящей через середину периода ( $x = \frac{t_z}{2}$ ), поэтому при определении коэффициентов ряда Фурье ( $A_0$  и  $A_k$ ) можно ограничиться интегрированием на участке, равном половине периода.

1. Найдем ряд Фурье, выражающий зависимость  $L_s(x)$ , для статора с коэффициентами скоса пазов  $k_c = 0 \div \frac{s}{t_z}$  (диапазон 1 на рис. 3). Определим координаты границ участков интегрирования:

$$x_1 = \frac{t_z - k_c t_z - s}{2}, \quad x_2 = \frac{t_z + k_c t_z - s}{2}.$$

Выразим функцию  $L_s(x)$  на различных участках интегрирования:

на участке от 0 до  $x_1$

$$L_s(x) = 0;$$

на участке от  $x_1$  до  $x_2$

$$L_s(x) = \frac{l}{k_c t_z} \left( x - \frac{t_z - k_c t_z - s}{2} \right);$$

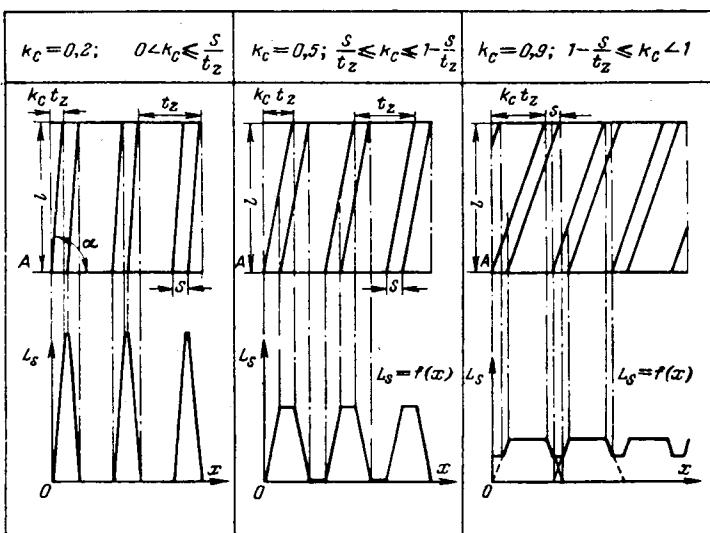


Рис. 1. Развертки статоров и зависимости  $L_s=f(x)$  при изменении коэффициента скоса пазов  $k_c$  от 0 до 1.

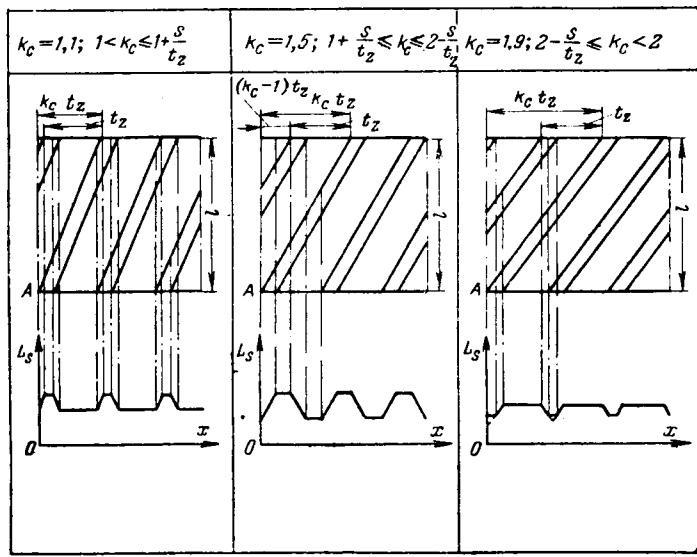


Рис. 2. Развертки статоров и зависимости  $L_s=f(x)$  при изменении коэффициента скоса пазов  $k_c$  от 1 до 2.

на участке от  $x_2$  до  $x=\frac{t_z}{2}$

$$L_s = l.$$

Определим постоянный коэффициент  $A_0$  ряда Фурье:

$$\begin{aligned} A_0 &= \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} L_s(x) dx = \frac{1}{\pi} \int_0^{\pi} L_s(x) dx = \\ &= \frac{1}{\pi} \int_{\frac{2\pi}{t_z} x_1}^{\frac{2\pi}{t_z} x_2} \frac{l}{2\pi k_c t_z} \left( x - \frac{2\pi t_z - k_c t_z - s}{2} \right) dx + \int_{\frac{2\pi}{t_z} x_2}^{\frac{2\pi}{t_z} x_1} l dx; \\ A_0 &= \frac{ls}{t_z} \dots \end{aligned} \quad (2)$$

Коэффициент ряда Фурье  $A_0$  не зависит от скоса пазов. Он равен площади прорези паза, деленной на зубцовое деление. В том случае, когда скос пазов больше одного зубцового деления, прорези пазов как бы накладываются друг на друга. Однако площадь прорезей пазов на одном зубцовом делении, а следовательно, и  $A_0$  остаются неизменными, так как перекрытая часть прорези данного зубцового деления компенсируется точно такой же частью прорези соседнего паза.

Определим коэффициент  $A_k$  ряда Фурье:

$$\begin{aligned} A_k &= \frac{2}{\pi} \int_0^{\pi} L_s(x) \cos kx dx = \\ &= \frac{2}{\pi} \int_{\frac{2\pi}{t_z} x_1}^{\frac{2\pi}{t_z} x_2} \frac{l}{2\pi k_c t_z} \left( x - \frac{2\pi t_z - k_c t_z - s}{2} \right) \cos kx dx + \\ &\quad + \frac{2}{\pi} \int_{\frac{2\pi}{t_z} x_2}^{\frac{2\pi}{t_z} x_1} l \cos kx dx. \end{aligned}$$

После интегрирования и преобразований получим:

$$A_k = \frac{2l}{\pi^2 k^2 k_c} \sin \pi k k_c \sin \pi k \frac{s}{t_z} \cos \pi k \quad (3)$$

или

$$A_k = \frac{2l(-1)^k}{\pi^2 k^2 k_c} \sin \pi k k_c \sin \pi k \frac{s}{t_z}. \quad (4)$$

Таким образом, функцию  $L_s(x)$  для статоров с коэффициентами скоса пазов  $k_c = 0 \div \frac{s}{t_z}$  можно записать в виде следующего ряда Фурье:

$$L_s(x) = \frac{ls}{t_z} + \sum_{k=1}^{k=\infty} \frac{2l(-1)^k}{\pi^2 k^2 k_c} \sin \pi k k_c \sin \pi k \frac{s}{t_z} \cos \frac{2\pi k}{t_z} x. \quad (5)$$

2. Найдем ряд Фурье, выражающий функцию  $L_s(x)$  для статоров с коэффициентами скоса пазов от  $k_c \geqslant \frac{s}{t_z}$  до  $k_c \leqslant 1 - \frac{s}{t_z}$  (диапазон 2 на рис. 3).

Определим координаты границ участков интегрирования:

$$x_1 = \frac{t_z - k_c t_z - s}{2}; \quad x_2 = \frac{t_z - k_c t_z + s}{2}.$$

Найдем выражение функции  $L_s(x)$  на различных участках интегрирования:

на участке от 0 до  $x_1$

$$L_s(x) = 0;$$

на участке от  $x_1$  до  $x_2$

$$L_s(x) = \frac{l}{k_c t_z} \left( x - \frac{t_z - k_c t_z - s}{2} \right);$$

на участке от  $x_2$  до  $x = \frac{t_z}{2}$

$$L_s(x) = \frac{l}{k_c t_z} s.$$

Найдем по аналогии с предыдущим коэффициент  $A_k$  ряда Фурье:

$$\begin{aligned} A_k &= \frac{2}{\pi} \int_{\frac{2\pi}{t_z} x_1}^{\frac{2\pi}{t_z} x_2} \frac{l}{2\pi k_c t_z} \left( x - \frac{2\pi t_z - k_c t_z - s}{2} \right) \cos kx dx + \\ &\quad + \frac{2}{\pi} \int_{\frac{2\pi}{t_z} x_2}^{\frac{2\pi}{t_z} x_1} \frac{ls}{k_c t_z} \cos kx dx. \end{aligned}$$

После интегрирования и преобразований получим:

$$A_k = \frac{2l(-1)^k}{\pi^2 k^2 k_c} \sin \pi k k_c \sin \pi k \frac{s}{t_z}. \quad (6)$$

3. Определим коэффициент  $A_k$  ряда Фурье, выражающего функцию  $L_s(x)$  для статоров с коэффициентами скоса пазов от  $k_c \geqslant 1 - \frac{s}{t_z}$  до  $k_c \leqslant 1$  (диапазон 3 на рис. 3).

Координаты границ участков интегрирования:

$$x_1 = \frac{k_c t_z + s - t_z}{2}; \quad x_2 = \frac{t_z + s - k_c t_z}{2}.$$

Найдем выражение функции  $L_s(x)$  на различных участках интегрирования:

на участке от 0 до  $x_1$

$$L_s(x) = \frac{l}{k_c t_z} (k_c t_z + s - t_z);$$

на участке от  $x_1$  до  $x_2$

$$L_s(x) = \frac{l}{k_c t_z} \left( x + \frac{k_c t_z + s - t_z}{2} \right);$$

на участке от  $x_2$  до  $x = \frac{t_z}{2}$

$$L_s(x) = \frac{ls}{k_c t_z}.$$

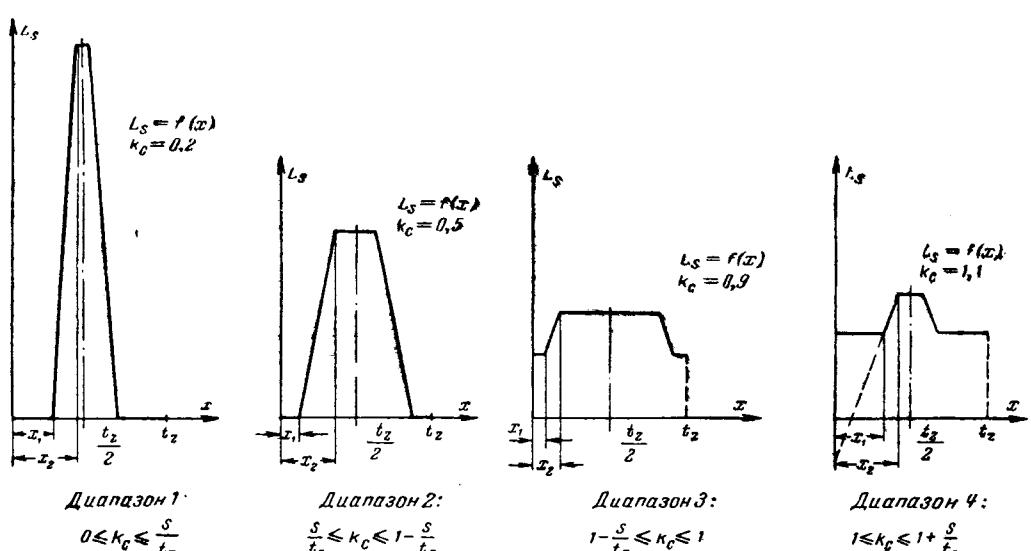


Рис. 3. Зависимость  $L_s=f(x)$  для статоров с различным скосом пазов.

Определим коэффициент  $A_k$  ряда Фурье:

$$A_k = \frac{2}{\pi} \int_0^{\frac{2\pi}{t_z} x_1} \frac{l}{2\pi} \frac{2\pi}{k_c t_z} (k_c t_z + s - t_z) \cos kx dx + \\ + \frac{2}{\pi} \int_{\frac{2\pi}{t_z} x_1}^{\frac{2\pi}{t_z} x_2} \frac{l}{2\pi} \frac{2\pi}{k_c t_z} \left( x + \frac{2\pi}{t_z} \frac{k_c t_z + s - t_z}{2} \right) \cos kx dx + \\ + \frac{2}{\pi} \int_{\frac{2\pi}{t_z} x_2}^{\frac{\pi}{t_z}} \frac{ls}{2\pi} \frac{2\pi}{k_c t_z} \cos kx dx.$$

После интегрирования и преобразований получим:

$$A_k = \frac{2l(-1)^k}{\pi^2 k^2 k_c} \sin \pi k k_c \sin \pi k \frac{s}{t_z}. \quad (7)$$

Сравнивая выражения (4), (6), (7) коэффициента  $A_k$  ряда Фурье, выражающего функцию  $L_s(x)$  для статоров с различными скосами пазов в диапазоне от  $k_c=0$  до  $k_c=1$ , нетрудно заметить, что они совершенно одинаковы. Коэффициенты  $A_0$  в этом диапазоне скосов также одинаковы. Это значит, что в диапазоне скосов от нуля до одного зубцового деления функция  $L_s(x)$  может быть выражена одним и тем же рядом Фурье в виде формулы (5).

4. Найдем коэффициент  $A_k$  ряда Фурье, выражающего функцию  $L_s(x)$  для статоров со скосом пазов больше одного зубцового деления — от  $k_c \geq 1$  до  $k_c \leq 1 + \frac{s}{t_z}$  (диапазон 4 на рис. 3).

Найдем границы участков интегрирования:

$$x_1 = \frac{t_z - (k_c - 1)t_z - s}{2}; \quad x_2 = \frac{t_z - s + (k_c - 1)t_z}{2}.$$

Выразим функцию  $L_s(x)$  на различных участках интегрирования:

на участке от 0 до  $x_1$

$$L_s(x) = \frac{ls}{k_c t_z};$$

на участке от  $x_1$  до  $x_2$

$$L_s(x) = \frac{l}{k_c t_z} [s + (k_c - 1)t_z];$$

на участке от  $x_2$  до  $x = \frac{t_z}{2}$

$$L_s(x) = \frac{l}{k_c t_z} \left( x - \frac{t_z - (k_c - 1)t_z - 3s}{2} \right).$$

Определим коэффициент  $A_k$  ряда Фурье:

$$A_k = \frac{2}{\pi} \int_0^{\frac{2\pi}{t_z} x_1} \frac{ls}{k_c t_z} \cos kx dx + \\ + \frac{2}{\pi} \int_{\frac{2\pi}{t_z} x_1}^{\frac{2\pi}{t_z} x_2} \frac{l}{2\pi} \frac{2\pi}{k_c t_z} \left( x - \frac{2\pi}{t_z} \frac{t_z - (k_c - 1)t_z - 3s}{2} \right) \cos kx dx + \\ + \frac{2}{\pi} \int_{\frac{2\pi}{t_z} x_2}^{\frac{\pi}{t_z}} \frac{l}{k_c t_z} [s + (k_c - 1)t_z] \cos kx dx.$$

После интегрирования и преобразований получим:

$$A_k = \frac{2l(-1)^k}{\pi^2 k^2 k_c} \sin \pi k (k_c - 1) \sin \pi k \frac{s}{t_z}. \quad (8)$$

Аналогичное выражение будет иметь коэффициент  $A_k$  и для статоров с коэффициентами скоса пазов от  $k_c \geq 1 + \frac{s}{t_z}$  до  $k_c = 2$ . В последнем нетрудно убедиться, произведя соответствующие вычисления.

Сравнивая предыдущие выражения  $A_k$  с выражением (8) для статоров со скосом пазов от  $k_c = 1$

до  $k_c=2$  нетрудно прийти к выводу, что они отличаются только тем, что под знаком синуса в выражении (8) вместо  $k_c$  находится  $k_c-1$ .

Исходя из этого, можно заключить, что под знаком синуса в выражении  $A_k$  для статоров с любым скосом пазов стоит величина превышения коэффициента скоса над нулем или целым числом  $\Delta k_c$ . В диапазоне скосов от нуля до одного зубцового деления  $\Delta k_c=k_c-0=k_c$ . В диапазоне скосов от одного зубцового деления до двух  $\Delta k_c=k_c-1$  и т. д.

На основании этих рассуждений ряд Фурье, выражающий функцию  $L_s(x)$  для статоров с любым скосом пазов, может быть записан в следующем виде:

$$L_s(x) = \frac{l_s}{t_z} + \sum_{k=1}^{k=\infty} \frac{2l(-1)^k}{\pi^2 k^2 k_c} \sin \pi k \Delta k_c \sin \pi k \times \\ \times \frac{s}{t_z} \cos \frac{2\pi k}{t_z} x. \quad (9)$$

Допустим, что функция  $L_s(x)$  выражает зависимость длины части образующей, приходящейся на прорези пазов, под сбегающим краем полюса. Тогда зависимость длины этой же части образующей под набегающим краем полюса можно выразить функцией  $L_s(x+b_n)$ :

$$L_s(x+b_n) = A_0 + \sum_{k=1}^{k=\infty} A_k \cos \frac{2\pi k}{t_z} (x+b_n), \quad (10)$$

где  $b_n$  — величина полюсной дуги.

Если полюсная дуга ротора равна целому числу  $n$  зубцовых делений статора ( $b_n=n t_z$ ), то функции  $L_s(x)$  и  $L_s(x+b_n)$  будут одинаковы, так как

$$\cos \frac{2\pi k}{t_z} (x+b_n) = \cos \left( \frac{2\pi k}{t_z} x + \frac{2\pi k}{t_z} n t_z \right) = \cos \frac{2\pi k}{t_z} x.$$

Если полюсная дуга ротора не равна целому числу зубцовых делений статора ( $b_n=n t_z + \Delta b_n$ ), то функции  $L_s(x)$  и  $L_s(x+b_n)$  различны.

Заметим, что в выражении (10)  $L_s(x+b_n)$  под знаком косинуса не обязательно писать полную длину полюсной дуги  $b_n$ . Вследствие периодичности функции вместо  $b_n$  можно подставлять только величину превышения полюсной дуги над целым числом зубцовых делений  $\Delta b_n$ . Действительно,

$$\cos \frac{2\pi k}{t_z} (x+b_n) = \cos \frac{2\pi k}{t_z} (x+n t_z + \Delta b_n) = \\ = \cos \frac{2\pi k}{t_z} (x + \Delta b_n).$$

При перемещении полюса ротора относительно статора на величину  $\Delta x$  из-под сбегающего края полюса «уходит» полоска статора, площадь прорезей пазов которой  $\Delta q_1$  может быть выражена так:

$$\Delta q_1 = L_s(x) \Delta x.$$

Под набегающий край полюса при этом «подходит» другая полоска статора, площадь прорезей пазов которой  $\Delta q_2$  будет равна:

$$\Delta q_2 = L_s(x+b_n) \Delta x.$$

Изменение магнитной проводимости воздушного зазора, которое произойдет при перемещении полюса, можно выразить следующим образом:

$$\Delta G = c \frac{\Delta q_1 - \Delta q_2}{\delta} = c \frac{L_s(x) \Delta x - L_s(x+b_n) \Delta x}{\delta},$$

где  $\delta$  — величина воздушного зазора;  
 $c$  — постоянная величина.

Для определения магнитной проводимости воздушного зазора в любом положении ротора  $G_x$  необходимо к магнитной проводимости зазора в первоначальном положении  $G_0$  прибавить сумму всех изменений магнитной проводимости зазора  $\Sigma \Delta G$  при его перемещении от начального положения:

$$G_x = G_0 + \Sigma \Delta G = G_0 + \int_0^x c \frac{L_s(x) - L_s(x+b_n)}{\delta} dx.$$

Подставив выражения  $L_s(x)$  и  $L_s(x+b_n)$  из (9) и (10), проинтегрировав и произведя преобразования, получим:

$$G_x = G_0 + \sum_{k=1}^{k=\infty} c \frac{A_k t_z}{2\pi k \delta} \sin 2\pi k \frac{\Delta b_n}{t_z} - \\ - \sum_{k=1}^{k=\infty} c B'_k \cos \frac{2\pi k}{t_z} \left( x + \frac{\Delta b_n}{2} \right), \quad (11)$$

где

$$B'_k = \frac{2lt_z(-1)^k}{\pi^2 k^2 k_c \delta} \sin \pi k \Delta k_c \sin \pi k \frac{s}{t_z} \sin \pi k \frac{\Delta b_n}{t_z} \quad (12)$$

— амплитуда зубцовой гармонической  $k$ -го порядка.

Нетрудно заметить что первые два члена равенства (11) не зависят от координаты  $x$ . Это постоянные члены. Обозначим их через  $G'_0$ . Тогда равенство (11) примет вид:

$$G_x = G'_0 - \sum_{k=1}^{k=\infty} c B'_k \cos \frac{2\pi k}{t_z} \left( x + \frac{\Delta b_n}{2} \right). \quad (13)$$

Мы нашли, таким образом, выражение зависимости магнитной проводимости воздушного зазора под одним полюсом от положения ротора  $G_x=f(x)$ .

Суммарную магнитную проводимость воздушного зазора на пару полюсов можно определить по формуле:

$$G_\Sigma(x) = \frac{G_1 G_2}{G_1 + G_2}.$$

Однако эта формула сложна. Воспользуемся более простой формулой [Л. 1 и 2]:

$$G_\Sigma(x) = \frac{G_1 + G_2}{4}, \quad (14)$$

которая при незначительном отличии проводимостей под полюсами  $G_1$  и  $G_2$  дает очень высокую точность (погрешность даже при  $\frac{G_1}{G_2} = 1,5$  составляет всего 4%).

В машине с четным числом пазов на пару полюсов при отсутствии смещения полюсов суммарная магнитная проводимость воздушных зазоров пары полюсов вследствие равенства  $G_1=G_2$  может быть

определенна как половина проводимости зазора под одним полюсом:

$$G_1(x) = \frac{G_1}{2} = \frac{G_2}{2}.$$

В машине с нечетным числом пазов на пару полюсов и в машине с четным числом пазов на пару полюсов при некотором смещении полюсов от геометрической оси расточки магнитные проводимости зазоров под соседними полюсами в общем случае не равны друг другу, поэтому суммарную проводимость зазоров нужно определять по уравнению (14).

Допустим, что в машине с четным числом пазов на пару полюсов один из полюсов смещен от геометрической оси расточки на некоторое расстояние  $\Delta t_z$  (по дуге окружности). Тогда, если проводимость воздушного зазора под одним полюсом выражается выражением (13) и является функцией  $G_1=f(x)$ , проводимость зазора под другим полюсом будет функцией  $G_2=f(x+\Delta t_z)$  и запишется так:

$$G_2(x + \Delta t_z) = G'_0 - \sum_{k=1}^{k=\infty} c B'_k \cos \frac{2\pi k}{t_z} \left[ (x + \Delta t_z) + \frac{\Delta b_n}{2} \right]. \quad (15)$$

После подстановки в выражение (14) проводимостей  $G_1$  и  $G_2$  из (13) и (15) и несложных преобразований получим выражение суммарной проводимости зазоров на пару полюсов в рассматриваемом случае:

$$G_\Sigma(x) = \frac{G'_0}{2} - \sum_{k=1}^{k=\infty} \frac{c}{2} B'_k \cos \pi k \frac{\Delta t_z}{t_z} \cos \frac{2\pi k}{t_z} \times \\ \times \left( x + \frac{\Delta b_n}{2} + \frac{\Delta t_z}{2} \right). \quad (16)$$

Введем обозначение

$$B_k = \frac{c}{2} B'_k \cos \pi k \frac{\Delta t_z}{t_z} \quad (17)$$

и окончательно определим суммарную магнитную проводимость зазоров на пару полюсов

$$G_\Sigma(x) = \frac{G'_0}{2} - \sum_{k=1}^{k=\infty} B_k \cos \frac{2\pi k}{t_z} \left( x + \frac{\Delta b_n}{2} + \frac{\Delta t_z}{2} \right). \quad (18)$$

Выражение (18) является общим аналитическим выражением зависимости суммарной магнитной проводимости воздушного зазора пары полюсов от положения ротора для машины с четным числом пазов на пару полюсов.

Изменение магнитной проводимости воздушного зазора пары полюсов в машине с нечетным числом пазов на пару полюсов происходит точно по такому же закону, что и в машине с четным числом пазов при наличии смещения одного из полюсов от геометрической оси расточки на половину зубцового деления ( $\Delta t_z=0,5 t_z$ ). Таким образом, машину с нечетным числом пазов на пару полюсов можно рассматривать как частный случай машины с четным числом пазов на пару полюсов. Это значит, что выражение (18) является общим как для машин с четным, так и для машин с нечетным

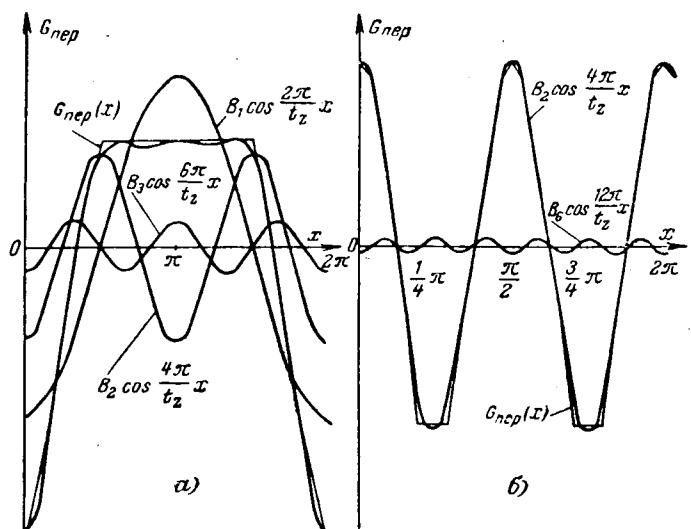


Рис. 4. Зависимости  $G_{\text{пер}}=f(x)$  и их гармонические составляющие для статоров с четным и нечетным числом пазов  $k_c=0,8$ ,  $b_n=\pi$ ,  $1 t_z$ ;  $s=0,25 t_z$ .

*a* — четное число пазов на пару полюсов; *б* — нечетное число пазов на пару полюсов.

числом пазов на пару полюсов. Только во втором случае вместо  $\Delta t_z$  нужно подставлять  $0,5 t_z + \Delta t_z$ .

Выражение (18) можно разбить на две части:

$$G_\Sigma(x) = G_{\text{пост}} + G_{\text{пер}}.$$

Первая из них согласно формулам (8) и (11) равна:

$$G_{\text{пост}} = \frac{G_0}{2} + \sum_{k=1}^{k=\infty} c \frac{lt_z(-1)^k}{2\pi^3 k^3 k_c \delta} \sin \pi k \Delta k_c \left[ \sin \pi k \frac{s}{t_z} \times \right. \\ \left. \times \sin 2\pi k \frac{\Delta b_n}{t_z} \right]. \quad (19)$$

Она не зависит от координаты  $x$ , т. е. не изменяется при вращении ротора. Это постоянная составляющая магнитной проводимости воздушного зазора на пару полюсов, которую при исследовании изменений магнитной проводимости воздушного зазора при вращении ротора можно не рассматривать.

Вторая составляющая суммарной магнитной проводимости  $G_{\text{пер}}$  согласно выражению (18) равна:

$$G_{\text{пер}} = \sum_{k=1}^{k=\infty} B_k \cos \frac{2\pi k}{t_z} \left( x + \frac{\Delta b_n}{2} + \frac{\Delta t_z}{2} \right). \quad (20)$$

Она зависит от координаты  $x$ , т. е. изменяется при вращении ротора. Это переменная составляющая. Она выражает характер и величину изменений суммарной проводимости воздушного зазора при вращении ротора в зависимости от геометрии статора и ротора в зоне воздушного зазора.

Зависимость  $G_{\text{пер}}=f(x)$  представляет собой сумму бесконечного ряда гармоник с периодом, кратным зубцовому делению, и амплитудой, являющейся функцией многих переменных:

$$B_k = \frac{clt_z(-1)^k}{\pi^3 k^3 k_c \delta} \sin \pi k \Delta k_c \sin \pi k \frac{s}{t_z} \times \\ \times \sin \pi k \frac{\Delta b_n}{t_z} \cos \pi k \frac{\Delta t_z}{t_z}. \quad (21)$$

# Статические и динамические режимы двухфазного транзисторного преобразователя частоты

*Кандидат техн. наук Н. Ф. ИЛЬИНСКИЙ и инж. В. В. МИХАЙЛОВ*

*Московский энергетический институт*

Транзисторные преобразователи постоянного напряжения в переменное отличаются простотой и надежностью, обладают высокими технико-экономическими показателями и с успехом используются в качестве элементов систем автоматики и электропривода, преобразующих непрерывный сигнал в определенную последовательность электрических импульсов. Принцип действия однофазных преобразователей непрерывного сигнала в прямоугольные разнополярные импульсы переменной частоты, статические режимы таких преобразователей и динамика одной из наиболее совершенных схем однотранзисторного преобразователя рассмотрены ранее [Л. 1 и 2]. В настоящей статье рассматривается принцип действия, статические и динамические режимы транзисторного преобразователя непрерывных сигналов в многофазную систему импульсов, частота следования и относительный фазовый сдвиг которых могут изменяться независимо друг от друга в функции двух непрерывных сигналов.

**Принцип действия преобразователя.** Работу многофазного преобразователя удобно рассмотреть на примере двухфазной схемы, изображенной на рис. 1, однако основные положения анализа могут быть распространены на трех- и  $m$ -фазные системы.

Схема состоит из двух аналогичных однофазных преобразователей  $a$  и  $b$ , принцип действия которых изложен ранее [Л. 1].

Транзисторы  $T_A$  и  $T_B$  каждого из этих преобразователей поочередно подключают к источнику питания  $E$  половины первичных обмоток выходных трансформаторов  $Tr_1$ , благодаря чему на всех остальных обмотках этих трансформаторов наводятся разнополярные э. д. с. Переключения транзисторов, определяющие частоту выходных импульсов, вызываются уменьшением базового тока

открытого транзистора до величины, когда транзистор выходит из области насыщения в активную область. При частотах до 1—1,5 кГц можно считать, что переключение транзисторов происходит мгновенно в момент насыщения сердечника соответствующего переключающего трансформатора  $Tr_2$ .

Сердечники трансформаторов  $Tr_2$  выполняются из материала с прямоугольной петлей гистерезиса. Изменение магнитного состояния сердечников переключающих трансформаторов  $Tr_2$  от некоторой начальной величины  $B_n$  до насыщения  $B_s$  происходит под влиянием э. д. с.  $e_p$ , приложенной к обмотке  $w_p$  (рабочей обмотке) трансформатора  $Tr_2$ . Эта э. д. с. связана с напряжением  $u_1$ , приложенным к первичной обмотке  $w_1$  выходного трансформатора  $Tr_1$ , соотношением

$$e_p = \frac{u_1 \frac{w_3}{w_1} R_b \left( \frac{w_p}{w_b} \right)^2}{R_b \left( \frac{w_p}{w_b} \right)^2 + R_p}, \quad (1)$$

где  $w_1, w_3, w_p, w_b$  — числа витков соответствующих обмоток;

$R_b$  — полное сопротивление контура обмотки  $w_b$ ;

$R_p$  — полное сопротивление контура обмотки  $w_p$ .

Изменение индукции в сердечнике  $\Delta B$ , связанное с  $e_p$ , можно определить по формуле

$$\Delta B = \frac{1}{w_p s} \int_{t_1}^{t_2} e_p(t) dt = \frac{\delta}{w_p s}, \quad (2)$$

где

$$\delta = E_p \Delta t;$$

$E_p$  — среднее значение э. д. с.  $e_p$  за время  $\Delta t = t_2 - t_1$ .

На рис. 4 представлены кривые  $G_{\text{пер}} = f(x)$  и их составляющие для машин с четным и нечетным числом пазов на пару полюсов.

Рассматривая рис. 4, нетрудно заметить, что зависимость  $G_{\text{пер}} = f(x)$  сильно зависит от числа пазов на пару полюсов. В машине с четным числом пазов на пару полюсов наибольшей является первая зубцовая гармоника. В машине с нечетным числом пазов первая гармоника и вообще все нечетные гармоники равны нулю. Зависимость  $G_{\text{пер}} = f(x)$  здесь определяется в основном второй гармоникой.

Как видно из рис. 4, зависимость  $G_{\text{пер}} = f(x)$  в основном определяется суммой трех-четырех первых гармоник. Амплитуды остальных гармоник, как правило, незначительны.

Как следует из выражения (21), амплитуда  $B_k$  любой зубцовой гармоники изменяется по закону синуса при изменении скоса пазов  $\Delta k_c$ , величины прорези паза  $s$ , ширины полюсов  $\Delta b_p$  и по закону косинуса — при изменении смещения полюсов  $\Delta t_z$ . Поэтому любая зубцовая гармоника может быть уничтожена одним из четырех способов — соответствующим выбором  $\Delta k_c$ ,  $s$ ,  $\Delta b_p$  или  $\Delta t_z$ .

## Литература

1. Юферов Ф. М., Некоторые вопросы точности работы бесконтактных сельсинов, Автореферат диссертации, МЭИ, 1953.
2. Юферов Ф. М., Зубцовые пульсации магнитной проводимости воздушных зазоров электрических машин, Труды МЭИ, вып. XVI, Электромеханика, Госэнергоиздат, 1956.

{11.5.1965}



Для преобразователя *a* в соответствии с формулой (1) оно равно:

$$E_p = \frac{(E - I_k R_k) \frac{w_3}{w_1} R_6 \left( \frac{w_p}{w_6} \right)^2}{R_6 \left( \frac{w_p}{w_6} \right)^2 + R_p}, \quad (3)$$

где  $I_k$  — средний за полупериод коллекторный ток;  $R_k$  — полное сопротивление коллекторной цепи.

Полупериод работы преобразователя, соответствующий изменению индукции от  $B_h$  до  $B_s$  под влиянием  $e_p$ , называют «рабочим» полупериодом. Из выражения (2), записанного для «рабочего» полупериода, легко получить выражение для вычисления частоты выходных импульсов:

$$f = \frac{E_p}{2w_p s \Delta B}, \quad (4)$$

где  $\Delta B = B_s - B_h$  — изменение индукции в «рабочий» полупериод.

Изменение индукции от  $B_s$  до  $B_h$ , соответствующее так называемому «управляющему» полупериоду работы преобразователя, осуществляется лишь под влиянием напряженности поля, созданного обмотками управления  $w_f$  и  $w_a$ . Связь между изменением индукции в «управляющий» полупериод  $\Delta B$  и напряженностью поля  $H_y$ , созданного обмотками  $w_f$  и  $w_a$ , характеризуется динамическими кривыми размагничивания [Л. 3], примерный вид которых изображен на рис. 2.

Первичные обмотки  $w_1$  выходного трансформатора  $Tp_{16}$  (рис. 1) подключены к отпайкам первичных обмоток трансформатора  $Tp_{1a}$ , имеющим числа витков  $k w_1$  (считая от среднего вывода). Такое включение обмоток обеспечивает синхронную работу двух преобразователей, причем преобразователь *a* является ведущим, а *b* — ведомым.

Рассмотрим процессы, происходящие в преобразователях, при их совместной работе. Пусть в некоторый момент времени между  $t_1$  и  $t_2$  (рис. 3) проводящими являются транзисторы  $T_{Aa}$  и  $T_{Ab}$ . Напряжение, приложенное к обмотке  $w_{1Ab}$ , в этом случае равно:

$$u_{1Ab} = E(1-k). \quad (5)$$

Допустим, что в момент  $t_2$  преобразователь *a* переключается, т. е. транзистор  $T_{Aa}$  закроется, а  $T_{Ba}$  начнет проводить. Нетрудно заметить, что, начиная с этого момента, к обмотке  $w_{1Ab}$  будет приложено напряжение

$$u_{1Ab} = E(1+k). \quad (6)$$

При переключении в момент  $t_3$  преобразователя *b* рассмотренное явление повторится, но уже для обмотки  $w_{1Bb}$ .

Таким образом, при неодновременном переключении преобразователей *a* и *b* на всех обмотках  $Tp_{16}$  и, в частности, на обмотке  $w_3$  наводится напряжение ступенчатой формы, причем

$$\frac{u_{1B \text{ макс}} - u_{1B \text{ мин}}}{u_{1B \text{ср}}} = 2k.$$

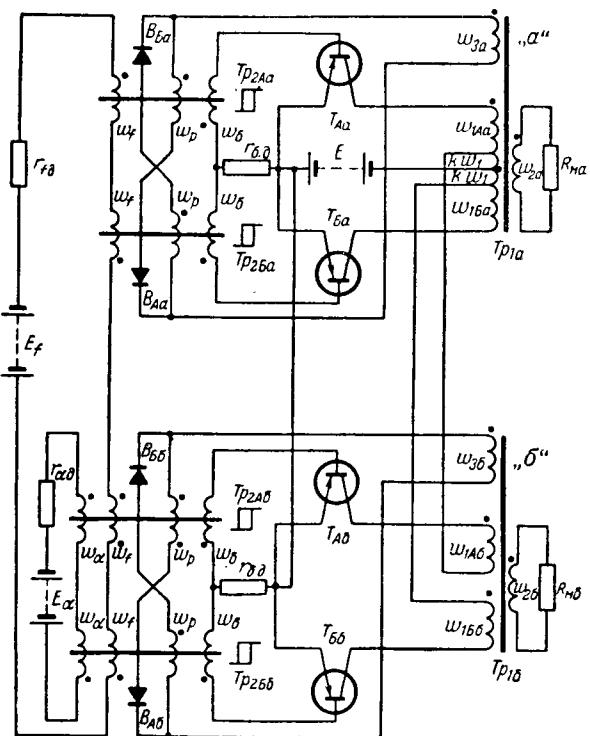


Рис. 1. Принципиальная схема двухфазного транзисторного преобразователя.

Следует отметить, что напряжение на коллекторных зажимах транзисторов преобразователя *b* постоянно и равно удвоенному напряжению источника питания.

Предположим, что в обмотках управления  $w_f$  преобразователей *a* и *b* протекает одинаковый ток  $I_f$ , а обмотки  $w_a$  разомкнуты. Если сердечники идентичны, то под действием  $I_f$  они будут размагничиваться в «управляющий» полупериод на одинаковую величину  $\Delta B_y$ . В каждый «рабочий» полупериод сердечники будут насыщаться, т. е.  $\Delta B_{pa}$  будет равно  $\Delta B_{pb}$ , следовательно, преобразователи *a* и *b* в «рабочие» полупериоды согласно уравнению (2) должны иметь равные вольт-секунд-

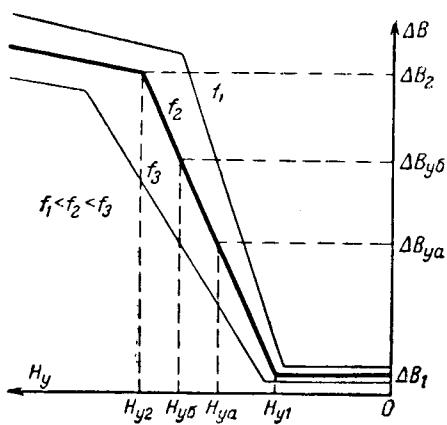


Рис. 2. Вид аппроксимированных динамических кривых размагничивания сердечников трансформаторов  $Tp_2$ .

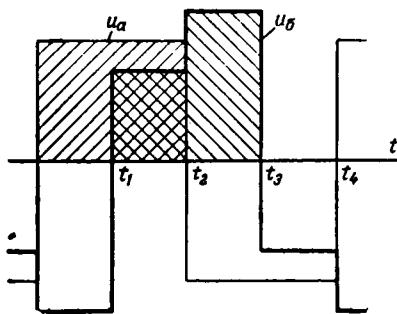


Рис. 3. Формы выходных напряжений преобразователя.

ные площади. Из рис. 3 следует, что равенство заштрихованных площадей возможно лишь при сдвиге напряжений по фазе на  $\theta = 90^\circ$  (сдвиг напряжений везде определяется по фронтам импульсов). Здесь удобно использовать понятие относительного фазового сдвига напряжений  $\alpha$ :

$$\alpha = \frac{\theta}{180^\circ}.$$

Тогда при  $\theta = 90^\circ$

$$\alpha = \frac{1}{2}.$$

Пусть теперь обмотки  $w_a$  подключены к источнику сигнала  $e_a$ , а  $I_a \neq 0$ . При этом сердечники переключающих трансформаторов ведущего ( $a$ ) и ведомого ( $b$ ) преобразователей размагничиваются в „управляющий“ полупериод под действием различных напряженностей управляющего поля. Следовательно, при одинаковой частоте изменение индукции в сердечниках ведущего и ведомого преобразователей будет различным ( $\Delta B_{ya} \neq \Delta B_{yb}$ ), т. е. „рабочим“ полупериодам преобразователей будут соответствовать различные вольт-секундные площади, что возможно только при изменении сдвига  $e_{pb}$  относительно  $e_{pa}$ .

Если н. с.  $I_a w_a$  направлена согласно с н. с.  $I_f w_f$ , то  $\Delta B_{yb} > \Delta B_{ya}$ , т. е.  $\delta_b > \delta_a$ , что возможно только при увеличении относительного фазового сдвига напряжений. Когда н. с.  $I_a w_a$  направлена встречно с  $I_f w_f$ , то происходит уменьшение фазового сдвига.

Таким образом, изменения  $I_a$ , можно изменять относительный фазовый сдвиг  $e_p$  или, что одно и тоже, напряжений на выходе преобразователя. В свою очередь изменение тока  $I_f$  будет приводить к изменению частоты выходных импульсов подобно тому, как это происходит в однофазной схеме преобразователя.

Указанные свойства преобразователя открывают широкие возможности для использования его в качестве функционального элемента телеметрических схем, преобразующего непрерывный сигнал в импульсы, модулированные по фазе и частоте, в качестве устройства для фазового регулирования скорости двухфазного асинхронного двигателя, в качестве широтно-импульсного модулятора, а также усилителя постоянного тока. В последних двух случаях выходные обмотки трансформаторов

соединяются последовательно, что позволяет модулировать выходные импульсы по ширине. Включение нагрузки через выпрямитель обеспечивает регулирование в широких пределах уровня выпрямленного напряжения.

**Статические характеристики преобразователя.** Статическими характеристиками двухфазного преобразователя являются зависимости  $f = \varphi(I_f)$  и  $\alpha = \psi(I_a)$  в установившемся режиме работы. Характеристика  $f = \varphi(I_f)$  может быть построена при помощи динамических кривых размагничивания. Способ построения этих характеристик известен [Л. 1].

Для построения характеристики  $\alpha = \psi(I_a)$  также можно воспользоваться динамическими кривыми размагничивания. На рабочих участках эти кривые с достаточной степенью точности могут быть аппроксимированы прямыми линиями. Тогда

$$\Delta B = \Delta B_1 + m(H - H_{y1}), \quad (7)$$

где  $m = \frac{\Delta B_2 - \Delta B_1}{H_{y2} - H_{y1}}$  — тангенс угла наклона динамической кривой размагничивания;

$H_{y1}, \Delta B_1$  и  $H_{y2}, \Delta B_2$  — координаты двух точек на линейном участке кривой.

Рассмотрим отношение вольт-секундных площадей  $\xi$  за „рабочие“ полупериоды ведомого и ведущего преобразователей:

$$\xi = \frac{\delta_b}{\delta_a}. \quad (8)$$

Вольт-секундная площадь за „рабочий“ полупериод равна:

$$\delta = \int_0^{\frac{T}{2}} e_p dt, \quad (9)$$

следовательно, для ведущего преобразователя (рис. 3)

$$\delta_a = \frac{E_p T}{2}, \quad (10)$$

а для ведомого преобразователя

$$\delta_b = \frac{E_p T}{2}(1 - k)(1 - \alpha) + \frac{E_p T}{2}(1 + k)\alpha. \quad (11)$$

Подставив формулы (10) и (11) в выражение (8) и выполнив некоторые преобразования, получим:

$$\xi = 2ka - k + 1. \quad (12)$$

В соответствии с уравнением (2)

$$\delta = w_p s \Delta B_p, \quad (13)$$

но в установившемся режиме

$$\Delta B_{pa} = \Delta B_{ya} \quad \text{и} \quad \Delta B_{pb} = \Delta B_{yb}, \\ \text{т. е.}$$

$$\xi = \frac{\Delta B_{yb}}{\Delta B_{ya}} \quad (14)$$

или с учетом формулы (7)

$$\xi = \frac{\Delta B_1 + m(H_f + H_a - H_{y1})}{\Delta B_1 + m(H_f - H_{y1})}.$$

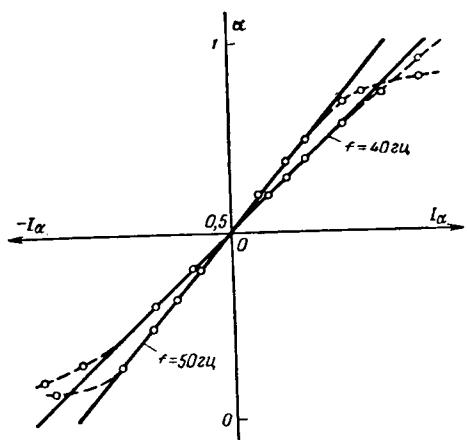


Рис. 4. Статические характеристики преобразователя  $\alpha = \psi(I_\alpha)$  при различных частотах.

После преобразований получаем:

$$\xi = 1 + \frac{w_a I_\alpha}{w_f I^*_f}, \quad (15)$$

где

$$I^*_f = I_f - \frac{l}{w_f} \left( H_{y_1} - \frac{\Delta B_1}{m} \right);$$

$l$  — длина средней силовой линии сердечника трансформатора  $T_{p_2}$ .

Приравняв выражения (12) и (15) и выполнив элементарные преобразования, получим выражение для статической характеристики  $\alpha = \psi(I_\alpha)$ :

$$\alpha = \frac{1}{2} \left( 1 + \frac{w_a I_\alpha}{k w_f I^*_f} \right). \quad (16)$$

При принятых допущениях характеристика представляет собой прямую линию (рис. 4; сплошные линии), тангенс угла наклона которой зависит от величины  $I^*_f$ , и, следовательно, от частоты выходных импульсов. Заметим, что в выражение (16) н. с.  $w_a I_\alpha$  подставляется со знаком плюс в случае, если она совпадает по направлению с  $w_f I_f$ , и со знаком минус в противном случае. Уравнение (16) справедливо для значений  $\alpha$  от нуля до 1. За этими пределами  $\alpha$  синхронная работа преобразователей нарушается.

**Динамические характеристики двухфазного преобразователя.** Наиболее важными динамическими характеристиками рассматриваемого преобразователя являются зависимости  $f = \varphi(t)$  и  $\alpha = \psi(t)$ . Переходный процесс изменения частоты выходных импульсов в двухфазном преобразователе практически не отличается от рассмотренного ранее [Л. 2] аналогичного процесса в однофазном преобразователе. Поэтому здесь мы проанализируем лишь переходный процесс изменения относительного фазового сдвига  $\alpha$ , возникающий при изменении входного сигнала  $e_\alpha$ .

Решение задачи проведем при следующих допущениях.

Зависимость  $e_\alpha$  от времени (рис. 5) предполагается известной.

Принимается линейная аппроксимация динамических кривых размагничивания (рис. 2) и статической характеристики преобразователя.

Ток  $I_f$  и частота выходных импульсов  $f$  в течение переходного процесса изменения  $\alpha$  полагаются неизменными; связь между сердечниками трансформаторов  $T_{p_2}$  осуществляется лишь по контуру обмоток  $w_a$  (сопротивление контура обмоток  $w_f$  полагается достаточно большим).

Предполагается, что индуктивность рассеяния пренебрежимо мала и что переключения в схеме происходят мгновенно в момент насыщения сердечника трансформатора  $T_{p_2}$ , находящегося в «рабочем» полупериоде.

Предполагается, что коммутация вентилей в цепях обмоток  $w_p$  происходит так же, как в установившемся режиме.

Свообразие рассматриваемой задачи состоит в том, что фиксировать изменение  $\alpha$  возможно только 1 раз за половину периода, поскольку отсчет ведется по фронтам импульсов. В связи с этим нас не интересует закон изменения индукции  $B(t)$  в течение полупериода; важна лишь величина изменения индукции  $\Delta B$  за полупериод, которая для «управляющего» полупериода определяется средней за полупериод величиной управляющего поля. В связи с этим для решения задачи целесообразно воспользоваться уравнениями в конечных разностях [Л. 4]. Решениями разностных уравнений служат разрывные или ступенчатые функции, т. е. такие функции, значения которых претерпевают скачки, повторяющиеся через равные промежутки изменения независимой переменной. За независи-

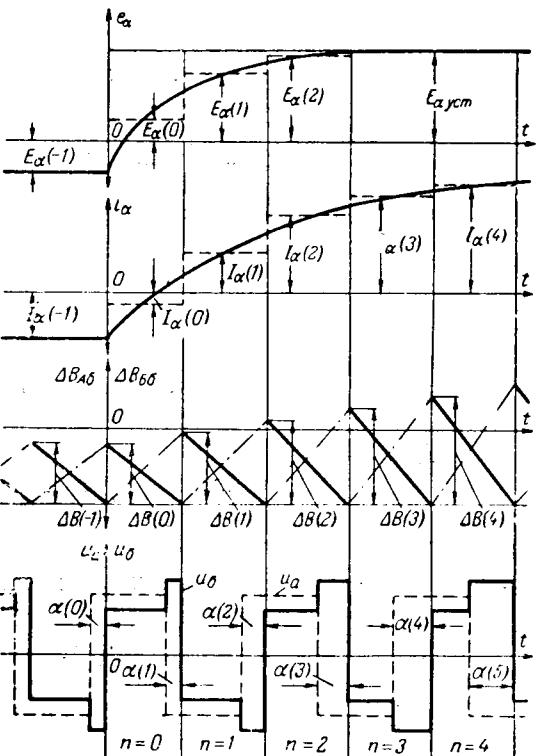


Рис. 5. Качественная картина переходного процесса при изменении относительного фазового сдвига  $\alpha$ .

мую переменную выберем число полупериодов  $n$  выходного напряжения, т. е. время переходного процесса будем измерять числом полупериодов  $n$ . Значение ступенчатой функции в точке разрыва принимается равным пределу значения функции при приближении аргумента к точке разрыва справа.

Качественная картина переходного процесса представлена на рис. 5. Изменение  $\alpha(n)$  однозначно связано с изменением вольт-секундной площади  $\delta(n)$  за данный «рабочий» полупериод  $n$ , которое в свою очередь зависит только от изменения индукции  $\Delta B_p(n)$  в этот полупериод. Так как в каждый «рабочий» полупериод достигается насыщение, то  $\Delta B_p(n)$  равно по абсолютной величине изменению индукции в предшествующий «управляющий» полупериод  $\Delta B_y(n-1)$ , т. е.

$$|\Delta B_p(n)| = |\Delta B_y(n-1)|. \quad (17)$$

Так как нас не интересует закон изменения индукции в течение полупериода, то изменение индукции во времени на рис. 5 показано для простоты в виде прямых линий. Штрих-пунктирные линии соответствуют изменению индукции в «управляющие» полупериоды, а сплошные — изменению ее в «рабочие» полупериоды.

Изменение индукции за некоторый «управляющий»  $n$ -й полупериод  $\Delta B_y(n)$  определяется лишь током  $I_f = \text{const}$  и средней за этот полупериод величиной тока  $I_a(n)$  и не зависит от закона изменения последнего во времени в течение полупериода. В таком случае  $I_a(n)$  можно представить в виде ступенчатой функции, которая показана пунктиром на рис. 5. На основании третьего допущения для некоторого момента, когда сердечник трансформатора  $T_{p_{2A6}}$  размагничивается, можно записать:

$$e_a = i_a R_a + w_a s \left( \frac{dB_A}{dt} - \frac{dB_B}{dt} \right), \quad (18)$$

где  $R_a$  — полное сопротивление контура обмоток  $w_a$ .

Переходя к средним значениям величин для некоторого «управляющего» для трансформатора  $T_{p_{2A6}}$  полупериода  $n$  и учитывая соотношения (2) и (17), получаем:

$$E_a(n) = I_a(n) R_a + \frac{2w_a f}{w_p} [\delta_\sigma(n+1) - \delta_\sigma(n)], \quad (19)$$

где  $E_a(n)$  и  $I_a(n)$  — средние значения э. д. с. источника сигнала  $e_a$  и тока  $i_a$  за  $n$ -й полупериод.

Зависимость  $\delta_\sigma$  от  $\alpha$  можно определить при рассмотрении переходного процесса, изображенного на рис. 5:

$$\begin{aligned} \delta_\sigma(n) &= \frac{E_p T}{2} (1-k) [1 - \alpha(n)] + \\ &+ \frac{E_p T}{2} (1+k) \alpha(n+1); \end{aligned} \quad (20)$$

$$\begin{aligned} \delta_\sigma(n+1) &= \frac{E_p T}{2} (1-k) [1 - \alpha(n+1)] + \\ &+ \frac{E_p T}{2} (1+k) \alpha(n+2). \end{aligned} \quad (21)$$

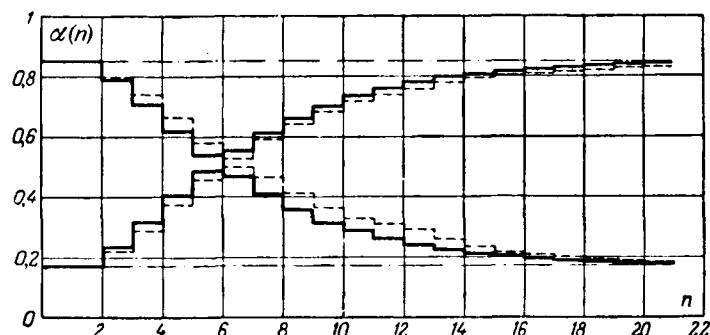


Рис. 6. График изменения относительного фазового сдвига  $\alpha$  во времени, измеренном числом полупериодов  $n$ .

Отношение вольт-секундных площадей  $\xi$  для  $(n+1)$ -го полупериода имеет следующий вид:

$$\xi(n+1) = \frac{\delta_\sigma(n+1)}{\delta_a(n+1)} = (1-k)[1 - \alpha(n+1)] + (1+k)\alpha(n+2). \quad (22)$$

С другой стороны, на основании уравнения (15) с учетом соотношения  $|\Delta B_p(n+1)| = |\Delta B_y(n)|$ , вытекающего из равенства (17), можно получить:

$$\xi(n+1) = 1 + \frac{w_a I_a(n)}{w_f I_f^*}. \quad (23)$$

Приравняв выражения (22) и (23) и выполнив простые преобразования, получим:

$$\begin{aligned} I_a(n) &= \frac{w_f I_f^*}{w_a} [(1+k)\alpha(n+2) - \\ &- (1-k)\alpha(n+1) - k]. \end{aligned} \quad (24)$$

Подставив равенства (20), (21) и (24) в уравнение (19) и выполнив соответствующие преобразования, найдем<sup>1</sup>:

$$\begin{aligned} A \lceil^\alpha(n+2) + B \lceil^\alpha(n+1) + C \lceil^\alpha(n) &= \\ &= \lceil^\alpha D(n), \end{aligned} \quad (25)$$

где

$$\begin{aligned} A &= (a+b)(1+k); \\ B &= -[a(1-k) + 2b]; \\ C &= b(1-k); \\ \lceil^\alpha D(n) &= \lceil^\alpha E_a(n) + ak; \\ a &= \frac{R_a w_f I_f^*}{w_a}; \\ b &= \frac{E_p w_a}{w_p}. \end{aligned}$$

Таким образом, переходный процесс изменения относительного фазового сдвига  $\alpha$  характеризуется линейным разностным уравнением второго порядка с постоянными коэффициентами, зависящими от параметров преобразователя.

Начальные условия для этого уравнения можно получить на основании качественного анализа переходного процесса (рис. 5):

$$\alpha(0) = \alpha(1) = \alpha_{\text{нат}}. \quad (26)$$

<sup>1</sup> Символ  $\lceil^\alpha$  используется для обозначения ступенчатой функции [Л. 4].

Для решения уравнения (25) можно воспользоваться преобразованием Лапласа для ступенчатых функций [Л. 4], предположив, что функция  $a(n)$  допускает преобразование по Лапласу. Общее решение уравнения (25) приводит к весьма сложному выражению, использование которого для построения графиков переходного процесса в реальном преобразователе связано с весьма громоздкими вычислениями. Существенные упрощения достигаются, если закон изменения сигнала  $e_a(n)$  выражается известной аналитической функцией. Так, для частного случая, когда входной сигнал  $e_a(t)$  изменяется скачком до величины  $E_{a\text{уст}}$  в момент времени  $t=0$  (рис. 5) имеем:

$$\underline{\underline{E}}_a(n) = E_a(0) = E_{a\text{уст}} = R_a I_{a\text{уст}}.$$

Подставив в это выражение значение  $I_{a\text{уст}}$ , полученное из уравнения (24), в котором

$$a(n+2) = a(n+1) = a_{\text{уст}},$$

получим:

$$\underline{\underline{E}}_a(n) = R_a \frac{k w_f I^* f}{w_a} (2a_{\text{уст}} - 1) = ak(2a_{\text{уст}} - 1),$$

т. е.

$$\underline{\underline{D}}(n) = \underline{\underline{E}}_a(n) + ak = 2ak a_{\text{уст}}.$$

Для данного частного случая решение уравнения (25) имеет следующий вид:

$$\begin{aligned} \underline{\underline{a}}(n) &= a_{\text{уст}} - (a_{\text{уст}} - a_{\text{нач}}) \times \\ &\times (\mu_1 \underline{\underline{\rho}}_1^n - \mu_2 \underline{\underline{\rho}}_2^n), \end{aligned} \quad (27)$$

$$\text{где } \rho_{1,2} = -\frac{B}{2A} \pm \sqrt{\left(\frac{B}{2A}\right)^2 - \frac{C}{A}};$$

$$\mu_1 = \frac{1 + \frac{B}{A} + \rho_1}{\rho_1 - \rho_2};$$

$$\mu_2 = \frac{1 + \frac{B}{A} + \rho_2}{\rho_1 - \rho_2}.$$

Зависимости  $a(n)$ , построенные по уравнению (27) для конкретного преобразователя, приведены на рис. 6 (сплошные линии).

**Результаты эксперимента.** Основные свойства и характеристики, рассмотренного преобразователя

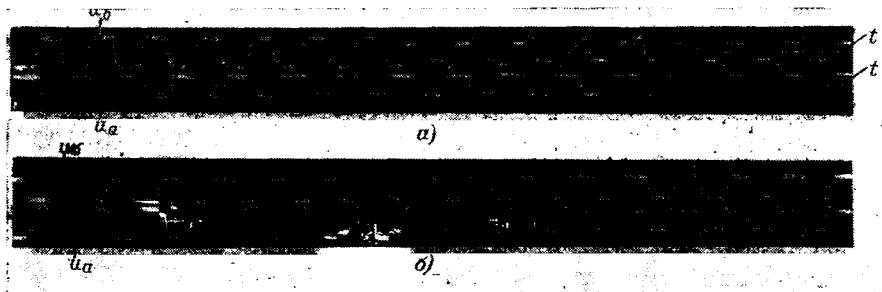


Рис. 7. Осциллограммы изменения относительного фазового сдвига  $a$ . (на рис. 7, б верхняя кривая обозначает напряжение  $u_a$ , а нижняя —  $u_b$ ).

были проверены на нескольких макетах. Статические характеристики  $a=\psi(I_a)$ , снятые при различных частотах, приведены на рис. 4 (пунктирные линии). Нелинейности этих характеристик при некоторых частотах можно легко избежать при соответствующем выборе параметров преобразователя.

Преобразователи надежно и устойчиво работали в диапазоне изменения частоты 1:10—1:12 и при изменении относительного фазового сдвига в пределах от 0 до 1. Осциллограммы изменения относительного фазового сдвига  $a$  при скачкообразном изменении входного сигнала  $e_a$  приведены на рис. 7. Графики переходных процессов изменения  $a$  от  $a_{\text{нач}}=0,17$  до  $a_{\text{уст}}=0,85$  и от  $a_{\text{нач}}=0,85$  до  $a_{\text{уст}}=0,17$ , построенные на основании осциллограмм, показаны на рис. 6 (пунктирные линии).

Экспериментальные исследования показали полную работоспособность преобразователя и хорошее совпадение результатов расчета с опытными данными. Рассмотренные преобразователи использовались, в частности, для фазового регулирования скорости двухфазного асинхронного исполнительного двигателя АДП-362.

**Выводы.** Рассмотренный двухфазный преобразователь непрерывного сигнала в последовательность электрических импульсов позволяет просто регулировать в широких пределах по различным каналам частоту импульсов и относительный фазовый сдвиг между ними.

Двухфазные регулируемые преобразователи могут найти широкое применение в различных устройствах автоматики, телеметрии и электропривода.

#### Литература

- Ильинский Н. Ф., Анализ транзисторных преобразователей частоты с подмагничиваемыми промежуточными трансформаторами, «Электричество», 1963, № 2.
- Ильинский И. Ф., Динамика магнитно-полупроводниковых преобразователей частоты, «Автоматика и телемеханика», 1963, № 10.
- Липман Р. А. и Негневицкий И. Б., Быстро действующие магнитные и магнитно-полупроводниковые усилители, Госэнергоиздат, 1960.
- Гарднер М. Ф. и Бэрнс Дж. Л., Переходные процессы в линейных системах, Физматиздат, 1961.

[24.7.1965]



# Исследование электромагнитных переходных процессов в асинхронных двигателях

Доктор техн. наук, проф. М. М. СОКОЛОВ,  
инж. Л. Б. МАСАНДИЛОВ и инж. А. В. ШИНЯНСКИЙ

Московский энергетический институт

Электромагнитные переходные процессы в асинхронном электродвигателе оказывают большое влияние на надежность работы электроприводов. Вопросы, связанные с учетом больших пиков электромагнитного момента двигателя, стабильностью времени протекания переходных процессов и т. п., очень важны при проектировании конкретных систем асинхронного электропривода. В связи с этим возникает необходимость расчета электромагнитных переходных процессов в асинхронном электродвигателе в различных режимах его работы.

Аналитическое решение системы дифференциальных уравнений, описывающих физические процессы в асинхронной машине, весьма сложно. Однако применение вычислительных машин дает возможность получить достаточно точное решение этих уравнений. В данной статье приведены некоторые результаты анализа переходных процессов в асинхронных электродвигателях на аналоговой вычислительной машине. Расчетные значения моментов электродвигателя с учетом электромагнитных переходных процессов сравнивались с экспериментальными данными, что дало возможность определить достоверность расчетного и экспериментального методов исследования.

Записанные относительно потокосцеплений дифференциальные уравнения асинхронной машины в ортогональной двухфазной системе координат  $u$ ,  $v$ , вращающейся в пространстве с произвольной скоростью  $\omega_k$ , т. е. уравнения двухфазной машины, эквивалентной трехфазной реальной машине, имеют следующий вид:

$$\left. \begin{aligned} \frac{d\Psi_{u1}}{dt} &= U_{u1} - \omega_0 \alpha'_s \Psi_{u1} + \omega_0 \alpha'_s k_r \Psi_{u2} + \omega_k \Psi_{v1}; \\ \frac{d\Psi_{v1}}{dt} &= U_{v1} - \omega_0 \alpha'_s \Psi_{v1} + \omega_0 \alpha'_s k_r \Psi_{v2} - \omega_k \Psi_{u1}; \\ \frac{d\Psi_{u2}}{dt} &= -\omega_0 \alpha'_r \Psi_{u2} + \omega_0 \alpha'_r k_s \Psi_{u1} + (\omega_k - \omega) \Psi_{v2}; \\ \frac{d\Psi_{v2}}{dt} &= -\omega_0 \alpha'_r \Psi_{v2} + \omega_0 \alpha'_r k_s \Psi_{v1} - (\omega_k - \omega) \Psi_{u2}; \\ M &= \frac{3}{2} p \omega_0 \frac{k_r}{x_s \sigma} (\Psi_{u2} \Psi_{v1} - \Psi_{u1} \Psi_{v2}); \\ \frac{d\omega}{dt} &= \frac{1}{J/p} (M - M_c) \end{aligned} \right\}$$

или

$$\frac{ds}{dt} = -\frac{375}{n_0 G D^2} (M - M_c),$$

где  $\Psi_{u1}$  и  $\Psi_{v1}$  — потокосцепление обмотки статора по осям  $u$  и  $v$  (вб);  
 $U_{u1}$  и  $U_{v1}$  — фазное напряжение, приведенное к осям  $u$  и  $v$ , в;

$J$  и  $G D^2$  — момент инерции и маховой момент вала двигателя;

$p$  — число пар полюсов обмотки статора;

$s$  — скольжение асинхронного двигателя;

$\omega_0$  — угловая частота, 1/сек;

$\omega$  — электрическая скорость вращения ротора, 1/сек;

$M$  и  $M_c$  — электромагнитный момент, развиваемый двигателем, и момент сопротивления нагрузки.

Коэффициенты уравнений системы (1) можно определить из соотношений:

$$\alpha_s = \frac{r_1}{x_s}; \quad \alpha_r = \frac{r_2}{x_r};$$

$$\alpha'_s = \frac{\alpha_s}{\sigma}; \quad \alpha'_r = \frac{\alpha_r}{\sigma};$$

$$k_s = \frac{x_m}{x_s}; \quad k_r = \frac{x_m}{x_r},$$

$$\sigma = 1 - \frac{x_m^2}{x_s x_r} = 1 - k_s k_r,$$

где  $r_1$  — активное сопротивление фазы обмотки статора,  $\text{ом}$ ;

$r_2$  — приведенное к обмотке статора активное сопротивление фазы обмотки ротора,  $\text{ом}$ ;

$x_s = x_m + x_1$  — синхронное реактивное сопротивление обмотки фазы статора, учитывающее магнитную связь с другими фазными обмотками статора;

$x_r = x_m + x'_2$  — синхронное реактивное сопротивление обмотки фазы ротора, учитывающее магнитную связь с другими фазными обмотками ротора;

$x_1$  и  $x'_2$  — индуктивное сопротивление рассеяния статора и ротора.

Можно показать, что если реальные фазные напряжения равны:

$$\left. \begin{aligned} U_A &= U_{m\Phi} \cos(\omega_0 t + \gamma); \\ U_B &= U_{m\Phi} \cos(\omega_0 t + \gamma - 120^\circ); \\ U_C &= U_{m\Phi} \cos(\omega_0 t + \gamma + 120^\circ), \end{aligned} \right\} \quad (2)$$

то в двухфазной системе координат формулы для вычисления напряжений будут иметь следующий вид:

$$\left. \begin{aligned} U_{u1} &= U_{m\Phi} \cos[(\omega_0 - \omega_k)t + \gamma]; \\ U_{v1} &= U_{m\Phi} \sin[(\omega_0 - \omega_k)t + \gamma], \end{aligned} \right\} \quad (3)$$

где  $U_{m\Phi}$  — амплитуда напряжения сети, приложенного к одной фазе обмотки статора;

$\gamma$  — фаза включения напряжения.

Заметим, что электромагнитный момент и скорость асинхронного электродвигателя при условии одновременного включения контактов линейных контакторов не зависят от фазы включения, т. е. инвариантны по отношению к фазе сетевого напряжения. Ранее это было доказано [Л. 1] для случая, когда электродвигатель вращается с постоянной скоростью. Покажем, что это положение справедливо и в общем случае, когда  $\omega = \text{var}$ .

Для более краткого доказательства перейдем к комплексной форме записи дифференциальных уравнений асинхронной машины. Обозначим:

$$\begin{aligned}\Psi_1 &= \Psi_{u1} + j\Psi_{v1}; \\ \Psi_2 &= \Psi_{u2} + j\Psi_{v2}.\end{aligned}$$

Тогда первые пять уравнений системы (1) с учетом выражений (3) можно записать в таком виде:

$$\begin{aligned}\frac{d\Psi_1}{dt} &= U_m \Phi e^{j(\omega_0 - \omega_k)t} - \omega_0 \alpha'_s \Psi_1 + \\ &\quad + \omega_0 \alpha'_s k_r \Psi_2 - j\omega_k \Psi_1; \\ \frac{d\Psi_2}{dt} &= -\omega_0 \alpha'_r \Psi_2 + \omega_0 \alpha'_r k_s \Psi_1 - \\ &\quad - j(\omega_k - \omega) \Psi_2; \\ M &= \frac{3}{2} p \omega_0 \frac{k_r}{x_s \sigma} \operatorname{Im}(\Psi_1 \tilde{\Psi}_2),\end{aligned}\quad \left. \right\} (4)$$

где  $\tilde{\Psi}$  обозначает комплексно-сопряженную величину.

В первом уравнении системы (4)  $\gamma$  взято равным нулю.

Введем новые переменные:

$$\begin{aligned}\tilde{\Psi}_1 &= \Psi_1 e^{j\gamma}; \\ \tilde{\Psi}_2 &= \Psi_2 e^{j\gamma}.\end{aligned}$$

Умножим первые два уравнения системы (4) на  $e^{j\gamma}$ . В этом случае они примут следующий вид:

$$\begin{aligned}\frac{d\tilde{\Psi}_1}{dt} &= U_m \Phi e^{j((\omega_0 - \omega_k)t + \gamma)} - \omega_0 \alpha'_s \tilde{\Psi}_1 + \\ &\quad + \omega_0 \alpha'_s k_r \tilde{\Psi}_2 - j\omega_k \tilde{\Psi}_1; \\ \frac{d\tilde{\Psi}_2}{dt} &= -\omega_0 \alpha'_r \tilde{\Psi}_2 + \omega_0 \alpha'_r k_s \tilde{\Psi}_1 - j(\omega_k - \omega) \tilde{\Psi}_2.\end{aligned}$$

Третье уравнение системы (4) преобразуем следующим образом:

$$\begin{aligned}M &= \frac{3}{2} p \omega_0 \frac{k_r}{x_s \sigma} \operatorname{Im}(\Psi_1 \tilde{\Psi}_2) = \\ &= \frac{3}{2} p \omega_0 \frac{k_r}{x_s \sigma} \operatorname{Im}[(\Psi_1 e^{j\gamma})(\tilde{\Psi}_2 e^{-j\gamma})] = \\ &= \frac{3}{2} p \omega_0 \frac{k_r}{x_s \sigma} \operatorname{Im}(\tilde{\Psi}_1 \tilde{\Psi}_2).\end{aligned}$$

Таким образом, формула для вычисления электромагнитного момента электродвигателя одинакова как для старых, так и для новых переменных. С учетом сказанного перепишем систему (4) относительно новых переменных:

$$\begin{aligned}\frac{d\tilde{\Psi}_1}{dt} &= U_m \Phi e^{j((\omega_0 - \omega_k)t + \gamma)} - \omega_0 \alpha'_s \tilde{\Psi}_1 + \\ &\quad + \omega_0 \alpha'_s k_r \tilde{\Psi}_2 - j\omega_k \tilde{\Psi}_1; \\ \frac{d\tilde{\Psi}_2}{dt} &= -\omega_0 \alpha'_r \tilde{\Psi}_2 + \omega_0 \alpha'_r k_s \tilde{\Psi}_1 - \\ &\quad - j(\omega_k - \omega) \tilde{\Psi}_2; \\ M &= \frac{3}{2} p \omega_0 \frac{k_r}{x_s \sigma} \operatorname{Im}(\tilde{\Psi}_1 \tilde{\Psi}_2).\end{aligned}\quad \left. \right\} (5)$$

Система уравнений (5) отличается от системы уравнений (4) тем, что в первом уравнении системы (5) напряжение взято в виде

$$U_m \Phi e^{j((\omega_0 - \omega_k)t + \gamma)},$$

где  $\gamma \neq 0$ , а для системы (4) — в виде

$$U_m \Phi e^{j(\omega_0 - \omega_k)t},$$

т. е. здесь  $\gamma = 0$ .

Поскольку было показано, что выражение электромагнитного момента одинаково как для старых, так и для новых переменных, то система уравнений (4) эквивалентна системе (5). Отсюда следует, что электромагнитный момент асинхронного электродвигателя, а значит и скорость вращения его, инвариантны по отношению к фазе включения напряжения. Заметим, что при разных  $\gamma$  потокосцепления, а следовательно, и токи статора и ротора будут разными.

Указанное доказательство можно было осуществить и не переходя к комплексным переменным. Для этого надо было ввести новые переменные:

$$\begin{aligned}\tilde{\Psi}_{u1} &= \Psi_{u1} \cos \gamma - \Psi_{v1} \sin \gamma; \\ \tilde{\Psi}_{u2} &= \Psi_{u2} \cos \gamma - \Psi_{v2} \sin \gamma; \\ \tilde{\Psi}_{v1} &= \Psi_{u1} \sin \gamma + \Psi_{v1} \cos \gamma; \\ \tilde{\Psi}_{v2} &= \Psi_{u2} \sin \gamma + \Psi_{v2} \cos \gamma\end{aligned}$$

и показать, что выражение электромагнитного момента одинаково как для старых, так и для новых переменных.

Системы уравнений (1) и (3) дают возможность получить уравнения асинхронной машины для любой системы координат. Для анализа процессов пуска и реверса целесообразно брать  $\omega_k = \omega_0$  (обозначим эту систему координат индексами  $x, y, 0$ ), так как в этом случае  $U_{u1}$  и  $U_{v1}$  будут постоянными величинами, а при этом набор задачи на аналоговой вычислительной машине значительно упрощается.

Уравнения (1) в системе координат  $x, y, 0$ , т. е. в системе координат, вращающейся с синхронной скоростью относительно статора асинхронного электродвигателя и неподвижной относительно его магнитного поля, в установившемся режиме будут иметь следующий вид:

$$\left. \begin{aligned} \frac{d\Psi_{x1}}{dt} &= U_m\Phi \cos \gamma - \omega_0 \alpha'_s \Psi_{x1} + \omega_0 \alpha'_s k_r \Psi_{x2} + \omega_0 \Psi_{y1}; \\ \frac{d\Psi_{y1}}{dt} &= U_m\Phi \sin \gamma - \omega_0 \alpha'_s \Psi_{y1} + \omega_0 \alpha'_s k_r \Psi_{y2} - \omega_0 \Psi_{x1}; \\ \frac{d\Psi_{x2}}{dt} &= -\omega_0 \alpha'_r \Psi_{x2} + \omega_0 \alpha'_r k_s \Psi_{x1} + \omega_0 s \Psi_{y2}; \\ \frac{d\Psi_{y2}}{dt} &= -\omega_0 \alpha'_r \Psi_{y2} + \omega_0 \alpha'_r k_s \Psi_{y1} - \omega_0 s \Psi_{x2}; \\ M &= \frac{3}{2} p \omega_0 \frac{k_r}{x_s \sigma} (\Psi_{x2} \Psi_{y1} - \Psi_{x1} \Psi_{y2}); \\ \frac{ds}{dt} &= -\frac{375}{n_0 G D^2} M + \frac{375}{n_0 G D^2} M_c, \end{aligned} \right\} \quad (6)$$

где  $s = \frac{\omega_0 - \omega}{\omega_0}$  — скольжение асинхронного электродвигателя.

Для анализа переходных процессов реверса асинхронного электродвигателя при наличии остаточного поля ротора или для анализа других переходных режимов, где остаточное поле ротора играет значительную роль, необходимо рассмотреть процесс его отключения от сети.

Допустим, что перед отключением асинхронного электродвигателя фазные напряжения были равны:

$$\left. \begin{aligned} U_A &= U_m\Phi \cos(\omega_0 t + \gamma_1); \\ U_B &= U_m\Phi \cos(\omega_0 t + \gamma_1 + 120^\circ); \\ U_C &= U_m\Phi \cos(\omega_0 t + \gamma_1 - 120^\circ). \end{aligned} \right\} \quad (7)$$

Фазные напряжения, характеризуемые выражениями (7), образуют обратную последовательность по отношению к напряжениям, определяемым системой уравнений (2).

Напряжения, приведенные к двум фазам, будут равны:

$$\left. \begin{aligned} U_{u1} &= U_m\Phi \cos[(\omega_0 + \omega_k) t + \gamma_1]; \\ U_{v1} &= -U_m\Phi \sin[(\omega_0 + \omega_k) t + \gamma_1]. \end{aligned} \right\} \quad (8)$$

Тогда система дифференциальных уравнений потокосцеплений асинхронной машины в системе координат  $x, y, 0$  будет иметь следующий вид:

$$\left. \begin{aligned} \frac{d\Psi_1}{dt} &= U_m\Phi e^{-j\gamma_1 - j2\omega_0 t} - \omega_0 (\alpha'_s + j) \Psi_1 + \omega_0 \alpha'_s k_r \Psi_2; \\ \frac{d\Psi_2}{dt} &= -\omega_0 \left[ \alpha'_r + j \frac{\omega_0 - \omega}{\omega_0} \right] \Psi_2 + \omega_0 \alpha'_r k_s \Psi_1. \end{aligned} \right\} \quad (9)$$

Заметим, что отношение  $(\omega_0 - \omega)/\omega_0$  не есть скольжение асинхронного электродвигателя, так как при системе фазных напряжений, определяемой выражениями (7), магнитное поле асинхронной машины вращается в сторону, обратную скорости вращения координатной системы  $\omega_0$ . Можно показать, что для данного случая

$$\frac{\omega_0 - \omega}{\omega_0} = 2 - s,$$

где  $s$  — скольжение асинхронного электродвигателя.

Если принять, что отключение статора от сети происходит очень быстро ( $\Delta t_{откл} \rightarrow 0$ ), то можно показать, что потокосцепления ротора за время отключения не меняются [Л. 2], т. е.

$$\Psi_2(+0) = \Psi_2(-0). \quad (10)$$

Заметим также, что поскольку после отключения электродвигателя от сети обмотки статора разомкнуты, то первое уравнение системы (9) выпадает из рассмотрения. Вследствие равенства нулю токов статора можно вывести следующее соотношение:

$$\Psi_1 = k_r \Psi_2. \quad (11)$$

Учитывая последнее выражение, второе уравнение системы (9) можно записать в таком виде:

$$\frac{d\Psi_2}{dt} + \omega_0 [\alpha'_r + j(2 - s)] \Psi_2 = 0. \quad (12)$$

Если положить, что скорость электродвигателя после отключения его от сети остается постоянной, то решение дифференциального уравнения (12) будет иметь следующий вид:

$$\Psi_2 = \Psi_2(0) e^{-\omega_0 \alpha'_r t} e^{-j(2-s)\omega_0 t}. \quad (13)$$

Допустим, что перед отключением асинхронный электродвигатель работал в установившемся режиме. Тогда установившееся значение потокосцеплений ротора можно вычислить на основании системы дифференциальных уравнений (9), учитывая, что в установившемся режиме скорость двигателя постоянна.

Можно показать, что при синхронной скорости, когда  $s = 0$ , установившееся значение потокосцепления ротора равно:

$$\Psi_2(t)|_{s=0} = \frac{U_m\Phi}{\omega_0} \frac{k_s}{\sqrt{1 + \alpha_s^2}} e^{-j\gamma_1 + j \arctg \frac{1}{\alpha_s}} e^{-j2\omega_0 t}. \quad (14)$$

По выражению (14) можно определить  $\Psi_2(0)$ , входящее в уравнение (13) при  $t = t_{откл}$ :

$$\Psi_2(0)|_{s=0} = \frac{U_m\Phi}{\omega_0} \frac{k_s}{\sqrt{1 + \alpha_s^2}} e^{-j\gamma_1 + j \arctg \frac{1}{\alpha_s}} e^{-j2\omega_0 t_{откл}}. \quad (15)$$

С учетом последнего соотношения равенство (13) для  $s = 0$  запишется в таком виде:

$$\left. \begin{aligned} \Psi_2|_{s=0} &= \frac{U_m\Phi}{\omega_0} \frac{k_s}{\sqrt{1 + \alpha_s^2}} e^{-\omega_0 \alpha'_r t} \times \\ &\quad \times e^{-j(\gamma_1 + 2\omega_0 t_{откл}) + j \arctg \frac{1}{\alpha_s}} e^{-j2\omega_0 t}. \end{aligned} \right\} \quad (15)$$

Выражение (15) характеризует изменение потокосцеплений ротора через время  $t$  после отключения статора асинхронного электродвигателя от сети. Практически  $t$  равно промежутку времени между отключением линейных контактов и включением реверсивных контактов.

Обозначим  $t$  из выражения (15) через  $\Delta t_{в.н.}$ .

Обозначим также

$$\gamma = -(\gamma_1 + 2\omega_0 t_{откл} + 2\omega_0 \Delta t_{в.н.}).$$

Тогда выражение (15) примет следующий вид:

$$\Psi_{21|s=0} = \frac{U_m \Phi}{\omega_0} \frac{k_s}{\sqrt{1 + \alpha_s^2}} e^{-\omega_0 \alpha_r \Delta t_{\text{в.н}}} e^{j\gamma + j \arctg \frac{1}{\alpha_s}}. \quad (16)$$

Учитывая соотношение (11), можно вывести выражение для потокосцепления статора:

$$\Psi_{11|s=0} = \frac{U_m \Phi}{\omega_0} \frac{k_s k_r}{\sqrt{1 + \alpha_s^2}} e^{-\omega_0 \alpha_r \Delta t_{\text{в.н}}} e^{j\gamma + j \arctg \frac{1}{\alpha_s}}. \quad (17)$$

Выражения (16) и (17) характеризуют начальные условия для системы дифференциальных уравнений (6) при анализе переходных процессов с незатухшим полем. Произвольно выбрав значение  $\gamma$ , найдем из равенств (16) и (17) соответствующие значения потокосцеплений. Заметим, что, поскольку практически  $\arctg \frac{1}{\alpha_s} \approx \frac{\pi}{2}$ , целесообразно выбирать  $\gamma = 0$ .

Для составления электронной модели асинхронного электродвигателя использовались дифференциальные уравнения (6), записанные в системе  $x, y, \theta$ . Координатная двухфазная система  $x, y, \theta$ , вращающаяся в пространстве с угловой скоростью  $\omega_0$ , взята потому, что напряжения  $U_{x1}$  и  $U_{y1}$  представляют собой постоянные величины, что упрощает структуру электронной модели.

Заметим также, что система дифференциальных уравнений (6) записана относительно потокосцеплений

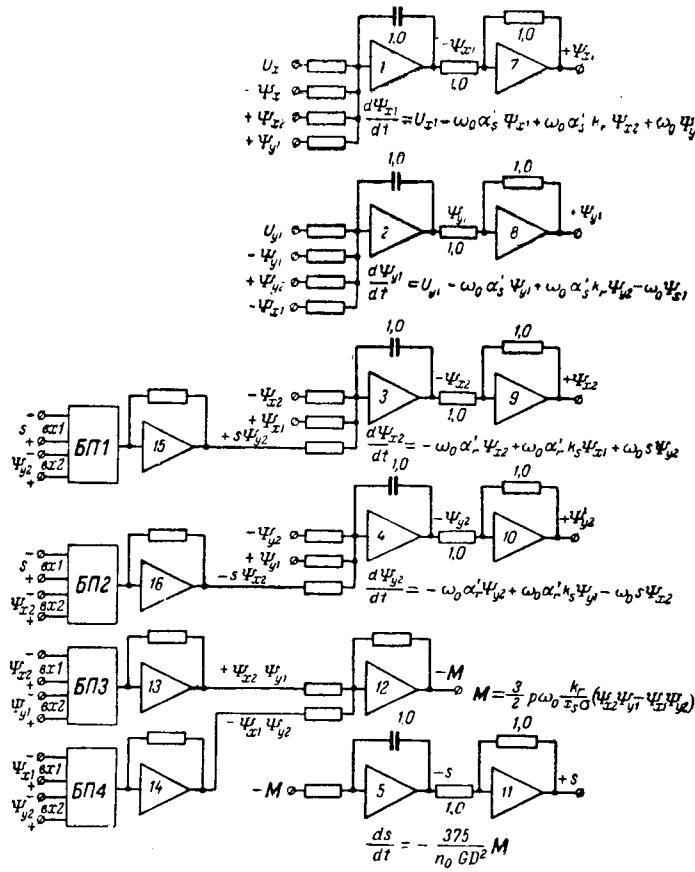


Рис. 1. Схема электронной модели асинхронного электродвигателя.

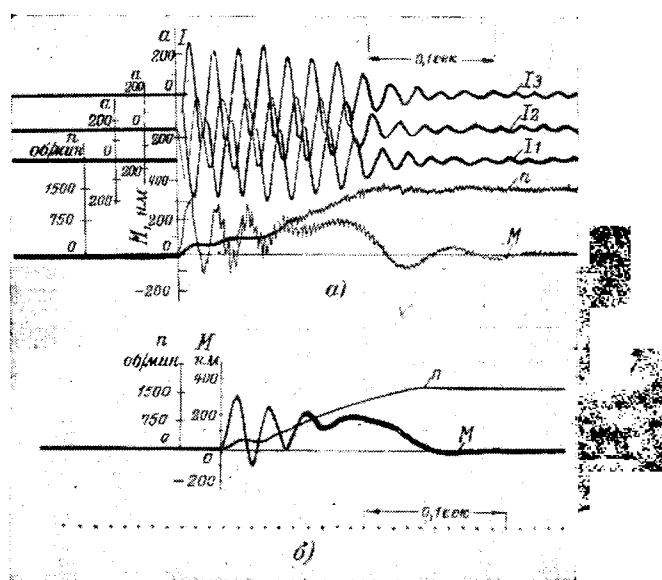


Рис. 2. Осциллограммы переходного процесса пуска электродвигателя А62-4.  
а — экспериментальные; б — рассчитанные на аналоговой машине МН-7.

лений, а не токов, так как в этом случае структура модели также упрощается.

Электронная модель асинхронной машины, составленная по уравнениям (6), изображена на рис. 1. Опыт моделирования нескольких асинхронных электродвигателей показывает, что эта модель достаточно проста и надежна в эксплуатации. Она позволяет исследовать пуск электродвигателя, его реверс с затухшим полем ротора, реверс с незатухшим остаточным полем ротора и торможение электродвигателя коротким замыканием обмоток статора после отключения его от сети при различных сочетаниях параметров.

Для моделирования пуска достаточно ввести начальные условия

$$\begin{aligned} s_{\text{нач}} &= 1; \\ \Psi_{x1} &= \Psi_{y1} = \Psi_{x2} = \Psi_{y2} = 0. \end{aligned}$$

На рис. 2 представлены осциллограммы пуска двигателя А62-4, полученные экспериментально [Л. 3] с помощью тензометрического акселерометра (рис. 2, а) и рассчитанные на аналоговой машине (рис. 2, б).

Графики электромагнитного момента и скорости, полученные экспериментально и расчетным путем на модели, достаточно близко совпадают друг с другом. Параметры асинхронного электродвигателя ( $r'_2, x_1, x'_2$ ) рассчитывались с учетом вытеснения тока и насыщения коронок зубцов статора и ротора для скольжения  $s = 1$ .

Переходные процессы исследовались при отсутствии нагрузки на валу электродвигателя. Моменты, обусловленные потерями, также не учитывались.

При моделировании реверса начальные условия таковы:

для реверса с затухшим полем ротора

$$\begin{aligned} s_{\text{нач}} &\approx 2; \\ \Psi_{x1} &= \Psi_{y1} = \Psi_{x2} = \Psi_{y2} = 0; \end{aligned}$$

для реверса с незатухшим остаточным полем ротора

$$\begin{aligned} s_{\text{нач}} &= 2; \\ \Psi_{x_1} &= \frac{U_m \Phi}{\omega_0} \frac{k_s k_r}{\sqrt{1 + \alpha_s^2}} e^{-\omega_0 \alpha_r \Delta t_{\text{в.н}}} \cos \left( \arctg \frac{1}{\alpha_s} + \gamma \right); \\ \Psi_{y_1} &= \frac{U_m \Phi}{\omega_0} \frac{k_s k_r}{\sqrt{1 + \alpha_s^2}} e^{-\omega_0 \alpha_r \Delta t_{\text{в.н}}} \sin \left( \arctg \frac{1}{\alpha_s} + \gamma \right); \\ \Psi_{x_2} &= \frac{U_m \Phi}{\omega_0} \frac{k_s}{\sqrt{1 + \alpha_s^2}} e^{-\omega_0 \alpha_r \Delta t_{\text{в.н}}} \cos \left( \arctg \frac{1}{\alpha_s} + \gamma \right); \\ \Psi_{y_2} &= \frac{U_m \Phi}{\omega_0} \frac{k_s}{\sqrt{1 + \alpha_s^2}} e^{-\omega_0 \alpha_r \Delta t_{\text{в.н}}} \sin \left( \arctg \frac{1}{\alpha_s} + \gamma \right). \end{aligned}$$

Можно показать, что эти выражения характеризуют условия наиболее неблагоприятного включения при реверсе с незатухшим полем.

Заметим, что практически

$$\begin{aligned} \alpha_s &\ll 1; \\ \arctg \frac{1}{\alpha_s} &\approx \frac{\pi}{2}. \end{aligned}$$

Поэтому, если принять  $\gamma = 0$ , начальные условия для дифференциальных уравнений реверса электродвигателя с незатухшим остаточным полем ротора примут следующий вид:

$$\begin{aligned} s_{\text{нач}} &= 2; \\ \Psi_{x_1} &= 0; \\ \Psi_{y_1} &= \frac{U_m \Phi}{\omega_0} k_s k_r e^{-\omega_0 \alpha_r \Delta t_{\text{в.н}}}; \\ \Psi_{x_2} &= 0; \\ \Psi_{y_2} &= \frac{U_m \Phi}{\omega_0} k_s e^{-\omega_0 \alpha_r \Delta t_{\text{в.н}}}. \end{aligned}$$

На рис. 3 изображены осциллограммы переходного процесса реверса электродвигателя А62-4 с затухшим, а на рис. 4 приведены аналогичные осциллограммы реверса того же электродвигателя

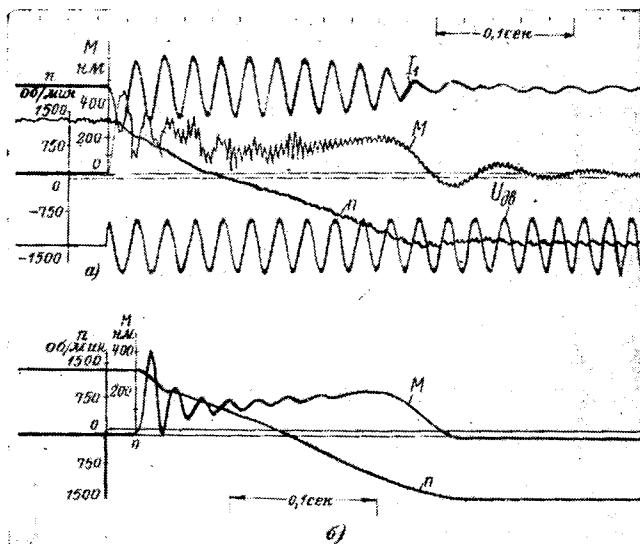


Рис. 3. Осциллограмма переходного процесса реверса двигателя А62-4 с затухшим полем ротора.  
а — экспериментальные; б — рассчитанные на аналоговой машине МН-7.

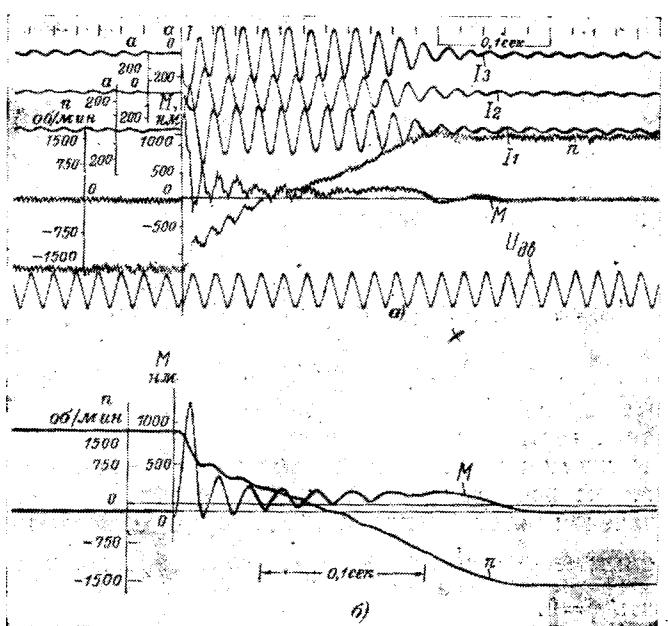


Рис. 4. Осциллограммы переходного процесса реверса двигателя А62-4 с незатухшим полем ротора.

Обозначения те же, что и на рис. 3.

с незатухшим остаточным полем ротора. Как свидетельствуют эти осциллограммы, экспериментальные данные асинхронного электродвигателя близки к расчетным. Отметим, что параметры электродвигателя при моделировании процессов реверса рассчитывались для скольжения  $s=2$ .

При моделировании процесса короткого замыкания статорных обмоток после отключения асинхронного электродвигателя от сети начальные условия для потокосцеплений будут такими же, как и при реверсе с остаточным полем ротора, скольжение  $s=0$  и напряжения  $U_{x1}=U_{y1}=0$ . Параметры асинхронной машины при моделировании короткого замыкания целесообразно рассчитывать для скольжения  $s=0,1$ .

Технические данные и параметры электродвигателя А62-4:  $P_H=14$  квт;  $n_H=1450$  об/мин;  $I_{1H}=27,5$  а;  $U=380$  в;  $GD^2=5$  нм<sup>2</sup>;  $M_H=92$  нм;  $r_1=0,4$  ом;  $x_m=22$  ом.

В таблице приведены параметры  $r'_2$ ,  $x_1$ ,  $x'_2$ , рассчитанные при разных скольжениях с учетом вытеснения тока и насыщения путей рассеяния при больших токах.

Параметры электродвигателя А62-4, ом	При скольжении, равном		
	0,1	1,0	2,0
$r'_2$	0,235	0,376	0,497
$x_1$	0,98	0,81	0,805
$x'_2$	0,92	0,645	0,558

При анализе приведенных в таблице данных можно сделать вывод о том, что параметры асинхронного двигателя резко меняются при разных скольжениях. Опыт моделирования показал, что наилучшее приближение результатов эксперимента к расчетным величинам получается в том случае,

когда параметры машины выбираются для скольжения, соответствующего началу переходного процесса. Так, при моделировании пуска электродвигателя целесообразно выбирать параметры, соответствующие скольжению  $s=1$ , а при моделировании реверса — параметры, соответствующие скольжению  $s=2$ . Заметим также, что для расчета начальных значений потокосцеплений при моделировании электромагнитных переходных процессов реверса с незатухшим полем ротора эти начальные условия целесообразно рассчитывать исходя из параметров машины, соответствующих рабочему режиму ( $s \approx 0,1$ ), поскольку после отключения асинхронного электродвигателя от сети до момента включения контактов реверсивных контакторов в роторе протекают апериодические токи и явление вытеснения тока в роторе проявляется весьма слабо.

Достаточно хорошее совпадение экспериментальных и расчетных осцилограмм свидетельствует о том, что для инженерных расчетов электромагнитных переходных процессов в асинхронных электродвигателях вполне достаточно полагать параметры машины за время переходных процессов постоянными и рассчитывать их для соответствующих скольжений в зависимости от анализируемого переходного процесса по высказанным выше соображениям.

При сравнении экспериментальных и расчетных осцилограмм становится ясным, что графики электромагнитного момента, рассчитанные при помощи моделирования и полученные экспериментальным путем, весьма близко совпадают на начальном участке переходного процесса, что объясняется выбором параметров, соответствующих начальному скольжению, и в меньшей степени совпадают в области синхронной скорости.

На осцилограммах, полученных экспериментально, электромагнитный момент и скорость колеблются около своих установившихся значений в районе синхронной скорости в большей степени, чем на осцилограммах, полученных при помощи моделирования. Это объясняется тем, что при расчете параметры электродвигателя полагались постоянными, а в реальном переходном процессе асинхронного двигателя параметры  $r'_2$ ,  $x'_2$  и  $x_1$  непрерывно меняются при изменении скольжения и в области синхронной скорости достигают величин, значительно отличающихся от того, что было принято, исходя из скольжения, соответствующего началу переходного процесса.

Однако, несмотря на это, нельзя считать оправданным использование при моделировании переходных процессов переменных параметров, зависящих от переменного скольжения, потому что, во-первых, это сильно усложняет модель, во-вторых, при инженерных расчетах более всего интересен начальный участок переходного процесса, на кото-

ром электромагнитный момент электродвигателя достигает максимальных величин, и, в-третьих, расчет параметров электродвигателя с учетом изменения скольжения достаточно громоздок и не очень точен, хотя бы потому, что в переходных процессах токи на 40—70% превышают установившиеся для данной скорости значения, что не учитывается при расчете изменения индуктивных сопротивлений рассеяния вследствие насыщения коронок зубцов от больших токов.

Для более правильного анализа характера изменения электромагнитного момента и скорости электродвигателя в районе его синхронной скорости достаточно взять расчетные параметры, соответствующие рабочему режиму асинхронной машины. Опыт моделирования показывает, что в этом случае получается хорошее совпадение расчетных и экспериментальных осцилограмм в области синхронной скорости, но зато худшее совпадение на начальном участке переходного процесса.

**Выводы.** Решение дифференциальных уравнений асинхронного двигателя на аналоговой вычислительной машине дает удовлетворительное совпадение с результатами экспериментального исследования.

При одновременном включении контактов линейного контактора зависимости электромагнитного момента и скорости асинхронного электродвигателя не зависят от фазы напряжения сети.

Электронная модель асинхронного электродвигателя, характеризуемая системой дифференциальных уравнений, составленной относительно потокосцеплений в двухфазной системе координат  $x$ ,  $y$ ,  $0$ , вращающейся в пространстве со скоростью  $\omega_0$ , достаточно проста и дает возможность на одной аналоговой машине МН-7 исследовать режимы пуска, реверса с затухшим полем, реверса с незатухшим остаточным полем, короткого замыкания обмоток статора при различных сочетаниях параметров электродвигателя.

Для инженерных расчетов электромагнитных переходных процессов в асинхронных электродвигателях его параметры можно считать постоянными и соответствующими начальной скорости переходного процесса.

#### Литература

- Янко-Триницкий А. А., Уравнения переходных электромагнитных процессов асинхронного двигателя и их решения, «Электричество», 1951, № 3.
- Ковач К. П. и Рац И., Переходные процессы в машинах переменного тока, Перев. с немецкого, Госэнергоиздат, 1963.
- Соколов М. М., Шинянский А. В. и Масандилов Л. Б., Датчик для измерения ускорений вращающихся валов, Труды Московского энергетического института, Электромеханика, вып. XXXVIII, 1962.

[12.4.1965]



# Размерный ряд индукционных автоматических реостатов для электродвигателей с фазным ротором

Инж. А. Г. АБРАМОВ

Краснодар

Применяемые в настоящее время реостаты и станции управления с активными сопротивлениями не являются автоматическими регуляторами потребляемого двигателем тока и не обеспечивают плавного ускорения привода. Многоступенчатое приложение момента вызывает механические удары, что приводит к сокращению срока службы привода. К недостаткам существующих станций управления следует также отнести высокую стоимость, большой вес и недостаточную надежность в работе из-за наличия значительного количества релейно-контакторной аппаратуры и ящиков сопротивлений.

Громоздкость станций управления вызывает увеличение производственных площадей и удорожание строительной части зданий.

По предложению автора проведены работы по созданию и исследованию индукционных реостатов с автоматически изменяющимися в функции частоты тока электрическими параметрами. Экспериментальными исследованиями установлено [Л. 1], что этой цели наиболее полно отвечает аппарат, подобный трансформатору со стальным массивным магнитопроводом.

К. И. Шенфер отмечал [Л. 2] замечательные свойства предложенной Рюденбергом схемы пуска двигателя с помощью реостата, присоединяемого к обмотке ротора через трансформатор, и указал на возможность использования для этой цели дроссельной катушки с массивным стальным сердечником.

Одновременно К. И. Шенфер отмечал, что методу дроссельной катушки с массивным сердечником свойствен недостаток схемы Рюденberга: понижение пускового момента из-за наличия в цепи ротора дополнительного реактивного сопротивления дроссельной катушки.

Однако испытания индукционного реостата с замкнутым магнитопроводом показали высокое значение коэффициента мощности — 0,85—0,87.

Испытаниями также установлено, что электродвигатель с присоединенным к обмотке ротора индукционным реостатом обладает исключительно благоприятной механической характеристикой по сравнению с асинхронным короткозамкнутым электродвигателем. Путем изменения электрических параметров магнитопровода индукционного реостата представляется возможным изменять форму механических характеристик.

Изложенные в данной статье основные положения методики расчета индукционных реостатов и механических характеристик двигателей с индукционными реостатами могут служить основанием для разработки размерного ряда индукционных реостатов и проектов автоматизированного привода.

**Устройство и принцип действия индукционных реостатов.** Индукционные реостаты подразделяются на две группы:

- реостаты индукционные пусковые ИРП;
- реостаты индукционные для продолжительной работы ИРД.

Общий вид реостата показан на рис. 1. Магнитопровод по форме аналогичен магнитопроводу трехстержневого трансформатора. Стержни изготавливаются из стальных труб, а съемные ярма — из швеллера или листовой стали. На каждом стержне располагается одна обмотка, изготовленная из изолированного или голого проводника. В последнем случае изоляцией обмотки от стержня служат деревянные планки. Проводник наматывается по всей длине стержня.

Обмотки соединяются по схеме «звезда» или «треугольник» и подключаются к щеткам контактных колец ротора.

По предложению автора Краснодарский электроремонтный завод № 22 (ныне «Краснодарэнергоремонт») с 1955 г. изготавливает индукционные устройства, располагаемые на валу ротора. В этом случае магнитопровод имеет форму шкива со стальным массивным ободом и стальными спицами (пластинаами). На спицах крепятся обмотки. Реостат насаживается на вал ротора (на место посадки контактных колец).

Обмотки такого устройства присоединяются к обмотке ротора без скользящего контакта.

Если ротор имеет форму колеса, то обмотки располагаются непосредственно на массивных спицах колеса.

Действие индукционного реостата основано на зависимости электрических параметров массивного магнитопровода от частоты и величины тока ротора.

В начальный момент пуска (ротор неподвижен) поглощаемая магнитопроводом мощность и его электрические параметры имеют максимальные значения. По мере ускорения двигателя величина и частота тока ротора непрерывно уменьшаются, уменьшаются поглощаемая магнитопроводом мощность и его электрические параметры.

При скольжении  $s=0$  поглощаемая магнитопроводом мощность и его электрические параметры также равны нулю.

**Основные положения методики расчета индукционных реостатов.** При пуске или работе электродвигателя с переменной нагрузкой в массивном магнитопроводе индукционного реостата протекают сложные электромагнитные процессы, обусловленные непрерывно изменяющимся по величине и частоте током ротора.

Электромагнитная волна, созданная магнитодвижущей силой обмотки реостата, проникает в толщу массивного стержня магнитопровода и рождает в нем вихревые токи и явление гистерезиса.

Глубина проникновения электромагнитной волны (и вихревых токов) в толщу стержня магнито-

проводка также изменяется. При скольжении  $s=1$  глубина проникновения составляет 1,5—2 мм, а при скольжении  $s=0,05-10 \div 11$  мм.

Электромагнитные процессы протекают в поверхностном слое стержня глубиной в 1,5—11 мм. Понятно, что стержни магнитопровода могут изготавливаться полыми с толщиной стенки, равной глубине проникновения.

**Электрические параметры магнитопровода индукционного реостата.** В связи с тем, что глубина проникновения электромагнитной волны в толще металла значительно меньше радиуса стержня магнитопровода, можно пренебречь кривизной его поверхности и считать электромагнитную волну плоской (рис. 2).

Поглощаемая стержнем магнитопровода мощность и его электрические параметры определяются с помощью комплексного вектора Пойнтинга:

$$\vec{P} = \frac{1}{2} \dot{E}_m \dot{H}_m^* \quad (1)$$

Напряженности  $\dot{E}_m$  и  $\dot{H}_m$  определяются из уравнений электромагнитного поля:

$$-\frac{d\dot{H}_m}{dz} = \gamma \dot{E}_m; \quad (2)$$

$$\frac{d\dot{E}_m}{dz} = -j\omega \mu \dot{H}_m, \quad (3)$$

где  $\mu$  — магнитная проницаемость;

$\gamma$  — удельная электрическая проводимость металла;

$\omega$  — угловая частота.

Формулы (1) — (3) позволяют найти поглощаемую стержнем активную мощность:

$$P_c = 2 \cdot 10^{-6} (Iw_0)^2 V \rho \mu_r f \pi D_h h_0 \sqrt{s} [квт], \quad (4)$$

где  $Iw_0$  — напряженность магнитного поля,  $a/m$ ;

$I$  — действующее значение тока ротора,  $A$ ;

$\rho$  — удельное электрическое сопротивление металла,  $ом \cdot м$ ;

$\mu_r$  — относительная магнитная проницаемость на поверхности стержня;

$D_h$  — наружный диаметр стержня,  $m$ ;

$h_0$  — высота обмотки,  $m$ ;

$f$  — частота тока ротора при  $s=1$ ,  $гц$ .

При наличии ярм и частоте тока 50  $гц$  опытом определено значение

$$\operatorname{tg} \varphi = 0,55 \div 0,6. \quad (5)$$

При скольжении 0,05—1 напряженность магнитного поля составляет  $10^4 a/m$  и более. В рассматриваемом случае относительная магнитная проницаемость  $\mu_r$  на поверхности стержня может быть принята постоянной и приблизительно равной 60. Удельное электрическое сопротивление металла также можно считать величиной постоянной и приблизительно равной  $20 \cdot 10^{-8} ом \cdot м$ .

При указанных допущениях поглощаемая стержнем активная мощность:

$$P_c = 4,9 \cdot 10^{-8} (Iw_0)^2 n D_h h_0 \sqrt{s} = P_{c1} \sqrt{s} [квт], \quad (6)$$

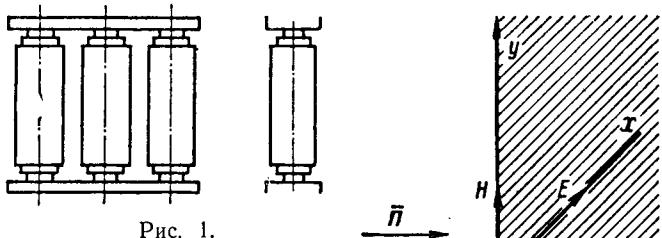


Рис. 1.

где  
 $P_{c1}$  — поглощаемая стержнем мощность при  $s=1$ .

Параметры стержня на основании уравнений (5) и (6):

$$r_c = \frac{P_c}{I^2} = \frac{P_{c1} \sqrt{s}}{I^2} = r_p \sqrt{s} [ом]; \quad (7)$$

$$x_c = \operatorname{tg} \varphi r_p \sqrt{s} = x_p \sqrt{s} [ом], \quad (8)$$

где  $r_p$  и  $x_p$  — параметры массивного стержня при  $s=1$ .

**Тепловой расчет индукционного устройства.** Размеры магнитопровода и сечение проводника обмотки пускового реостата типа ИРП определяются с учетом допускаемого нагрева изоляции за время пуска.

Размеры магнитопровода и сечение проводника обмотки реостата типа ИРД должны удовлетворять условиям пуска и режиму работы двигателя.

Нагрев индукционного реостата обусловливается потерями активной мощности в магнитопроводе и обмотке реостата. Поглощаемая за время пуска эквивалентная активная мощность

$$P_{c.e} = I_{ekv}^2 r_{c.e} = I_{ekv}^2 \frac{2}{3} r_p, \quad (9)$$

где  $I_{ekv}$  — эквивалентный ток ротора за время пуска;

$r_{c.e}$  — эквивалентное сопротивление стержня.

Превышение температуры стержня за время пуска (без учета теплоотдачи в окружающую среду):

$$\tau_e = \frac{2}{3} \frac{I_{ekv}^2 r_p t_p}{cG}. \quad (10)$$

Превышение температуры обмотки за время пуска (без учета теплоотдачи):

$$\tau_o = \frac{I_{ekv}^2 r_o t_p}{c_o G_o}. \quad (11)$$

В формулах (10) и (11):

$c$  — удельная теплоемкость стали;

$G$  — вес стержня;

$c_o$  — удельная теплоемкость проводника;

$G_o$  — вес обмотки без изоляции;

$t_p$  — время пуска.

При работе двигателя в длительном режиме размеры магнитопровода и сечение проводника обмотки должны быть выбраны с учетом отдачи тепла в окружающую среду.

Возможно применение индукционного устройства с водяным или водородным охлаждением поглощаемого магнитопровода. Такие устройства могут быть

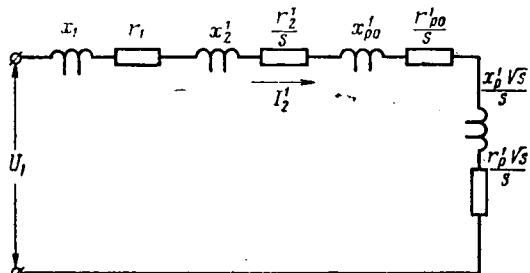


Рис. 3.

применены в схемах регулирования скорости крупных электродвигателей.

**Механические характеристики электродвигателя.** Схема замещения электродвигателя представлена на рис. 3 (ветвью намагничивающего тока пренебрегаем). На схеме:

$r_1$ ,  $x_1$ ,  $r'_2$  и  $x'_2$  — параметры обмоток двигателя;  
 $x'_{po}$  и  $r'_{po}$  — параметры обмотки реостата;  
 $r_p$  и  $x_p$  — параметры магнитопровода индукционного реостата.

Ток двигателя

$$I_1 \approx I'_2 = \frac{U_1}{r_1 + \frac{r'_2 + r'_{po} + r_p V \sqrt{s}}{s} + j \left( x_1 + x'_2 + x'_{po} \frac{x_p V \sqrt{s}}{s} \right)} \quad (12)$$

С помощью формулы (12) представляется возможным определить геометрическое место конца вектора тока и построить механические характеристики электродвигателя. На рис. 4 представлены механические характеристики двигателя мощностью 400 квт, напряжением 6 кв.

Наличие отпаек в обмотках индукционного реостата позволяет изменить его электрические параметры и получить кривые механических характеристик различной формы. Интересной является экскаваторная характеристика, аналогичная характеристике асинхронного момента синхронных двигателей с массивным ротором и массивными полюсами [Л. 3].

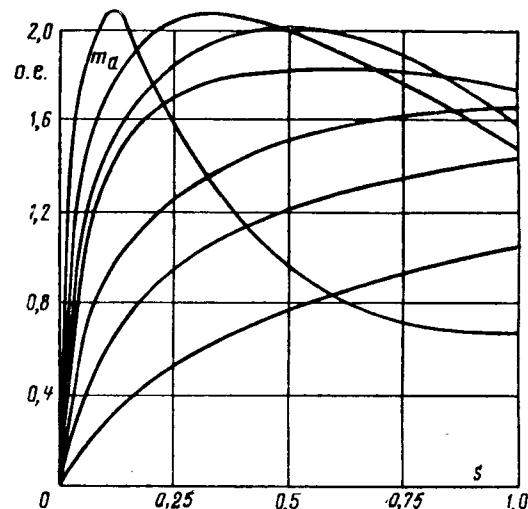


Рис. 4.

Вращающий момент двигателя

$$M = \text{пост} \frac{\frac{U_1^2 \left( \frac{r'_2 + r'_{po} + r'_p V \sqrt{s}}{s} \right)}{\left( r_1 + \frac{r'_2 + r'_{po} + r'_p V \sqrt{s}}{s} \right)^2 + \left( x_1 + x'_2 + x'_{po} + \frac{x_p V \sqrt{s}}{s} \right)^2}} \quad (13)$$

Электропривод с индукционным реостатом успешно эксплуатируется в течение ряда лет на Краснодарском стекольно-керамическом заводе (пресс для изготовления кирпича), Новороссийском машиностроительном заводе (компрессоры), Краснодарском железобетонном заводе № 2 (пилорамы), Новороссийском элеваторном комбинате (привод вальцов), Краснодарском горпищекомбинате (роторная воздуходувка) и других предприятиях. По разработанной автором методике расчета Государственный проектно-конструкторский и научно-исследовательский институт Гипроуглеавтоматизация выполнил проект электропривода с индукционным реостатом для мощных конвейеров. Испытания указанного привода (работы проводи-

Тип реостата	$I_n$	$U_n$	$z$ , ом	$r_p$	$P_n$	Число витков в фазе	$q$	$G_1$ , кг	$D_n; l; \Delta$ , мм	$G_2$ , кг	Размеры ящика реостата, м	Цена, руб.
ИРП-100	100	47	0,28	0,23	7	80	18	2,1	50 250 10	8,5	$0,6 \times 0,6 \times 0,2$	56
ИРП-160	160	82	0,30	0,26	20	90	29	6	80 400 10	21	$1 \times 0,6 \times 0,3$	78
ИРП-250	250	140	0,33	0,29	54	88	51	16	130 600 10	62	$1,4 \times 0,6 \times 0,3$	137
ИРП-400	400	240	0,35	0,3	145	100	60	35	200 800	155	$1,8 \times 0,85 \times 0,3$	213

П р и м е ч а н и е. 1.  $P_n$  — поглощаемая реостатом мощность в начальный момент пуска.

2.  $z$ ,  $r_p$  — полное и активное сопротивления фазы реостата в начальный момент пуска.

3.  $D_n$ ,  $l$ ,  $\Delta$  — наружный диаметр, длина и толщина стенки стержня (трубы).

4.  $G_1$ ,  $G_2$  — вес обмоток и магнитопровода.

лись под руководством главного инженера проекта С. А. Пиковского) подтвердили соответствие данных опыта с расчетными.

В таблице приведены данные размерного ряда индукционных пусковых реостатов типа ИРП. Стержни выполняются из стальных труб, а съемные ярма — из листовой стали. Расстояние между трубами в свету принято равным 100 мм. Обмотки изготавливаются из алюминиевого провода марки АПСД и соединяются по схеме «звезды». Индукционный реостат, контактор и реле времени устанавливаются в металлическом ящике.

Указанные в таблице реостаты допускают стоянку при номинальном токе и частоте 50 гц в течение 30 сек.

Номинальные значения токов и напряжений на зажимах реостатов (при неподвижном роторе) приняты в соответствии с рядами предпочтительных чисел, рекомендованными Международной организацией по стандартизации (ИСО).

Путем последовательного или последовательно-параллельного соединения обмоток типоразмеров можно получить желаемые электрические параметры индукционного устройства. Однако размерный ряд может быть продолжен.

Индукционные автоматические реостаты дешевле сложных и громоздких станций управления. Например, стоимость станции управления на три ступени типа ПУ-6120 составляет 164,6 руб., а ее вес — 350 кг. Стоимость соответствующего реостата типа

ИРП-250 составляет 137 руб.; вес реостата 124 кг.

**Выводы.** 1. Существующие реостаты и станции управления во многих случаях не соответствуют требованиям автоматизированного производства и поэтому подлежат замене аппаратами с автоматически изменяющимися в функции скольжения активными сопротивлениями. Этим важным свойством обладают индукционные реостаты.

2. Электродвигатель с индукционным реостатом имеет исключительно благоприятную механическую характеристику по сравнению с короткозамкнутым электродвигателем с одной или двумя обмотками на роторе. Путем изменения электрических параметров массивного магнитопровода можно изменять форму механической характеристики.

3. Механические характеристики электродвигателя с индукционным реостатом соответствуют регулируемому электроприводу.

4. Индукционный реостат обладает повышенной эксплуатационной надежностью, так как не имеет подвижных контактов и не требует масла для охлаждения.

#### Литература

1. Абрамов А. Г. и Шмаков В. Н., Индукционный саморегулирующийся реостат для пуска асинхронных электродвигателей с фазным ротором, «Энергетик», 1956, № 7.

2. Шенфельд К. И., Асинхронные машины, ГОНТИ, 1938.

3. Сыромятников И. А., Режимы работы асинхронных и синхронных электродвигателей, Госэнергоиздат, 1963.

[26.5.1965]



УДК 621.3.045.5:621.3.029.4

## Определение сопротивлений индуктивно связанных однослойных обмоток, работающих в широком диапазоне частот

Кандидат техн. наук, доц. С. Б. ВАСЮТИНСКИЙ и инж. Г. П. НАГАЕНКО  
Ленинградский политехнический институт им. Калинина

1. В различных отраслях промышленности применяются устройства, содержащие индуктивно связанные обмотки, которые работают при повышенных частотах (порядка нескольких тысяч герц) либо в широком диапазоне частот от единиц до нескольких тысяч герц. В качестве примера можно указать на трансформаторы в установках для высокочастотной закалки, работающие при частотах от 2 до 10 кгц, выходные трансформаторы оконечной ступени мощных усилителей (модуляционные трансформаторы) и обмотки вибрационных стендов [Л. 1], обычно работающие в диапазоне частот от единиц герц до 5—10 кгц.

Расчет активных сопротивлений и индуктивных сопротивлений рассеяния таких обмоток без учета эффекта вытеснения тока при повышенных частотах, а также неучет неравенства н. с. первичной и вторичной обмоток при самых низких частотах (порядка единиц или нескольких десятков герц) при-

водит к очень значительным погрешностям. В данной статье предлагается методика расчета сопротивлений однослойных цилиндрических обмоток со сплошной намоткой при равномерно распределенных н. с. по их высоте, работающих в диапазоне частот от единиц герц до нескольких тысяч герц. В предлагаемой методике учитывается эффект вытеснения тока, а также, где это необходимо, неравенство н. с. первичной и вторичной обмоток.

2. При выводе формул для расчета эквивалентных параметров обмоток принимали обычные допущения, которые кладутся в основу расчета индуктивности рассеяния обмоток трансформатора, а именно: пренебрегали кривизной обмоток, реальную картину поля рассеяния заменяли расчетной (прямолинейные магнитные трубы, параллельные оси обмоток), обмотки рассматривали как цепи с сосредоточенными параметрами, пренебрегали емкостными связями между витками обмотки и

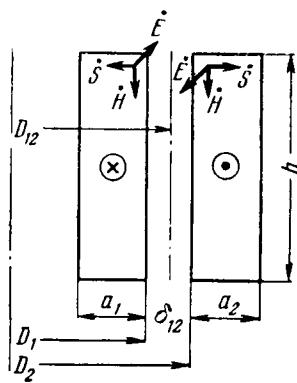


Рис. 1. Направление векторов напряженности магнитного и электрического полей и вектора Пойнтинга.

сомнение может быть поставлена допустимость пренебрежения емкостями между обмотками и их элементами и рассмотрения обмоток как цепей с сосредоточенными параметрами. Однако произведенные расчеты показывают, что примерно до частоты 10 кГц могут быть использованы все допущения, применяемые при частоте 50 Гц. Допустимость рассмотрения обмотки как цепи с сосредоточенными параметрами может быть оценена из сопоставления длины провода обмотки и длины электромагнитной волны в диэлектрике. Последняя при частоте 10 кГц составляет около 30 см, что обычно значительно превышает длину реальной обмотки.

Принятые допущения позволяют при рассмотрении полей рассеяния заменить пару индуктивно связанных обмоток трансформатора или другого аппарата двумя плоскими шинами с равными и противоположно направленными токами (рис. 1). Если расстояние между шинами такого же порядка, как и толщина, и много меньше высоты, то можно считать, что напряженность магнитного поля в зазоре между шинами и соответственно в зазоре между обмотками равна:

$$\dot{H}_{me} = \frac{I_m}{h},$$

где  $I_m$  — комплексная амплитуда тока в одной из обмоток (число витков обмоток будем считать равными единице).

Для вычисления активных сопротивлений и индуктивных сопротивлений рассеяния обмоток применим теорему Умова—Пойнтинга. Согласно этой теореме полное внутреннее сопротивление проводника может быть определено как частное от деления потока вектора Пойнтинга сквозь боковую поверхность проводника на квадрат протекающего по нему тока.

Выберем для каждой из обмоток свою систему прямоугольных координат с центром, расположенным на внутренней поверхности обмотки, направив ось  $z$  параллельно вектору Пойнтинга. Комплексная амплитуда напряженности магнитного поля в любой точке  $z$  определяется уравнением [Л. 2]

$$\dot{H}_m = C_1 e^{pz} + C_2 e^{-pz},$$

между обмотками. Кроме того, принимали, что при всех частотах, за исключением самых низких, намагничивающие силы индуктивно связанных обмоток равны и противоположны по направлению (пренебрегали намагничивающим контуром в схеме замещения).

Правомерность указанных допущений для обмоток трансформатора и других аппаратов при частоте 50 Гц не вызывает сомнений. При повышенных частотах под

где  $C_1$  и  $C_2$  — постоянные;

$$p = k(1+j) = \sqrt{\frac{\omega\mu\gamma}{2}}(1+j)$$

Здесь  $\omega = 2\pi f$  — угловая частота переменного тока;  $\mu$  и  $\gamma$  — магнитная проницаемость и электрическая проводимость материала обмотки.

Постоянные  $C_1$  и  $C_2$  определим из граничных условий:

$$\begin{aligned}\dot{H}_m &= 0 \text{ при } z = a; \\ \dot{H}_m &= \dot{H}_{me} \text{ при } z = 0.\end{aligned}$$

При этом получаем:

$$\dot{H}_m = \frac{I_m}{h} \frac{\operatorname{sh} p(a-z)}{\operatorname{sh} pa},$$

и, следовательно, напряженность электрического поля на поверхности обмотки равна:

$$\dot{E}_{me} = -\frac{1}{\gamma} \frac{d\dot{H}_m}{dz} \Big|_{z=0} = \frac{pI_m}{\gamma h \operatorname{th} pa}.$$

В нашем случае напряженность магнитного поля на поверхности обмоток совпадает по фазе с током, поэтому полное внутреннее сопротивление на единицу длины любой из обмоток может быть найдено из соотношения

$$Z = \frac{\dot{S}h}{I^2} = \frac{\dot{E}_{me} \dot{H}_{me} h}{I_m^2} = \frac{p}{\gamma h \operatorname{th} pa}.$$

Имея в виду, что

$$\operatorname{th} pa = \frac{\operatorname{sh} 2ka + j \sin 2ka}{\operatorname{ch} 2ka + \cos 2ka},$$

после преобразований найдем активное и внутреннее индуктивное сопротивления обмоток на единицу длины:

$$r = \frac{k}{\gamma h} \frac{\operatorname{sh} 2ka + \sin 2ka}{\operatorname{ch} 2ka - \cos 2ka}; \quad (1)$$

$$x = \frac{k}{\gamma h} \frac{\operatorname{sh} 2ka - \sin 2ka}{\operatorname{ch} 2ka - \cos 2ka}. \quad (2)$$

При выводе этих формул мы исходили из допущения, что расчетная длина трубок магнитного поля рассеяния равна высоте обмоток. Обычно при расчете индуктивного сопротивления рассеяния за расчетную длину магнитных трубок берут величину  $h/\beta$ , где  $\beta$  — коэффициент Роговского или Марквардта [Л. 3]. Введением этого коэффициента по существу учитывается влияние краевого эффекта на индуктивное сопротивление. При этом

$$x = \frac{\beta k}{\gamma h} \frac{\operatorname{sh} 2ka - \sin 2ka}{\operatorname{ch} 2ka - \cos 2ka}. \quad (3)$$

Чтобы получить активные и внутренние индуктивные сопротивления обмоток 1 и 2 (рис. 1), нужно  $r$  и  $x$  умножить на квадрат числа витков и на длину окружности соответствующего диаметра ( $D_1$  или  $D_2$ ). Таким образом, сопротивления обмоток будут равны:

$$\begin{aligned}r_1 &= r\pi D_1 w^2; \quad x_1 = x\pi D_1 w^2; \\ r_2 &= r\pi D_2 w^2; \quad x_2 = x\pi D_2 w^2,\end{aligned}$$

где  $w$  — число витков, к которому приводятся сопротивления.

Индуктивное сопротивление рассеяния двух магнитно-связанных обмоток складывается из трех сопротивлений: двух внутренних индуктивных сопротивлений, соответствующих магнитным потокам, проходящим в пространстве, занятом обмотками, и сцепляющимся с частью одной из обмоток, и внешнего индуктивного сопротивления, соответствующего магнитному потоку, который проходит по каналу рассеяния шириной  $\delta_{12}$  и сцепляется полностью с одной или другой обмоткой. Внутренние индуктивные сопротивления — это сопротивления  $x_1$  и  $x_2$ , а внешнее сопротивление не зависит от эффекта вытеснения тока и может быть вычислено по формуле

$$x_{12} = \frac{2\pi f \mu_0 \delta_{12} \pi D_{12} w^2 \beta}{h},$$

где  $D_{12}$  — средний диаметр.

Таким образом, активное сопротивление и индуктивное сопротивление рассеяния двух магнитно-связанных обмоток равны:

$$r_s = r_1 + r_2; \quad x_s = x_1 + x_2 + x_{12}.$$

Чтобы показать, в какой мере эффект вытеснения тока влияет на величину активного и внутреннего индуктивного сопротивления обмоток, отнесем их к соответствующим значениям при отсутствии вытеснения тока.

Омическое сопротивление на единицу длины обмотки равно:

$$r_0 = \frac{1}{\gamma ah}. \quad (4)$$

Разделив выражение (1) на (4), найдем коэффициент, учитывающий влияние вытеснения тока на величину активного сопротивления:

$$k_r = \frac{r}{r_0} = ka \frac{\sinh 2ka + \sin 2ka}{\cosh 2ka - \cos 2ka}. \quad (5)$$

Внутреннее индуктивное сопротивление обмотки на единицу длины при  $w = 1$  и при отсутствии эффекта вытеснения тока равно [Л. 4]:

$$x_0 = \frac{2\pi f \mu_0 \beta a}{3h}. \quad (6)$$

Поэтому, разделив (3) на (6), получим коэффициент, учитывающий влияние вытеснения тока на величину индуктивного сопротивления:

$$k_x = \frac{x}{x_0} = \frac{3}{2ka} \frac{\sinh 2ka - \sin 2ka}{\cosh 2ka - \cos 2ka}. \quad (7)$$

На рис. 2 представлена зависимость коэффициентов  $k_r$  и  $k_x$  от параметра  $ka$ , из которой следует, что влияние эффекта вытеснения тока на внутренние сопротивления обмоток при больших значениях  $ka$  весьма значительно. Кривые на рис. 2 могут быть использованы для определения сопротивлений короткого замыкания любой пары обмоток. Эти сопротивления будут равны:

$$r_s = r_{01} k_{r1} + r_{02} k_{r2}, \\ x_s = x_{01} k_{x1} + x_{12} + x_{02} k_{x2},$$

где  $r_{01}$  и  $r_{02}$  — омические сопротивления обмоток;  $x_{01}$  и  $x_{02}$  — их внутренние индуктивные сопротивления, подсчитанные без учета влияния вытеснения тока.

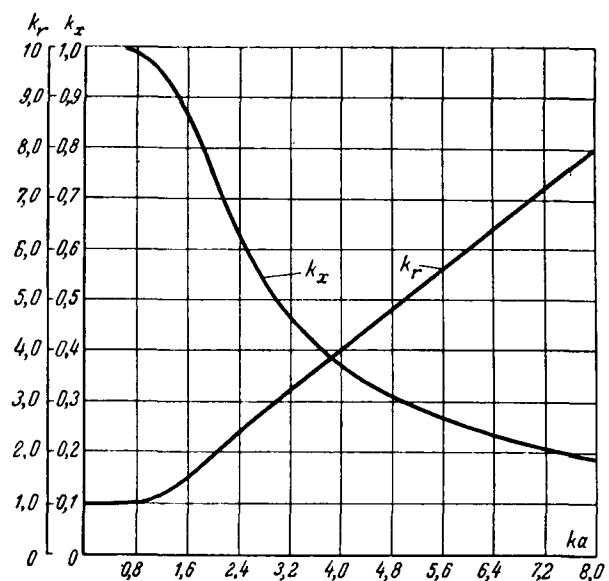


Рис. 2. Зависимость коэффициентов, учитывающих влияние вытеснения тока на величину активного и внутреннего индуктивного сопротивлений, от параметра  $ka$ .

3. При проектировании аппаратов, работающих в широком диапазоне частот, приходится вычислять сопротивления обмоток, в частности, и при низких частотах. Обратим внимание на некоторую специфику этих вычислений.

При низких частотах и особенно при слабой магнитной связи между обмотками (трансформаторы без сердечника, вибростенды и др.) нельзя пренебречь током намагничивания. В этом случае нужно пользоваться полной схемой замещения трансформатора с учетом ветви намагничивания. При Т-образной схеме замещения двух магнитно-связанных обмоток получим следующие выражения для эквивалентных сопротивлений:

$$r_s = r_1 + \frac{r_2 x_m^2}{r_2^2 + (x_{s2} + x_m)^2}; \\ x_s = x_{s1} + \frac{r_2^2 x_m + x_{s2} x_m (x_{s2} + x_m)}{r_2^2 + (x_{s2} + x_m)^2},$$

где  $r_1$  и  $r_2$  — активные сопротивления первичной и вторичной обмоток;

$x_{s1}$  и  $x_{s2}$  — индуктивные сопротивления рассеяния обмоток;

$x_m$  — индуктивное сопротивление ветви намагничивания.

Сопротивления  $x_{s1}$  и  $x_{s2}$  приходится определять приближенно, например, считая, что граница между потоками рассеяния, сцепляющимися с разными обмотками, проходит посередине канала рассеяния, т. е. вычислять их по формулам:

$$x_{s1} = x_1 + \frac{x_{12}}{2};$$

$$x_{s2} = x_2 + \frac{x_{12}}{2}.$$

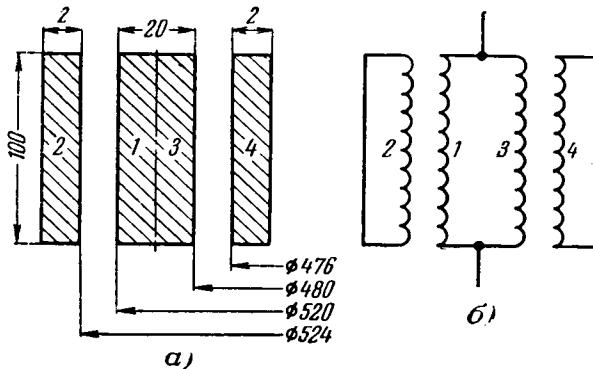


Рис. 3. Размеры макета вибростенда и его схема замещения.

Сопротивление  $x_m$  лучше всего определять, исходя из полной индуктивности первичной обмотки [Л. 5]:

$$L_1 = \frac{\pi}{4} \mu_0 \omega^2 \frac{D^2}{h} (\alpha - \rho),$$

где  $D$  — средний диаметр обмотки;

$\alpha$  — коэффициент, зависящий от  $h/D$ ;

$\rho$  — коэффициент, учитывающий влияние радиальной ширины обмотки на ее индуктивность.

Тогда

$$x_m = \omega L_1 - x_{s1}.$$

4. В заключение приведем результаты расчета и эксперимента, проведенного на макете вибростенда, имевшего однослойную обмотку, намотанную прямоугольной алюминиевой шиной, и два цилиндрических медных экрана, расположенных у боковых поверхностей обмотки. Размеры макета показаны на рис. 3, а.

Макет по существу представлял собой короткозамкнутый трехобмоточный трансформатор без сердечника, первичной обмоткой которого была обмотка макета вибростенда, а вторичными обмотками — экраны. Электромагнитная энергия проникает в обмотки и экраны из внутреннего и наружного по отношению к обмотке каналов рассеяния, поэтому такой трехобмоточный трансформатор может быть заменен двумя короткозамкнутыми двухобмоточными, первичные обмотки которых соединены параллельно, как схематически показано на рис. 3, б.

Для каждого из трансформаторов по полной схеме замещения были подсчитаны эквивалентные сопротивления  $r_s$  и  $x_s$ , а затем соответствующие сопротивления трехобмоточного трансформатора. Расчет показал, что эти сопротивления в данном случае при частотах выше 300 гц практически равны соответствующим сопротивлениям  $r_s$  и  $x_s$  (отличие составляет не более 2—3%). Однако при низких частотах пренебрежение намагничивающим контуром приводит к очень большой погрешности. Так, для рассмотренного макета при частотах 2—10 гц расчетное значение индуктивного сопротивления получается на порядок ниже, а активного сопротивления — в 2—3 раза выше действительного.

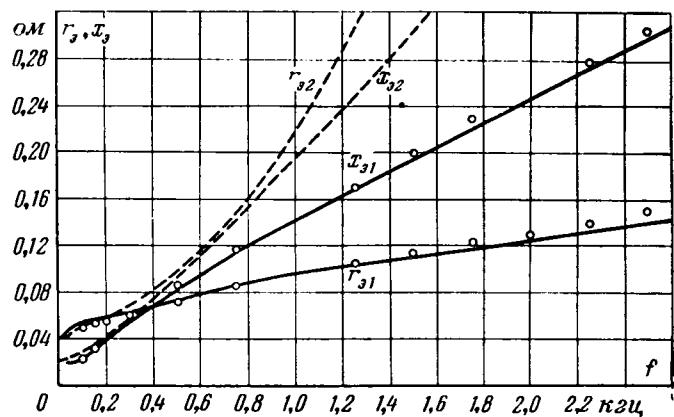


Рис. 4. Эквивалентные сопротивления макета вибростенда в зависимости от частоты.

На рис. 4 представлена зависимость значений эквивалентных активных и индуктивных сопротивлений макета от частоты. Точки отмечены значениями, полученными экспериментально. Сплошные линии на рисунках относятся к расчету, произведенному по изложенной в данной статье методике. Пунктирные кривые построены на основании расчетов, произведенных по существующей методике. В этом случае при вычислении индуктивных сопротивлений эффект вытеснения тока совсем не учитывался, а при вычислении активных сопротивлений учитывался приближенно, без учета размагничивающего действия вихревых токов на поле рассеяния обмоток, т. е. по формуле [Л. 4]

$$r = r_0 k_r,$$

где

$$k_r = 1 + 1,73 f^2 a^4 n_r^2 \gamma^2 \cdot 10^{-12}$$

( $n_r$  — число проводников обмотки в направлении, перпендикулярном потоку рассеяния, в нашем случае равное единице).

Как видно из рис. 4, расхождения между результатами расчетов, произведенных различными методами, при частотах, превышающих 300 гц, получаются весьма значительными.

Эксперименты, аналогичные описанным, проводились авторами также на других макетах при частотах от единиц герц до 10 кгц. Результаты экспериментов хорошо совпадали с теоретическими расчетами и подтвердили возможность применения предлагаемой методики в данном диапазоне частот.

#### Литература

1. Васютинский С. Б., Нагаенко Г. П. и Федорин М. И., Экранирование стальных массивов вибростенда от переменного магнитного поля, «Электричество», 1959, № 3.
2. Бессонов Л. А., Теоретические основы электротехники, изд-во «Высшая школа», 1962.
3. Петров Г. Н., Трансформаторы, Энергоиздат, 1934.
4. Петров Г. Н., Электрические машины, ч. I, Госэнергоиздат, 1956.
5. Калантаров П. Л. и Цейтлин Л. А., Расчет индуктивностей, Госэнергоиздат, 1955.

[19.2.1965]



# Волновой метод расчета экранов и элементов электрических машин

*Доц. доктор Януш Туровски*

*Политехнический институт в Лодзи, Польша*

**Введение.** Современные сверхмощные трансформаторы и автотрансформаторы, а также реакторы, синхронные генераторы и другие мощные энергетические установки требуют интенсивной защиты массивных стальных элементов от действия сильных полей рассеяния. Самым эффективным средством такой защиты являются электромагнитные и магнитные экраны. Первые из них разработаны уже довольно подробно [Л. 1], но в основном только применительно к слаботочной высокочастотной технике. Результаты этих работ лишь в малой степени пригодны к исследованию экранов мощных энергетических установок, для которых характерны низкие частоты, большие потери, большие геометрические размеры и переменная магнитная проницаемость защищаемых деталей. Что касается магнитных экранов, то хотя они и применяются в отдельных конструкциях (в виде пакетов шихтованной стали), их общая теория еще не разработана вовсе.

В настоящей статье предлагается классификация электромагнитных экранов, а также простой обобщенный метод электромагнитного расчета экранов и других конструкционных деталей электрических машин, основанный на анализе волновых процессов внутри проводящей стенки.

**Классификация экранов.** По эффективности экранирования электромагнитные экраны можно подразделить на замкнутые, открытые и полузамкнутые. Замкнутыми можно назвать такие экраны, в которых электромагнитное поле на противоположной стороне экрана может образоваться исключительно путем проникновения через его стенку. Открытыми назовем экраны, в которых основная часть электромагнитного поля попадает на противоположную сторону экрана, окружая его стенку. Полузамкнутыми можно считать экраны, в которых электромагнитное поле переходит на противоположную сторону экрана обоими путями.

Замкнутый в электромагнитном смысле экран не обязательно должен являться замкнутой в механическом смысле коробкой. Вид экрана в основном зависит от конфигурации внешнего поля на поверхности защищаемого пространства. Классическим примером замкнутого и открытого действия одного и того же экрана являются цилиндрические экраны шин (рис. 1) мощных турбогенераторов [Л. 2].

Очевидно, что экраны конструкционных элементов следует так проектировать, чтобы они были замкнутыми для защищаемого пространства. В противном случае они не только не будут экранировать, но даже при плохом стечении обстоятельств могут вызвать некоторое увеличение потерь мощности в экранируемой детали. Например, бак трансформатора является замкнутым экраном для поля рассеяния трансформатора, так как вихревые токи в нем возникают в основном только на внутренней поверхности бака [Л. 3]. В то же время через подвешенный на внутренней поверхности

бака небольшой лист меди или алюминия вихревые токи могут переносить электромагнитное поле на противоположную сторону экрана независимо от его толщины по принципу, показанному на рис. 1,б. В этом случае получится открытый или полузамкнутый экран, не влияющий на уменьшение потерь в баке. В настоящее время практически уже не строят сверхмощных трансформаторов (порядка 100 МвА и выше) без экранирования бака, но это — большие (замкнутые) электромагнитные экраны, закрывающие почти всю внутреннюю поверхность бака (или иногда магнитные экраны).

Замкнутые электромагнитные экраны можно в свою очередь подразделить на проницаемые, или «прозрачные», и непроницаемые экраны. Проницаемым назовем такой экран, при котором электромагнитная волна, падающая на него с одной стороны, после проникновения к противоположной стенке экрана имеет еще настолько большое значение, что им нельзя пренебречь с технической точки зрения. Из этого вытекает также определение непроницаемого экрана, который при теоретических рассуждениях можно заменить бесконечным полупространством.

К экранам в широком смысле можно отнести также металлические стенки, на которые электромагнитная волна падает с обеих сторон. Такого рода экраном будет крышка трансформатора для электромагнитного поля вводов или труба с протекающим внутри нее током (рис. 1,б).

**Волновой метод расчета замкнутых экранов**<sup>1</sup>. Рассмотрим бесконечно протяженную во все стороны проницаемую для электромагнитного поля проводящую стенку, на которую с одной стороны падает плоская электромагнитная волна (рис. 2). Пусть эта стенка обладает комплексным волновым сопротивлением  $Z_2$ , а окружающее ее пространство с левой и правой сторон — соответственно сопротивлениями  $Z_1$  и  $Z_3$ .

Из решения уравнений Максвелла для проводящих сред [Л. 4] известно, что электромагнитная волна, проникающая внутрь проводящей стенки, затухает в ней в результате действия вихревых токов согласно закону:

$$\dot{H} = \dot{H}_{e1} e^{-\alpha z} \quad \text{и} \quad \dot{E} = \frac{\alpha}{\gamma} \dot{H}_{e1} e^{-\alpha z}, \quad (1)$$

где  $\dot{H}_{e1}$  — максимальное значение первой гармоники напряженности магнитного поля на левой (рис. 2) поверхности экрана:

$$z = (1 + j) k; \quad k = \sqrt{\frac{\omega \mu \gamma}{2}}; \quad \omega = 2\pi f,$$

где  $\mu$  — магнитная проницаемость среды 2;

$\gamma$  — удельная проводимость среды 2;

$z$  — расстояние от граничной поверхности 1,

<sup>1</sup> Все формулы в системе единиц МКСА.

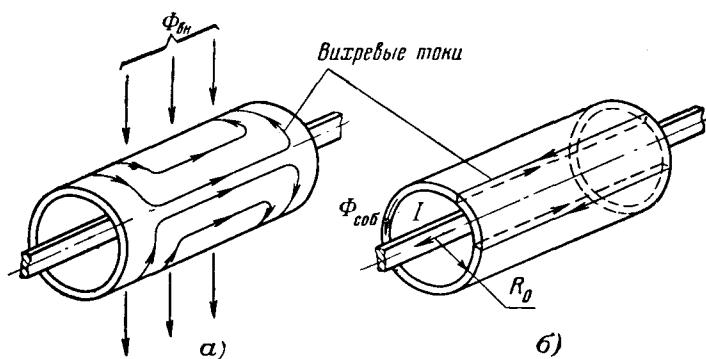


Рис. 1. Различное действие одного и того же экрана в зависимости от конфигурации поля на его поверхности.  
а — экран, замкнутый для внутреннего пространства трубы; б — экран, открытый для внешнего пространства;  $\Phi_{\text{вн}}$  — внешний магнитный поток;  $\Phi_{\text{соб}}$  — собственный магнитный поток.

Электромагнитная волна, доходя до поверхности среды с иным волновым сопротивлением, отражается от нее с комплексным коэффициентом отражения: от поверхности 2

$$\left. \begin{aligned} M_2 &= \frac{\dot{H}_{\text{отр}2}}{\dot{H}_{\text{пад}2}} = \frac{\dot{E}_{\text{отр}2}}{\dot{E}_{\text{пад}2}} = \frac{Z_2 - Z_3}{Z_2 + Z_3}; \\ \text{от поверхности 1} & \\ M_1 &= \frac{\dot{H}_{\text{отр}1}}{\dot{H}_{\text{пад}1}} = \frac{\dot{E}_{\text{отр}1}}{\dot{E}_{\text{пад}1}} = \frac{Z_2 - Z_1}{Z_2 + Z_1}, \end{aligned} \right\} \quad (2)$$

где для металла  $Z = \frac{\alpha}{\gamma}$ , а для диэлектрика  $Z = \sqrt{\frac{\mu}{\epsilon}}$ .

Так как величина магнитной проницаемости оказывается всегда под знаком корня, можно в первом приближении считать, что волновое сопротивление стали постоянно.

На рис. 2 схематически представлены огибающие магнитной составляющей волны, проникающей через плоскость  $z=0$ , а также огибающие отраженных волн.

Результирующая напряженность магнитного поля на расстоянии  $z$  от поверхности является результатом суммирования волн основной и отраженных:

$$\begin{aligned} \dot{H}(z) &= \dot{H}_{e1} e^{-\alpha z} + (\dot{H}_{e1} e^{-\alpha d} M_2) e^{-\alpha(d-z)} + \\ &+ (\dot{H}_{e1} e^{-\alpha d} M_2 e^{-\alpha d} M_1) e^{-\alpha z} + \\ &+ (\dot{H}_{e1} e^{-2\alpha d} M_1 M_2 e^{-\alpha d} M_2) e^{-\alpha(d-z)} + \dots \end{aligned} \quad (3)$$

Решая этот ряд [Л. 5], получаем для любой точки  $z$  внутри экрана при бесконечном числе отражений

$$\dot{H}(z) = \dot{H}_{e1} = \frac{e^{-\alpha(d-z)} + M_2 e^{-\alpha(d-z)}}{e^{\alpha d} - M_1 M_2 e^{-\alpha d}}. \quad (4)$$

На противоположной поверхности экрана ( $z=d$ ) напряженность магнитного поля равна:

$$\dot{H}_{e2} = \frac{\dot{H}_{e1}}{e^{\alpha d} - M_1 M_2 e^{-\alpha d}} \frac{2z_2}{z_2 + z_3}. \quad (5)$$

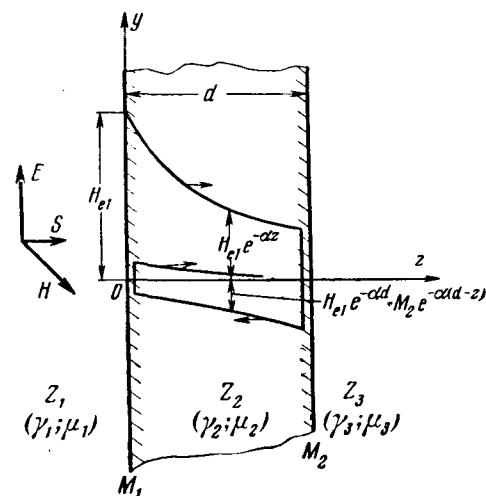


Рис. 2. Отражение магнитной составляющей электромагнитной волны, проникающей в замкнутый экран с одной стороны.

При толщине медного экрана  $d \ll 1 \text{ см}$ , окруженного воздухом, и частоте 50 гц эта формула упрощается [Л. 5]:

$$\dot{H}_{e2} \approx \frac{\dot{H}_{e1}}{z_0 \gamma_2 d} \quad (z_0 = 377 \text{ ом}). \quad (6)$$

В случае же, когда такой медный экран прилегает одной стороной к стали, на поверхности стали будет напряженность магнитного поля

$$\dot{H}_{e2} \approx \frac{\dot{H}_{e1}}{\gamma_2 d} \sqrt{\frac{\gamma_3}{\omega \mu_3}} e^{-j \frac{\pi}{4}}. \quad (7)$$

Например, при  $\mu'_3 = 1000$  и  $d = 0,5 \text{ мм}$  получим  $\dot{H}_{e2} \approx 0,156 \dot{H}_{e1}$ .

Нетрудно заметить, что эффективность экранирования значительно больше, когда экран несколько отодвинут от поверхности стали [Л. 6], чем в случае, когда экран прилегает к стали [Л. 7]. Физически это различие объясняется уменьшением реактивности внутренних слоев экрана, если он отодвинут от стали.

Положив  $\alpha d \gg 1$ , формулу (5) можно привести к применяемой при высоких частотах форме:

$$\dot{H}_{e2} = \dot{H}_{e1} \frac{2 \sqrt{\frac{\mu_2 \gamma_3}{\mu_3 \gamma_2}}}{1 + \sqrt{\frac{\mu_2 \gamma_3}{\mu_3 \gamma_2}}}. \quad (8)$$

Аналогично формуле (4) можно вывести общую формулу для электрической составляющей электромагнитной волны внутри экрана [Л. 5]:

$$\dot{E} = \frac{\alpha}{\gamma} \dot{H}_{e1} \frac{e^{\alpha(d-z)} - M_2 e^{-\alpha(d-z)}}{e^{\alpha d} - M_1 M_2 e^{-\alpha d}}. \quad (9)$$

Принимая допущения, относящиеся к формуле (6), получаем для противоположной поверхности экрана

$$\dot{E}_{e2} \approx \frac{\dot{H}_{e1}}{\gamma d}. \quad (10)$$

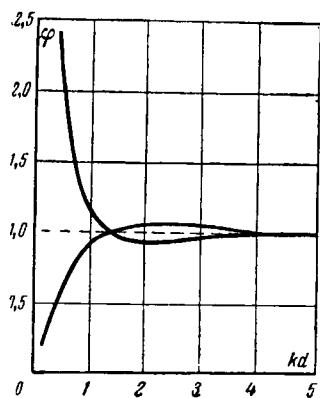


Рис. 3. Коэффициент потерь в замкнутом экране в зависимости от его толщины и материала.

Из формул (9) и (10) вытекает, что вихревые токи не распределяются симметрично на обеих поверхностях замкнутого экрана, чем подтверждается экспериментальное наблюдение Марквардта [Л. 3], установившего, что в баке трансформатора вихревые токи замыкаются в основном на внутренней его поверхности.

Потери активной и реактивной мощности в экране можно рассчитать [Л. 5] как разницу векторов Пойнтинга на поверхностях  $z=0$  и  $z=d$ .

Потери активной мощности на единицу поверхности экрана равны:

$$P_{\text{ак}} = \varphi \sqrt{\frac{\omega \mu}{2\gamma}} \frac{H_e^2}{2}, \quad (11)$$

где

$$\varphi = \frac{e^{2kd} - |M_2|^2 e^{-2kd} - 2|M_2| \sin 2kd - 1 + |M_2|^2}{e^{2kd} + |M_1| |M_2| e^{-2kd} - 2|M_1| |M_2| \cos 2kd}. \quad (12)$$

На рис. 3 приведена зависимость коэффициента  $\varphi$  от параметра экрана  $kd$ .

В случае, когда экран прилегает к поверхности защищаемой стальной детали, следует учесть потери в ней. Общие потери в такой системе (при  $kd < 1$ ) составляют [Л. 5]:

$$P_1 = \frac{1}{kd} \sqrt{\frac{\omega \mu_2}{2\gamma_2}} \frac{H_{el}^2}{2} \left( 1 + \frac{\sqrt{\gamma_3}}{d\gamma_2 \sqrt{2\omega \mu_3}} \right). \quad (13)$$

Принимая  $\gamma_3 = 7 \cdot 10^6 \text{ 1/ом} \cdot \text{м}$  (сталь);  $\gamma_2 = 54 \cdot 10^6 \text{ 1/ом} \cdot \text{м}$  (медь);  $\mu_3 = 1000 \cdot 4\pi \cdot 10^{-7} \text{ в.сек/ом} \cdot \text{м}$ ;  $f = 50 \text{ Гц}$ , получаем ( $d$  — в метрах):

$$P_1 = \varphi \sqrt{\frac{\omega \mu_2}{2\gamma_2}} \frac{H_{el}^2}{2} \left( 1 + \frac{a}{d} \right) \quad (14)$$

(здесь  $a = 5,5 \cdot 10^{-5} \text{ м}$ ).

Из формулы (14) следует, что даже при малых толщинах экранов потери мощности в системе медный экран — стальная поверхность только на несколько процентов больше потерь в самом экране. Зависимость этих потерь от напряженности магнитного поля, а следовательно, и от тока в трансформаторе — квадратичная. Изменение коэффициента  $\varphi$  (рис. 3) показывает существенное влияние частоты и удельной проводимости экрана на величину потерь.

Для меди, как известно,  $k_{Cu} = 100 \text{ 1/m}$ , а для алюминия  $k_{Al} = 81 \text{ 1/m}$ . Из рис. 3 следует, что оптимальная толщина медного экрана составляет около 10 мм ( $kd \approx 1$ ), а для алюминия около 12,4 мм. Обычно бак трансформатора экранируют листами меди толщиной 4–5 мм ( $\varphi \approx 2$ ). Для получения этих же потерь при алюминиевом экране следо-

вало бы увеличить его толщину так, чтобы уменьшение коэффициента  $\varphi$  компенсировало в формуле (14) уменьшение удельной проводимости, т. е.

$$\varphi_{Al} = \varphi_{Cu} = \sqrt{\frac{\gamma_{Al}}{\gamma_{Cu}}} = 2 \sqrt{\frac{35}{54}} = 1,62.$$

Этому числу на рис. 3 соответствует  $kd = 0,7$ , т. е. требуемая толщина алюминиевого экрана составляет:

$$d_{Al} = \frac{0,7}{81} \cdot 1000 = 8,7 \text{ мм.}$$

Коэффициент уменьшения потерь при применении экрана составляет [Л. 5]:  
при  $kd < 1$

$$p \approx \frac{1}{\gamma_2 d} \sqrt{\frac{2\gamma_3}{\omega \mu_3}}; \quad (15)$$

при  $kd \geq 1$  (высшие частоты)

$$p \approx \sqrt{\frac{\mu_2 \gamma_3}{\mu_3 \gamma_2}}. \quad (16)$$

Проницаемый экран при падении симметричной волны с двух сторон. К этому случаю относятся помещенные в междуобмоточных зазорах электростатические экраны трансформаторов, листы шихтованного сердечника, тонкие крышки трансформаторов, плоские медные провода и т. д.

Будем считать, что на экран, представленный на рис. 2, с противоположных сторон падают две одинаковые электромагнитные волны из сред 2 и 3, диэлектрические постоянные которых равны (т. е.  $M_1 = M_2 = M$ ). Применяя принцип наложения волновых процессов в экране, сложим выражение (4) с аналогичным выражением, в котором  $d-z$  заменено на  $z$ . В результате получим:

$$\dot{H}(z) = \frac{\dot{H}_e}{e^{\alpha d} - M^2 e^{\alpha d}} [e^{\alpha(d-z)} + M e^{-\alpha(d-z)} + e^{\alpha z} + M e^{-\alpha z}]. \quad (17)$$

Заменяя в выражении (9)  $d-z$  на  $z$  и вычитая первое из второго, найдем:

$$\dot{E}(z) = \frac{\alpha}{\gamma} \frac{\dot{H}_e}{e^{\alpha d} - M^2 e^{-\alpha d}} [e^{\alpha(d-z)} - M e^{-\alpha(d-z)} - e^{\alpha z} + M e^{-\alpha z}]. \quad (18)$$

Принимая допущение  $M = -1$ , получаем:

$$H(z) = \dot{H}_e \frac{\operatorname{ch} \alpha \left( \frac{d}{2} - z \right)}{\operatorname{ch} \frac{\alpha d}{2}}$$

$$\dot{E}(z) = \frac{\alpha}{\gamma} \dot{H}_e \frac{\operatorname{sh} \alpha \left( \frac{d}{2} - z \right)}{\operatorname{ch} \frac{\alpha d}{2}}. \quad (19)$$

Определив с помощью этих формул комплексный вектор Пойнтинга, после преобразований найдем активную и реактивную составляющие мощности тетраэдров во всей толще листа на единицу его поверхности:

$$P_1 = \zeta \sqrt{\frac{\omega \mu}{2\gamma}} H_e^2; \quad (20)$$

$$Q_1 = \psi \sqrt{\frac{\omega \mu}{2\gamma}} H_e^2; \quad (21)$$

и коэффициент мощности:

$$\cos \varphi = \frac{\zeta}{\sqrt{\zeta^2 + \psi^2}}, \quad (22)$$

где

$$\zeta = \frac{\sin kd - \sin kd}{\cosh kd + \cos kd}; \quad \psi = \frac{\sin kd + \sin kd}{\cosh kd + \cos kd}. \quad (23)$$

Зависимости коэффициентов  $\zeta$  и  $\psi$ , а также  $\varphi$  от  $kd$  приведены на рис. 4 (сплошные кривые — для немагнитных материалов, пунктирные — для стали). Насыщение стали и явление гистерезиса приблизительно в 1,4 раза уменьшают глубину проникновения электромагнитной волны в металл [Л. 2].

Заменяя при  $kd < 1$  гиперболические и тригонометрические функции в формулах (23) первыми членами их рядов, из выражений (20) можно получить упрощенные формулы для потерь активной мощности на вихревые токи и реактивной мощности намагничивания трансформаторной стали [Л. 4 и 6]:

$$\Delta P_{\text{ст}} \approx \frac{1}{24} \gamma \omega^2 B^2 d^2 [\text{вт}/\text{м}^3]; \quad (24)$$

$$\Delta Q_{\text{ст}} \approx 2,1 \frac{f}{\gamma} B_{\text{ср}}^2 [\text{вар}/\text{м}^3]. \quad (25)$$

Формула (20) с учетом  $\zeta$  позволила также найти потери в «прозрачной» крышке трансформатора и их зависимость от магнитной проницаемости и толщины крышек [Л. 7]. По этим зависимостям, проверенным экспериментально, можно определить уменьшение потерь при снижении магнитной проницаемости (в результате насыщения или применения немагнитного металла) или уменьшении толщины крышки.

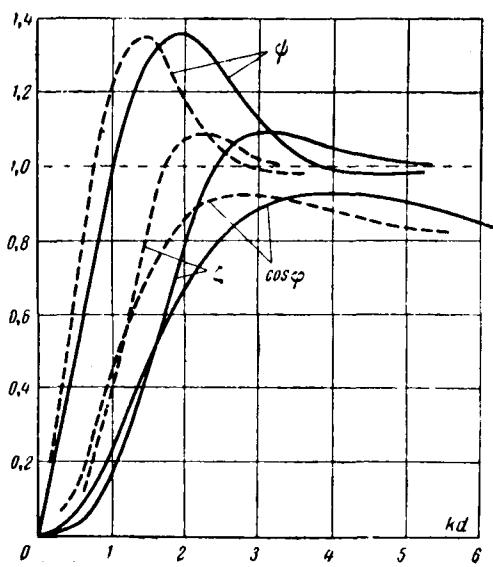


Рис. 4. Коэффициенты потерь в «прозрачных» стенах при симметричном падении волны с двух сторон.

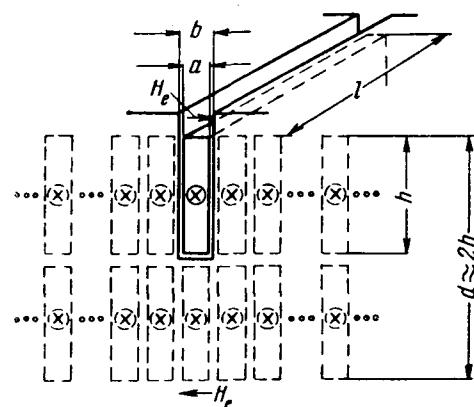


Рис. 5. Зеркальные изображения проводника в пазу электрической машины.

**Сопротивление проводников в пазу электрической машины.** Волновой метод и получение с его помощью выражения (4) и (9) позволяют быстро найти формулы Фильда, определяющие сопротивление проводников в пазу глубокопазной электрической машины. Применяя принцип зеркальных изображений (рис. 5), можно видеть, что совокупность действительного проводника и его зеркальных изображений в стенах паза можно рассматривать как помещенную в воздухе сплошную медную стенку толщиной  $d=2h$ , у которой напряженности магнитного поля на ее поверхностях одинаковы по абсолютному значению, но противоположны по знаку:

$$H_e = \pm \frac{\sqrt{2} I}{b}. \quad (26)$$

Напряженность электрического поля на поверхности получим, складывая выражения (9) при  $z=0$  и  $z=d$ , а также принимая  $M_1=M_2 \approx -1$ :

$$\begin{aligned} \dot{E}_e &= \dot{E}_{(0)} + \dot{E}_{(d)} = \frac{\alpha}{\gamma} \dot{H}_e \frac{\cosh \frac{\alpha d}{2}}{\sinh \frac{\alpha d}{2}} \\ &= \frac{k}{\gamma} H_e \frac{\sinh 2kh + \sin 2kh + j(\sinh 2kh - \sin 2kh)}{\cosh 2kh - \cos 2kh}. \end{aligned} \quad (27)$$

Кажущаяся мощность, теряемая в проводнике, равняется энергии электромагнитной волны, проникающей в проводник через верхнюю его поверхность, т. е. вектору Пойнтинга, умноженному на площадь этой поверхности (рис. 5):

$$\begin{aligned} S &= P + jQ = \frac{1}{2} [\dot{E} \dot{H}^*] lb = \\ &= H_e^2 \frac{kb}{2\gamma} \frac{\sinh 2kh + \sin 2kh + j(\sinh 2kh - \sin 2kh)}{\cosh 2kh - \cos 2kh}. \end{aligned} \quad (28)$$

Коэффициент увеличения активного сопротивления проводника в пазу при переменном токе по сравнению с сопротивлением при постоянном токе находится из уравнений (28) и (26):

$$K_r = \frac{r_{\text{пер}}}{r_{\text{пост}}} = \frac{P}{I^2} \frac{\gamma b h}{l} = kh \frac{\sinh 2kh + \sin 2kh}{\cosh 2kh - \cos 2kh}. \quad (29)$$

Индуктивное сопротивление проводника, обусловленное потоком рассеяния, проходящим через паз на высоте  $h$ , при равномерном распределении тока в проводнике составляет:

$$x_{\text{правн}} = \omega L = \omega \mu \frac{h}{3b} l = \frac{2k^2}{\gamma} \frac{h}{3b} l. \quad (30)$$

Коэффициент уменьшения сопротивления рассеяния вследствие вытеснения тока также получается из уравнений (26) и (28):

$$K_x = \frac{X}{X_{\text{правн}}} = \frac{Q}{I^2} \cdot \frac{3b\gamma}{2k^2 h l} = \frac{3}{2kh} \frac{\sinh 2kh - \sin 2kh}{\cosh 2kh - \cos 2kh}. \quad (31)$$

В случае, когда  $b$  в заметной степени отличается от  $a$  и  $d$  от  $2h$  (рис. 5), в формулы (27) — (31) следует вместо  $k$  ввести коэффициент  $k' = k \sqrt{\frac{a}{b} \frac{2h}{d}}$ , которым учитывается увеличение расчетной проводимости проводника  $\gamma$ , вызванное наличием зазоров между поверхностями проводника и паза.

**Экспериментальная проверка.** По сравнению с чисто математическими способами расчета анализ волновых процессов в экране имеет преимущество в наглядности физической картины явлений при различном распределении поля и металлических сред. Это облегчает быстрый качественный анализ эффективности запроектированного экрана.

В качестве примера рассмотрим случай открытого экрана: стальная труба с токоведущей шиной в ее середине (рис. 1, б) покрыта снаружи второй трубой — алюминиевым экраном (рис. 6, а). На внутренней поверхности стальной трубы напряженность магнитного поля равна:

$$H_0 = \frac{\sqrt{2} I}{2\pi R_0}.$$

Такая же напряженность была бы и на внешней поверхности стальной трубы (без учета кривизны), если бы не было внешнего экрана. Благодаря большой проводимости экрана напряженность электрического поля на поверхности стальной трубы уменьшится в  $\sqrt{\gamma_{Fe}/\gamma_{Al}}$  раз. Потери в алюминии

евом слое будут малыми. Так как волновое сопротивление стали много больше, чем алюминия, магнитная волна, падающая со стороны алюминиевого экрана, согласно первой из формул (2) будет отражаться от поверхности стальной трубы с противоположным знаком (рис. 6, б). В результате на этой поверхности будет слабое поле, т. е. очень малые потери. Это значит, что в двухслойной трубе, в которой внутренняя труба толще глубины проникновения волны, потери мощности должны быть приблизительно в 2 раза меньше, чем в неэкранированной стальной трубе. Это подтвердилось опытом, проведенным при слабых полях и высших частотах (см. таблицу выше жирной линии).

#### Потери мощности в стальной трубе, экранированной открытым алюминиевым экраном

Ток, а	Потери, элт			
	$f = 50$ гц		$f = 100$ гц	
	без экрана	с экраном	без экрана	с экраном
50	37	18	50	26
100	89	60,5	174	88
150	136	120	301	176
200	166	176	343	256

По мере увеличения глубины проникновения электромагнитной волны в сталь, вызванного насыщением стали при возрастании тока и снижении частоты, волна начинает доходить до внутренней поверхности алюминиевой трубы (рис. 6, б). При этом согласно первой из формул (2), волна отражается, с положительным знаком (так как  $Z_2 \gg Z_3$ ). Результирующая напряженность на поверхности раздела II, раньше практически равная нулю, теперь будет быстро расти, вызывая рост потерь как в слое стали, так и в алюминии. В результате, как показывают данные, приведенные в таблице (ниже жирной линии), потери не только не останутся прежними, но неправильно примененный экран может даже увеличить их по сравнению с потерями неэкранированной детали.

Такого нежелательного влияния не будет, если тот же экран работает как замкнутый. Для этого нужно удалить токоведущую шину и обвернуть трубу по внешней поверхности проводником в виде соленоида. Эксперимент вполне подтвердил правильность и большую эффективность такого экранирования. Потери в экранируемой детали в зависимости от величины поля составили от 6 до 30% их значения в неэкранируемой трубе.

**Заключение.** Волновой метод, который уже давно нашел себе определенное место как удобное орудие анализа импульсных высоковольтных процессов в линиях передачи и обмотках трансформаторов, может быть применен также при проектировании металлических элементов конструкции трансформаторов, вращающихся машин и других энергетических установок.

Уже простой качественный анализ волновых процессов благодаря однозначности коэффициентов

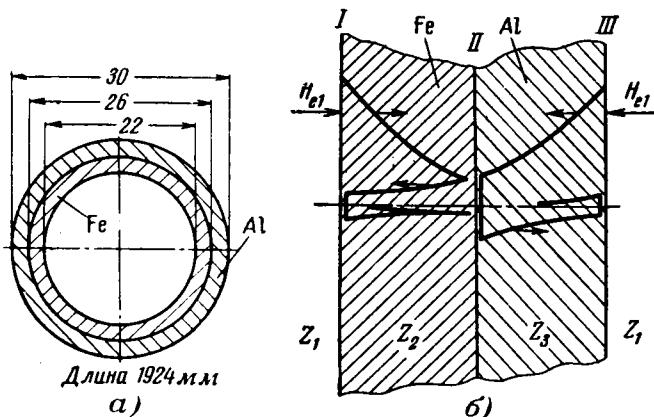


Рис. 6. Модель стальной детали с открытым экраном.  
а — поперечный разрез; б — отражения магнитной составляющей волны.

# Статические характеристики тиристорного электропривода постоянного тока

Инж. М. Р. АРУГЮНЯН и кандидат техн. наук О. А. КОССОВ

Москва

В последнее время для управления электродвигателями постоянного тока широко применяются регулируемые выпрямители на тиристорах, выполненные [Л. 1] с шунтирующим вентилем. В этих схемах существенно расширяется область непрерывных токов якоря с жесткими статическими характеристиками. В известных публикациях, посвященных исследованию работы вентильных выпрямителей на нагрузку с противо-э. д. с. [Л. 2], подобные схемы не рассматривались. Ниже приводится общий анализ указанных схем и дается метод построения статических характеристик, не требующий расчета промежуточных функций. В качестве примера рассматриваются графики трехфазной схемы с нулевым выводом (рис. 1).

Анализ проводится в относительных единицах:

$$\varepsilon = \frac{E}{U_m}; \quad j = \frac{iR}{U_m}; \quad \tau = \frac{\omega L}{R} = \operatorname{tg} \varphi \quad (1)$$

при следующих допущениях:

1. Тиристор и шунтирующий вентиль принимаются идеальными: внутреннее падение напряжения и обратный ток равны нулю.

2. Полное сопротивление сети на стороне переменного тока равно нулю, т. е. ток нагрузки переходит с одного анода на другой мгновенно. (Это допущение не приводит к существенным ошибкам при наличии мощного источника питания, а также в бестрансформаторных схемах.)

3. Не учитывается изменение скорости вращения двигателя в течение цикла.

**Исходные уравнения.** Для того чтобы получить общие уравнения статики независимо от числа фаз  $m$  выпрямителя<sup>1</sup>, целесообразно рассматривать два участка регулирования угла  $\alpha$  (рис. 2). На первом

$$\pi - \frac{2\pi}{m} \leq \alpha \leq \pi^* \quad (2)$$

<sup>1</sup> При этом полагаем, что для однополупериодного выпрямителя  $m=1$ , для двухполупериодного  $m=2$ .

\* Для однополупериодной схемы  $0 \leq \alpha \leq \pi$ .

отражений волн от граничных сред позволяет получить важные практические выводы.

## Литература

- Каден Г., Электромагнитные экраны, Госэнергоиздат, 1957.
- Туровский J., Obliczanie strat i temperatur w ekranie rurowym szyny, «Archiwum Elektrotechniki», P. A. N., 1963, № 1.
- Марквардт Е. Г., Электромагнитные расчеты трансформаторов, ОНТИ, 1938.

имеют место как режим проводимости тиристора в интервале  $0 \leq \theta \leq \pi - \alpha$ , когда с учетом (1) справедливо дифференциальное уравнение:

$$\sin(\theta + \alpha) = \varepsilon + j_T(\theta) + \tau \frac{dj_T(\theta)}{d\theta}, \quad (3)$$

так и режим проводимости шунтирующего вентиля в интервале  $0 \leq \theta \leq \frac{2\pi}{m} - (\pi - \alpha)$ , когда справедливо дифференциальное уравнение:

$$0 = \varepsilon + j_B(\theta) + \tau \frac{dj_B(\theta)}{d\theta}. \quad (4)$$

При уменьшении угла включения  $\alpha$  второй режим вырождается и шунтирующий вентиль остается постоянно закрытым, что имеет место на втором участке регулирования угла  $\alpha$ :

$$\frac{\pi}{2} - \frac{\pi}{m} \leq \alpha \leq \pi - \frac{2\pi}{m}. \quad (5)$$

Согласно (5) этот участок обращается в точку для двухполупериодной схемы и не имеет места для однополупериодной.

Решения дифференциальных уравнений (3) и (4):

$$j_T(\theta) = \cos \varphi \sin(\theta + \alpha - \varphi) - \varepsilon + [\varepsilon + j_T(0) - \cos \varphi \sin(\alpha - \varphi)] \exp\left(-\frac{\theta}{\operatorname{tg} \varphi}\right); \quad (6)$$

$$j_B(\theta) = -\varepsilon + [\varepsilon + j_B(0)] \exp\left(-\frac{\theta}{\operatorname{tg} \varphi}\right) \quad (7)$$

действительны только при  $j_T(\theta) \geq 0$  и  $j_B(\theta) \geq 0$ .

**Основные режимы.** Прежде чем переходить к анализу статики рассматриваемых схем, следует остановиться на основных характерных режимах и определить требования к схемам управления. Для полного использования возможностей выпрямителя диапазон регулирования угла включения тиристоров должен быть не меньше

$$\frac{\pi}{2} - \frac{\pi}{m} \leq \alpha \leq \pi. \quad (8)$$

4. Turowski J., Pole elektromagnetyczne i straty w obudowie transformatora, Politechnika Łódzka, «Elektryka», 1957, № 3.

5. Turowski J., Straty i lokalne przegrzania wywlane strumieniami rozprzepienia, Politechnika Łódzka, «Elektryka», 1963, № 11.

6. Turowski P., Wybór optymalnej grubości blachy elektrotechnicznej z punktu widzenia własności rdzenia, «Przegląd Elektrotechniczny», 1964, № 8.

7. Turowski J., Straty w pokrywach transformatorów jedno i trójfazowych, «Rozprawy Elektrotechniczne», P. A. N., 1959, № 1.



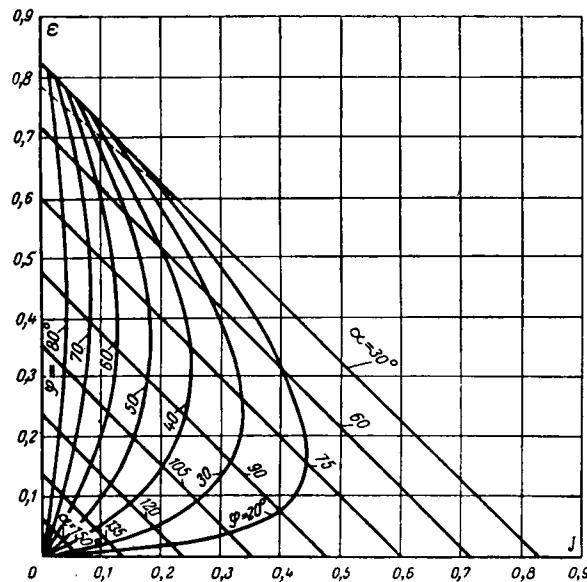


Рис. 1. Статические характеристики трехфазной схемы.

Обычно схема управления может обеспечить регулирование угла подачи управляющего импульса  $\alpha'$  в пределах  $160 \div 180^\circ$ . Следовательно, условие (8) легко выполняется для многофазных выпрямителей.

В зависимости от величин  $\alpha$ ,  $\varphi$  и  $\varepsilon$  возможны режимы непрерывных и прерывистых токов нагрузки.

При непрерывных токах (рис. 2, а) включение очередного тиристора совпадает с моментом подачи управляющего импульса  $\alpha = \alpha'$  независимо от величины противо-э. д. с.  $E$ , если  $\alpha'$  изменяется в пределах, определяемых неравенством (8). На этом участке необходимая длительность управляющего импульса определяется только временем включения приборов. При изменении  $\alpha'$  в пределах  $0 \leq \alpha' \leq \frac{\pi}{2} - \frac{\pi}{m}$  угол включения тиристоров остается неизменным  $\alpha = \frac{\pi}{2} - \frac{\pi}{m}$ , причем очевидно, что сохранение управляемости выпрямителя возможно, если ширина включающего импульса будет не меньше

$$\delta \geq \frac{\pi}{2} - \frac{\pi}{m}. \quad (9)$$

Необходимо обратить внимание также на режим двойного включения тиристора (рис. 2, б), который имеет место вблизи границы прерывистых токов, если не соблюдается условие (11). Здесь очередной тиристор включается при  $\alpha = \alpha' < \alpha_1$  под влиянием э. д. с. самоиндукции, работает в интервале  $\xi$ , отключается в момент, когда ток падает до нуля, и может включиться вновь при  $\alpha = \alpha_1$ , если длительность управляющего импульса достаточно велика. В противном случае тиристор теряет управляемость.

В режиме прерывистых токов (рис. 2, в) после отключения работающего тиристора включение

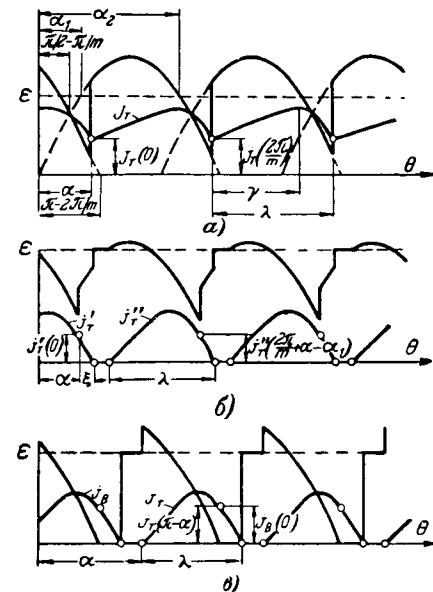


Рис. 2. Диаграммы напряжения и токов нагрузки.

очередного возможно, если потенциал его анода выше, чем потенциал катода, т. е. при

$$U_m \sin \alpha' - E > 0 \text{ или } \sin \alpha' > \frac{E}{U_m}. \quad (10)$$

Отсюда определяется область управляемости в режиме прерывистых токов:

$$\begin{aligned} \frac{\pi}{2} &> \arcsin \varepsilon = \alpha_1 \leq \alpha' = \\ &= \alpha \leq \alpha_2 = \arcsin \varepsilon > \frac{\pi}{2}. \end{aligned} \quad (11)$$

Если угол подачи управляющих импульсов  $\alpha' < \alpha_1$ , но их длительность достаточно велика, то включение тиристоров осуществляется в момент  $\alpha = \alpha_1$ .

Потеря управляемости в режиме прерывистых токов (частным случаем является режим двойного включения) приводит к возникновению автоколебаний в разомкнутой системе. Чтобы устранить это явление, необходимо увеличить длительность управляющих импульсов до

$$\delta \geq \frac{\pi}{2}. \quad (7a)$$

**Статические характеристики.** Для углов  $\alpha$ , определяемых формулой (5), область непрерывных токов  $A$  (рис. 3) расположена правее кривой  $a-b-v$  между прямыми  $\alpha = 30^\circ$  и  $\alpha = 60^\circ$ . Из (6) с учетом граничных условий  $j_T(0) = j_T\left(\frac{2\pi}{m}\right) > 0$  получим выражение для среднего значения тока якоря:

$$J = J_r = -\varepsilon + \frac{m}{\pi} \sin \frac{\pi}{m} \sin \left( \frac{\pi}{m} + \alpha \right). \quad (12)$$

Форма кривой  $j_T$  различна при  $\alpha > \alpha_1$  и  $\alpha < \alpha_1$ , однако для обоих случаев средний ток определяется по формуле (12).

Для углов  $\alpha$ , определяемых формулой (2), область непрерывных токов  $B$  расположена между

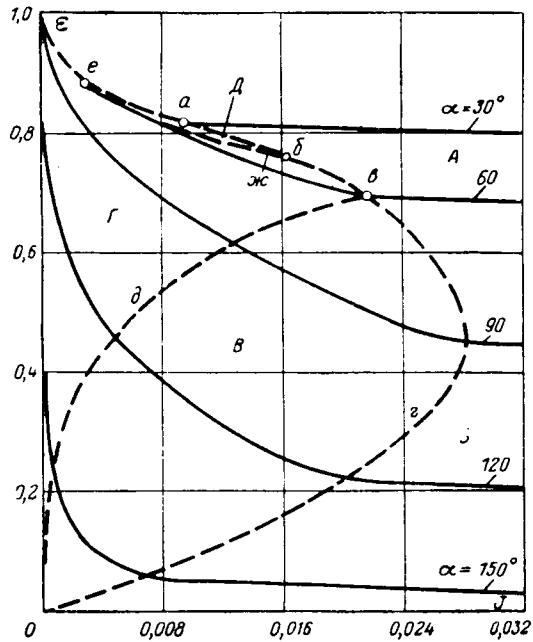


Рис. 3. Границы и области статических характеристик.

прямой  $\alpha=60^\circ$  и осью абсцисс (рис. 3). Из (6) и (7) с учетом граничных условий

$$j_T(0) = j_B \left[ \frac{2\pi}{m} - (\pi - \alpha) \right] > 0$$

и

$$j_T(\pi - \alpha) = j_B(0) > 0$$

получим выражение для среднего значения тока якоря:

$$J = J_T + J_B = -\varepsilon + \frac{m}{2\pi} (1 + \cos \alpha). \quad (13)$$

По формулам (12) и (13) на рис. 3 построены статические характеристики в областях  $A$  и  $B$  (прямые линии).

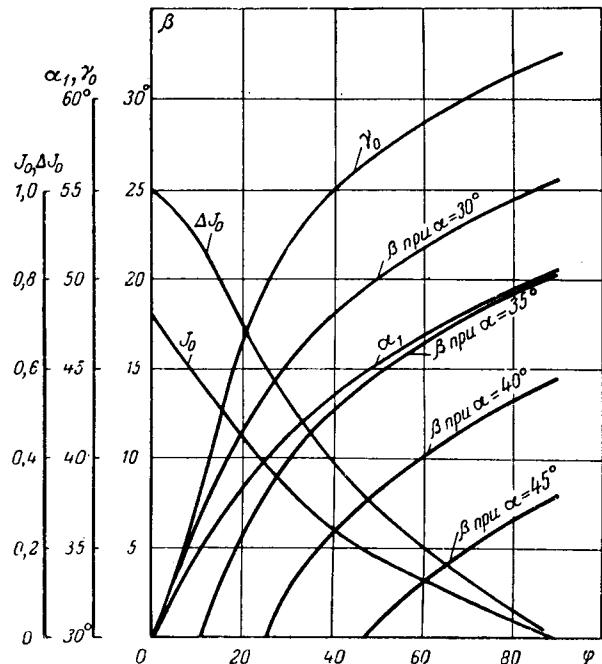
Граница области  $A$  непрерывных токов  $a-b-b$  состоит из двух участков. Участку  $ab$  соответствует условие  $\alpha < \alpha_1$ . Из выражения (3) с учетом граничных условий  $j_T(0) = j_T\left(\frac{2\pi}{m}\right) > 0$ ,  $j_T(\beta) = 0$  и  $\left[\frac{\partial j_T(\theta)}{\partial \theta}\right]_{\theta=\beta>0} = 0$  получим:

$$\varepsilon = \sin(\alpha + \beta). \quad (14)$$

Для определения  $\beta$  из (6) с учетом тех же граничных условий можно записать:

$$\begin{aligned} \exp\left(\frac{\beta}{\operatorname{tg} \varphi}\right) \cos(\alpha + \beta - \varphi) = \\ = \frac{2 \exp\left(\frac{2\pi}{m \operatorname{tg} \varphi}\right) \sin \frac{\pi}{m}}{\left[\exp\left(\frac{2\pi}{m \operatorname{tg} \varphi}\right) - 1\right] \operatorname{tg} \varphi} \cos\left(\frac{\pi}{m} + \alpha - \varphi\right). \end{aligned} \quad (15)$$

Кривые  $\beta = \beta(\varphi)$  при  $\alpha = \text{пост.}$  для  $m = 3$  построены по формуле (15) на рис. .

Рис. 4. Зависимости  $\alpha_1$ ,  $\beta$ ,  $\gamma_0$ ,  $J_0$  и  $\Delta J_0$  от  $\varphi$ .

Определим среднее значение тока якоря, используя (14),

$$J = J_T = -\sin(\alpha + \beta) + \frac{m}{\pi} \sin \frac{\pi}{m} \sin\left(\frac{\pi}{m} + \alpha\right). \quad (16)$$

Формулы (14) и (16) с учетом графиков рис. 4 определяют границу непрерывных токов на участке  $ab$ .

Участку  $b-b$  соответствует условие  $\alpha > \alpha_1$ . Из выражения (6) и граничных условий  $j_T(0) = j_T\left(\frac{2\pi}{m}\right) = 0$  получим систему уравнения для э. д. с. и среднего значения тока якоря, которая определяет участок  $b-b$  границы непрерывных токов:

$$\varepsilon = \cos \varphi \frac{\exp\left(\frac{2\pi}{m \operatorname{tg} \varphi}\right) \sin\left(\frac{2\pi}{m} + \alpha - \varphi\right) - \sin(\alpha - \varphi)}{\exp\left(\frac{2\pi}{m \operatorname{tg} \varphi}\right) - 1}; \quad (17)$$

$$J = J_T = -\varepsilon + \frac{m}{\pi} \sin \frac{\pi}{m} \sin\left(\frac{\pi}{m} + \alpha\right).$$

Для того чтобы определить положение точки  $b$  на границе области непрерывных токов, надо подставить  $\alpha = \alpha_1$  и  $\varepsilon = \sin \alpha_1$  в первое уравнение системы (17). В результате получим:

$$\begin{aligned} \operatorname{tg} \alpha_1 = \\ = \cos \varphi \frac{\exp\left(\frac{2\pi}{m \operatorname{tg} \varphi}\right) \sin\left(\frac{2\pi}{m} - \varphi\right) + \sin \varphi}{\exp\left(\frac{2\pi}{m \operatorname{tg} \varphi}\right) \left[1 - \cos \varphi \cos\left(\frac{2\pi}{m} - \varphi\right)\right] - \sin^2 \varphi}. \end{aligned} \quad (18)$$

Теперь можно подставить найденное значение  $\alpha_1$  во второе уравнение системы (17). Кривая  $\alpha_1 = \alpha_1(\varphi)$  для  $m=3$  представлена на рис. 4.

Граница области  $B$  непрерывных токов состоит из одного участка  $v-g-o$ , которому соответствует дополнительное условие  $\alpha > \alpha_1$ . Из выражений (6) и (7) с использованием граничных условий

$$j_T(0) = j_B \left[ \frac{2\pi}{m} - (\pi - \alpha) \right] = 0 \text{ и } j_T(\pi - \alpha) = j_B(0) > 0$$

получим систему уравнений, которая определяет этот участок:

$$\left. \begin{aligned} \varepsilon &= \cos \varphi \frac{\exp \left( \frac{\pi - \alpha}{\operatorname{tg} \varphi}, \sin \varphi - \sin(\alpha - \varphi) \right)}{\exp \left( \frac{2\pi}{m \operatorname{tg} \varphi} \right) - 1}; \\ J &= J_T + J_B = -\varepsilon + \frac{m}{2\pi} (1 + \cos \alpha). \end{aligned} \right\} \quad (19)$$

На рис. 1 построены статические характеристики области непрерывных токов и ее границы при различных значениях  $\varphi$ , рассчитанные по формулам (12) — (19) для  $m = 3$ . Пунктиром показано положение точек  $\alpha = \alpha_1$  на границе непрерывных токов.

Область прерывистых токов  $B$  для углов, соответствующих формуле (2), заключена между  $v-g-o$  и  $v-\partial-o$ . Для этой области имеем  $\alpha > \alpha_1$  и  $\pi - \alpha \leq \lambda < \frac{2\pi}{m}$ . Из выражений (6) и (7) с использованием граничных условий  $j_T(0) = j_B[\lambda - (\pi - \alpha)] = 0$  и  $j_T(\pi - \alpha) = j_B(0) > 0$  получим систему уравнений, определяющую статические характеристики двигателя:

$$\left. \begin{aligned} \varepsilon &= \cos \varphi \frac{\exp \left( \frac{\pi - \alpha}{\operatorname{tg} \varphi} \right) \sin \varphi - \sin(\alpha - \varphi)}{\exp \left( \frac{\lambda}{\operatorname{tg} \varphi} \right) - 1}; \\ J &= J_T + J_B = \frac{m}{2\pi} [-\lambda \varepsilon + 1 + \cos \alpha]. \end{aligned} \right\} \quad (20)$$

Кривая  $v-\partial-o$  определяется из (20) при  $\lambda = \pi - \alpha$ .

Область прерывистых токов  $\Gamma$  заключена между осью ординат и кривыми  $e-jc-b-v-\partial-o$ . В пределах этой области  $\alpha \geq \alpha_1$  и  $0 \leq \lambda \leq \pi - \alpha$ , независимо от величины  $\alpha$ . Из выражения (6) с использованием граничных условий  $j_T(0) = j_T(\lambda) = 0$  получим систему уравнений, определяющую статические характеристики этой области:

$$\left. \begin{aligned} \varepsilon &= \cos \varphi \frac{\exp \left( \frac{\lambda}{\operatorname{tg} \varphi} \right) \sin(\lambda + \alpha - \varphi) - \sin(\alpha - \varphi)}{\exp \left( \frac{\lambda}{\operatorname{tg} \varphi} \right) - 1}; \\ J &= J_T = \frac{m}{2\pi} \left[ -\lambda \varepsilon + 2 \sin \frac{\lambda}{2} \sin \left( \frac{\lambda}{2} + \alpha \right) \right]. \end{aligned} \right\} \quad (21)$$

Для определения границы  $e-jc-b$  рассматриваемой области надо подставить  $\alpha = \alpha_1$  и  $\varepsilon = \sin \alpha_1$  в первое уравнение системы (21). В результате получим:

$$\operatorname{tg} \alpha_1 = \cos \varphi \frac{\exp \left( \frac{\lambda}{\operatorname{tg} \varphi} \right) \sin(\lambda - \varphi) + \sin \varphi}{\exp \left( \frac{\lambda}{\operatorname{tg} \varphi} \right) [1 - \cos \varphi \cos(\lambda - \varphi)] - \sin^2 \varphi}. \quad (22)$$

Теперь можно подставить найденное  $\alpha_1$  во второе уравнение системы (21).

Область прерывистых токов  $\Delta$  (двойное включение тиристора) заключена между кривыми  $e-a-b$  и  $e-jc-b$ . Для этой области имеем  $\alpha < \alpha_1$ ,  $\frac{2\pi}{m} + \alpha - \alpha_1 < \lambda < \frac{2\pi}{m}$  и  $\xi = \lambda - \left( \frac{2\pi}{m} + \alpha - \alpha_1 \right)$ . Из выражения (6) с использованием граничных условий  $j'_T(0) = j''_T \left( \frac{2\pi}{m} + \alpha - \alpha_1 \right) > 0$  и  $j'_T(\xi) = j''_T(0) = 0$  получим систему уравнений:

$$\left. \begin{aligned} \varepsilon &= \frac{\cos \varphi}{\exp \left( \frac{\lambda}{\operatorname{tg} \varphi} \right) - 1} \left\{ \exp \left( \frac{\frac{2\pi}{m} + \alpha - \alpha_1}{\operatorname{tg} \varphi} \right) \times \right. \\ &\quad \times \left[ \sin \left( \frac{2\pi}{m} + \alpha - \varphi \right) - \sin(\alpha - \varphi) \right] + \\ &\quad + \exp \left( \frac{\lambda}{\operatorname{tg} \varphi} \right) \sin \left( \lambda - \frac{2\pi}{m} + \alpha_1 - \varphi \right) - \\ &\quad \left. - \sin(\alpha_1 - \varphi) \right\}; \\ J &= J'_T + J''_T = \frac{m}{2\pi} \left[ -\lambda \varepsilon + \cos \alpha - \right. \\ &\quad - \cos \left( \frac{2\pi}{m} + \lambda \right) + \cos \alpha_1 - \\ &\quad \left. - \cos \left( \lambda - \frac{2\pi}{m} + \alpha_1 \right) \right]. \end{aligned} \right\} \quad (23)$$

Кривая  $a-e$  есть решение системы уравнений (23) при  $\alpha = \frac{\pi}{2} - \frac{\pi}{m}$ , а точка пересечения  $e$  — решение (23) при  $\alpha = \frac{\pi}{2} - \frac{\pi}{m}$  и  $\varepsilon = \sin \alpha_1$ .

**Коэффициент использования двигателя, выбор дополнительной индуктивности.** В рассматриваемых схемах необходимо учитывать пульсации тока якоря. Влияние их проявляется в снижении коэффициента использования двигателя  $K_d$  [Л. 1], а в двигателях большой мощности — также в ухудшении коммутационных свойств [Л. 3]. Очевидно, что указанное влияние будет наибольшим при максимальной амплитуде пульсаций. Угол  $\alpha_0^{**}$ , при котором амплитуда пульсаций тока максимальна, можно определить для прерывистых токов из (20), исключив  $\varepsilon$  и полагая  $\left[ \frac{\partial J}{\partial \alpha} \right]_{\alpha=\alpha_0} = 0$ :

$$\frac{1}{\lambda} \frac{\exp \left( \frac{\lambda}{\operatorname{tg} \varphi} \right) - 1}{\cos \varphi} = \frac{\exp \left( \frac{\pi - \alpha_0}{\operatorname{tg} \varphi} \right) \cos \varphi + \cos(\alpha_0 - \varphi)}{\sin \alpha_0}. \quad (24)$$

Для определения  $\alpha_0$  в области непрерывных токов и на ее границе нужно в (24) подставить  $\lambda = \frac{2\pi}{m}$ .

\*\* Далее везде индекс «0» означает максимальные пульсации тока.

Величина среднего тока  $J_0$  в рассматриваемом случае определяется из (13), (19) и (20) подстановкой  $\alpha = \alpha_0$ .

Для определения амплитуды максимальных пульсаций  $\Delta J_0$  для прерывистых токов находим сначала соответствующий ей угол  $\gamma_0$  из (6) с использованием граничных условий области  $B$ , полагая  $\left[ \frac{\partial j_T(\theta)}{\partial \theta} \right]_{\alpha=\alpha_0} = 0$ :

$$\exp\left(\frac{\gamma_0}{\operatorname{tg} \varphi}\right) \cos(\gamma_0 + \alpha_0 - \varphi) = \\ = \frac{\exp\left(\frac{\pi - \alpha_0}{\operatorname{tg} \varphi}\right) \sin \varphi - \exp\left(\frac{\lambda}{\operatorname{tg} \varphi}\right) \sin(\alpha_0 - \varphi)}{\operatorname{tg} \varphi \left[ \exp\left(\frac{\lambda}{\operatorname{tg} \varphi}\right) - 1 \right]}, \quad (25)$$

а затем

$$\Delta J_0 = j_{T0}(\gamma_0) - j_{T0}(0) = \sin(\gamma_0 + \alpha_0) - \\ - \cos \varphi \frac{\exp\left(\frac{\pi - \alpha_0}{\operatorname{tg} \varphi}\right) \sin \varphi - \sin(\alpha_0 - \varphi)}{\exp\left(\frac{\lambda}{\operatorname{tg} \varphi}\right) - 1}. \quad (26)$$

Для определения  $\gamma_0$  и  $\Delta J_0$  в области непрерывных токов и на ее границе нужно в (25) и (26) подставить  $\lambda = \frac{2\pi}{m}$ .

Кривые  $\gamma_0$ ,  $J_0$  и  $\Delta J_0$  в функции  $\varphi$  для  $m=3$  и границы непрерывных токов построены на рис. 4.

Коэффициент использования двигателя, равный отношению среднего значения тока двигателя к его эффективному значению, имеет минимум при  $\alpha = \alpha_0$  и определяется для прерывистых токов из выражения:

$$K_{d0} = \frac{J_0}{\left\{ \frac{m}{2\pi} \left[ \int_0^{\pi - \alpha_0} j_{T0}^2(\theta) d\theta + \int_0^{\lambda - (\pi - \alpha_0)} j_{B0}^2(\theta) d\theta \right] \right\}^{1/2}}. \quad (27)$$

Для области непрерывных токов и ее границы в уравнение (27) подставляется  $\lambda = \frac{2\pi}{m}$ .

Для рассматриваемой схемы коэффициент использования двигателя был рассчитан для ряда значений  $\varphi$ . Кривые представлены на рис. 5.

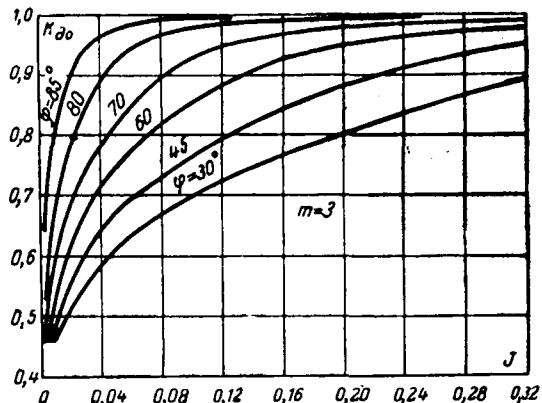


Рис. 5. Коэффициент использования двигателя.

Если необходимо обеспечить работу двигателя в режиме непрерывных токов на всем диапазоне изменения нагрузки, в цель якоря включают дополнительную индуктивность. Величину ее легко определить из формулы:

$$L_d = \frac{k_R R}{\omega} \operatorname{tg}(\varphi_\Sigma - \varphi), \quad (28)$$

где  $k_R = \frac{R_d}{R}$ .

Необходимое значение  $\varphi_\Sigma$  находят из рис. 5, если задана величина  $K_{d0}$  при номинальном токе якоря, по  $J_0$  из рис. 4, если задан минимальный ток нагрузки, или по  $\Delta J_0$  из рис. 4, если ограничена амплитуда пульсаций тока при номинальном токе якоря.

**Приложение 1.** Выше было указано, что при  $m=1, 2$  участок регулирования угла  $\alpha$ , определяемый выражением (2), расширяется до  $0 \leq \alpha \leq \pi$ , а участок, определяемый выражением (5), исчезает. В связи с этим статические характеристики претерпевают некоторые изменения:

исчезает область  $A$  непрерывных токов и участок  $b$  ее границы;

участок  $ab$  границы непрерывных токов определяется из системы уравнений:

$$\left. \begin{aligned} & \exp\left(\frac{\beta}{\operatorname{tg} \varphi}\right) \cos(\alpha + \beta - \varphi) = \\ & = \frac{\exp\left(\frac{\pi - \alpha}{\operatorname{tg} \varphi}\right) \sin \varphi - \exp\left(\frac{2\pi}{m \operatorname{tg} \varphi}\right) \sin(\alpha - \varphi)}{\operatorname{tg} \varphi \left[ \exp\left(\frac{2\pi}{m \operatorname{tg} \varphi}\right) - 1 \right]}; \\ & \epsilon = \sin(\alpha + \beta); \\ & J = -\sin(\alpha + \beta) + \frac{m}{2\pi} (1 + \cos \alpha); \end{aligned} \right\} \quad (\text{П-1})$$

точка  $b$  границы непрерывных токов определяется из системы уравнений:

$$\left. \begin{aligned} & \sin \alpha_1 = \cos \varphi \frac{\exp\left(\frac{\pi - \alpha_1}{\operatorname{tg} \varphi}\right) \sin \varphi - \sin(\alpha_1 - \varphi)}{\exp\left(\frac{2\pi}{m \operatorname{tg} \varphi}\right) - 1}; \\ & \epsilon = \sin \alpha_1; \\ & J = -\sin \alpha_1 + \frac{m}{2\pi} (1 + \cos \alpha_1); \end{aligned} \right\} \quad (\text{П-2})$$

область прерывистых токов  $D$  определяется из систем уравнений:

$$\left. \begin{aligned} & \epsilon = \frac{\cos \varphi}{\exp\left(\frac{2\pi}{m \operatorname{tg} \varphi}\right) - 1} \left[ \exp\left(\frac{\pi - \alpha}{\operatorname{tg} \varphi}\right) \sin \varphi - \right. \\ & \left. - \exp\left(\frac{2\pi}{m} + \alpha - \alpha_1\right) \sin(\alpha - \varphi) + \right. \\ & + \exp\left(\frac{\lambda}{\operatorname{tg} \varphi}\right) \sin\left(\lambda - \frac{2\pi}{m} + \alpha_1 - \varphi\right) - \\ & \left. - \sin(\alpha_1 - \varphi) \right]; \end{aligned} \right\} \quad (\text{П-3})$$

$$J = \frac{m}{2\pi} \left[ -\lambda \epsilon + 1 + \cos \alpha - \cos \alpha_1 - \right. \\ \left. - \cos\left(\lambda - \frac{2\pi}{m} + \alpha_1\right) \right].$$

2. Вышеприведенный анализ можно распространить на трехфазную мостовую схему с шестью тиристорами. Чтобы

# Метод расчета экономического режима ТЭС с учетом изменения давления и температуры пара

Кандидат техн. наук, доц. В. М. СИНЬКОВ

Киев

Методы расчета распределения нагрузки, обеспечивающего получение максимальной экономической эффективности, наиболее полно разработаны для энергетических предприятий. Принцип равенства относительных приростов получил признание и в других отраслях техники.

Однако расчет наивыгоднейшего режима работы энергетических систем с учетом относительного прироста потерь мощности в электрической сети не может быть распространен на установки другого назначения. Электрические сети имеют существенные отличия от сетей, предназначенных для передачи и распределения других видов энергии (например, энергии пара высокого давления, сжатого воздуха и пр.). Различие это лучше всего показать на примере сравнения электрической и паровой сетей.

В электрической сети потери энергии зависят от распределения нагрузки, а в паровой они практически постоянны (так как они определяются в основном температурой пара).

В электрической сети реализация того или иного распределения активной нагрузки определяется положением векторов напряжений (относительно врашающейся системы координат), что не связано непосредственно с показателями качества энергии. Невозможность осуществления заданного распределения активной нагрузки может возникнуть лишь косвенным путем из-за ограничений по уровням напряжений.

В паровой сети возможность реализации желательного распределения нагрузки непосредственно связана с важнейшим параметром, определяющим качество энергии, — давлением. Кстати, заметим, что это свойство сближает паровую сеть с электрической при распределении реактивной энергии, так как возможность осуществления заданного распределения ее в сети определяется качественным показателем — напряжением.

Общую задачу распределения нагрузки между

получить для нее основные соотношения, в выражение (1) подставляется  $\sqrt{3} U_m$  вместо  $U_m$ , а в остальные выражения  $-\left(\alpha + \frac{\pi}{6}\right)$  вместо  $\alpha$  и  $m = 6$ .

## Принятые обозначения:

$\alpha_1, \alpha_2$  — нижний и верхний пределы управляемости тиристоров в области прерывистых токов;

$\beta$  — угол минимума  $j_T(\theta)$  в области непрерывных токов при  $\alpha < \alpha_1$ ;

$\lambda$  — длительность импульса тока якоря;

$\theta = \omega t$  — текущее время;

$\varphi$  — фазовый угол цепи якоря;

$\varphi_\Sigma$  — суммарный фазовый угол цепи нагрузки;

агрегатами, связанными сетью, оказывающей влияние на показатели качества энергии, рассмотрим на примере тепловой электростанции. Имеется  $n$  паровых котлов, связанных с  $m$  паровыми турбинами сетью произвольной конфигурации (рис. 1). Суммарные затраты топлива  $B_\Sigma$ , потребляемого котлами  $j$ , должны быть сведены к минимуму при условии покрытия общей нагрузки  $P_\Sigma$  турбин  $i$ . При этом зависимость расхода топлива  $B$  на выработку пара  $D$  определяется расходными характеристиками  $B_{jh}(D_j)$ , дифференцирование которых дает характеристики относительных приростов  $b_{jh}(D_j)$ . (Индекс « $h$ » указывает, что речь идет о выработке пара  $D$ , характеризующегося номинальными значениями давления  $p$  и температуры  $t$ .)

Аналогично, для турбин  $i$  имеем расходные характеристики  $D_{in}(P_i)$ , построенные для номинальных параметров пара, и характеристики относительных приростов  $d_{in}(P_i)$ .

Допустим далее, что распределяемая по рассматриваемой сети энергия (пар) характеризуется двумя качественными показателями  $p$  и  $t$ . При этом заметим, что давление пара определяет распределение энергии в участках сети, а температура зависит от распределения нагрузки.

Чтобы оценить влияние изменения давления  $p$  и температуры  $t$  на экономичность работы агрегатов  $i$ , введем в расходную характеристику  $D_{in}(P_i)$  оператор (переменный коэффициент)  $k_{pt}$ , а в характеристику относительных приростов  $d_{in}(P_i)$  и оператор  $a_{pt_i}$ .

Аналогично необходимо учесть влияние изменения параметров  $p$  и  $t$  на расход топлива  $B$ . С этой целью введем в расходную характеристику  $B_{jh}(D_j)$  оператор  $h_{pt_j}$  и, соответственно, в характеристику относительных приростов  $b_{jh}(D_j)$  — оператор  $c_{pt_j}$ .

Обратим внимание на то, что операторы  $a_{pt}$  и  $k_{pt}$  учитывают изменение параметров потребляемой

$E$ ;  $\epsilon$  — абсолютное и относительное значения противо-э. д. с.;  
 $j_T(\theta)$ ;  $j_B(\theta)$  — мгновенные значения токов тиристора и шунтирующего вентиля (относительные единицы);  
 $J$ ;  $J_T$ ;  $J_B$  — средние значения токов якоря, тиристора и шунтирующего вентиля (относительные единицы);  
 $L$ ,  $L_d$  — индуктивность якоря дополнительная;  
 $R$ ;  $R_d$  — омическое сопротивление якоря и дополнительной индуктивности.

## Литература

1. Westinghouse silicon controlled rectifier designers' handbook, Youngwood, Pennsylvania, 1963.
2. Булгаков А. А., Электронные устройства автоматического управления, Госэнергоиздат, 1956.
3. Dunaiski R. M., The Effect of Rectifier Power Supply on Large D-C Motors, AIEE, Power Apparatus and Systems, June, 1960.

[23.9.1964]



энергии, а операторы  $h_{pt}$  и  $c_{pt}$  — вырабатываемой энергии. Однако для удобства мы введем операторы  $h_{pt}$  и  $c_{pt}$  в виде переменных коэффициентов при величинах потребляемой энергии, т. е. топлива  $B$ .

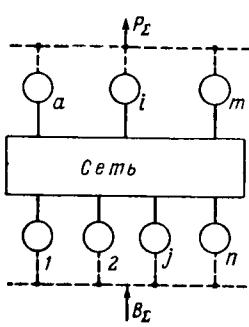


Рис. 1.

Величины или функциональные выражения операторов  $k_{pt}$  и  $h_{pt}$  определяются по заводским характеристикам или по результатам испытаний агрегатов  $j$  и  $i$  соответственно. Примем, что суммарные потери пара (номинальных параметров) в единицу времени составляют  $\delta$ , а потери мощности во всей сети  $\pi$ . Выберем в паровой сети произвольную «опорную точку». Значения параметров качества

энергии в этой точке  $p_0$  и  $t_0$  примем за начало отсчета изменения давления и температуры  $p$  и  $t$  в сети. Обозначим текущими индексами  $s$  участки сети от паровых котлов  $j$  до опорной точки и  $r$  — от «опорной точки» до турбин  $i$ .

Для решения задачи применим метод неопределенных множителей Лагранжа (и обозначим их в соответствующих уравнениях буквами  $\lambda$ ,  $\kappa$  и  $\mu$ ).

Минимизируемая функция:

$$\sum_j B_j \rightarrow \text{мин.} \quad (1)$$

Уравнения баланса мощности:

$$P_z + \pi - \sum_i P_i = 0, \quad (2)$$

$$\sum_i D_i + \delta - \sum_j D_j = 0. \quad (3)$$

Кроме этих обычных уравнений связи, для паровой сети должны быть учтены ограничения, вытекающие из условий возможности реализации экономического режима:

$$p_j - \sum_s \Delta p_{js} - p_0 = 0 \quad (j = 1 \dots n); \quad (4)$$

$$p_0 - \sum_r \Delta p_{ir} - p_i = 0 \quad (i = a \dots m). \quad (5)$$

Функция Лагранжа:

$$\Phi = \sum_j B_{jh} h_{ptj} + \lambda \left( P_z + \pi - \sum_i P_i \right) + \kappa \left( \sum_i D_{ih} k_{pti} + \delta - \sum_j D_j \right) - \sum_j \mu_j \left( p_j - \sum_s \Delta p_{js} - p_0 \right) - \sum_i \mu_i \left( p_0 - \sum_r \Delta p_{ir} - p_i \right). \quad (6)$$

Введем следующие обозначения частных производных, упрощающие запись уравнений. Частная производная потерь энергии  $D$  по нагрузке  $P$ :

$$\frac{\partial \delta}{\partial P_i} = \frac{\partial \delta}{\partial D_i} \frac{\partial D_i}{\partial P_i} = \vartheta_i d_i = \vartheta_i d_{ih} a_{pti}. \quad (7)$$

Сумма частных производных от потерь давления  $\Delta p$  в участках сети  $s$  по расходу пара  $D_j$  (и аналогично  $D_i$ ):

$$\frac{\partial}{\partial D_j} \sum_s \Delta p_{js} = \Psi_j. \quad (8)$$

После дифференцирования уравнения (6) по всем независимым переменным, т. е. по  $D_j$  и  $P_i$ , привавяя частные производные нулю, получим:

$$\frac{c_{rh} b_{jh} + \sum_j \mu_j \Psi_{js}}{1 - \vartheta_j} = \kappa, \quad (9)$$

$$\frac{d_{ih} a_{pti} \left[ \kappa (1 + \vartheta_i) + \sum_i \mu_i \Psi_{ir} \right]}{1 - \vartheta_i} = \lambda. \quad (10)$$

Уравнение (9) представляет собою более общее, чем известное, условие равенства относительных приростов расхода энергии (о. п. р. э.) с учетом относительного прироста потерь в сети (о. п. п. с.). Второй член в числителе представляет собою дополнительный относительный прирост (д. о. п.), появляющийся благодаря возникновению необходимости в увеличении расхода топлива  $B$  для компенсации изменения параметров пара при транспортировании его от агрегата  $j$  к опорной точке. Величина  $\kappa$  представляет собою общесистемный (в смысле системы — группы агрегатов, вырабатывающих пар) относительный прирост расхода энергии, приведенный к опорной точке.

Уравнение (10) дает выражение для общесистемного (т. е. группы агрегатов, вырабатывающих электроэнергию) относительного прироста  $\lambda$  расхода топлива, приведенного к опорной (балансирующей) точке электрической сети. Первый сомножитель (квадратные скобки) — это сумма приведенного о. п. р. э.  $\kappa$  и дополнительного члена, учитывающего добавочные затраты топлива  $B$  (положительные или отрицательные), необходимые для повышения давления  $p$  с целью компенсации падения давления на участках  $r$  сети от «опорной точки» до агрегата  $i$ .

Второй сомножитель представляет собою произведение относительного прироста  $d_{ih}$  расхода пара  $D$  (номинальных параметров  $p_{ih}$  и  $t_{ih}$ ) на оператор  $a_{pti}$ , учитывающий необходимость изменения величины  $d_i$  при отклонении параметров  $p$  и  $t$  от номинальных значений. Заметим, что относительный прирост потерь пара в питающей сети, обозначенный  $\vartheta$ , входит в числитель уравнения (10).

Таким образом, уравнения (9) и (10) вместе с уравнениями связи (2)–(5) представляют собою общие условия экономического режима системы из двух групп агрегатов, связанных двумя сетями, с учетом потерь энергии, изменения давления и температуры в участках сети и влияния изменения этих параметров на производительность агрегатов.

Из уравнений (9) и (10) нетрудно получить условия ведения экономического режима для частных случаев.

Рисунок 2 иллюстрирует структуру формулы (10). На средней жирной линии показаны значения относительных приростов расхода энергии при преобразовании энергии топливо — пар  $B \rightarrow D$  (агрегат  $j$ ), в «опорной точке» на входе в агрегат  $t$ , при преобразовании энергии пар — электроэнергия  $D \rightarrow P$  (агрегат  $i$ ) и на выходе из агрегата  $i$ .

На двух тонких линиях нанесены величины показателей качества  $p$  и  $t$  (давления и температуры). Значения их определяют числовые величины операторов  $c_{ptj}$  и  $a_{pti}$  и этим влияют на экономичность процесса преобразования энергии. Таким образом, изменение, например, давления  $p$  двояко оказывается на выборе экономического режима — воздействием на дополнительные относительные приrostы и на операторы  $c_{ptj}$  и  $a_{pti}$ .

Принцип, положенный в основу вывода уравнений (9) и (10), может быть распространен и на установки с более сложными схемами. Так, например, для тепловой электростанции с двумя давлениями пара, РОУ и предвключенной турбиной (рис. 3) можно выбрать положения двух «опорных точек» вблизи точек присоединения РОУ и предвключенной турбины  $\Pi_p$  и получить следующую систему уравнений экономического режима:

$$c_{ptj} b_{jh} + \sum_i \mu_j \Psi_j = \alpha \quad (j=1 \dots n), \quad (11)$$

$$c_{pt\gamma} b_{\gamma h} + \sum_i \mu_\gamma \Psi_\gamma = \zeta \quad (\gamma=1 \dots \xi), \quad (12)$$

$$a_{pti} d_{ih} \left( \alpha + \sum_i \mu_i \Psi_i \right) = \lambda \quad (i=a \dots m), \quad (13)$$

$$a_{pt\epsilon} d_{\epsilon h} \left( \zeta + \sum_i \mu_\epsilon \Psi_\epsilon \right) = \lambda \quad (\epsilon=a \dots \varphi), \quad (14)$$

$$\alpha + p = \zeta, \quad (15)$$

$$a_{pt_{pp}} d_{pp} (\alpha - \zeta) - v = \lambda. \quad (16)$$

В этом случае  $\Psi$  — производные от потерь давления по расходу пара;  $\mu$  — производные от расхода топлива по давлению:

$$\mu = \left( \frac{di}{d\Delta p} \cdot \frac{1}{7000\eta(D)} + \frac{dP_{n,h}}{d\Delta p} \cdot \frac{\delta_t}{D \cdot 1000} \right) D, \quad (17)$$

где  $i$  — энтальпия пара;

$\eta(D)$  — к. п. д. котлоагрегатов;

$P_{n,h}$  — мощность, потребляемая питательными насосами;

$\delta_t$  — удельный расход топлива.

Потери энергии  $\delta$  постоянны, следовательно,  $\delta = 0$ .

Множители Лагранжа  $\rho$  и  $v$  получаются с помощью уравнений, связывающих разность давления в опорных точках с расходом пара (для РОУ) и электрической мощностью (для предвключенной турбины).

К уравнениям (11)–(16) должна быть присоединена система из трех уравнений вида (2) и (3), выражающих условия баланса электрической нагрузки и расходов пара высшего и низшего давлений, а также система уравнений вида (4) и (5), определяющих соотношение между давлениями.

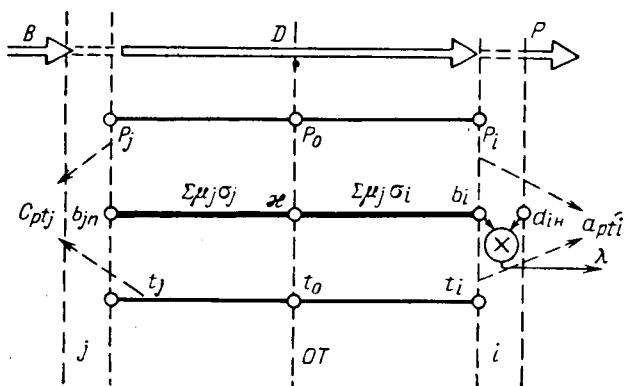


Рис. 2.

Уравнения (9) и (10) применимы для станций, имеющих паропроводы большой протяженности, или для двух-трех ТЭЦ, работающих на общую паровую сеть.

Величины  $\Sigma \mu \Psi$  определяются изменением расхода топлива ( $\mu < 0$ ) и увеличением расхода энергии на питательные насосы при повышении давления ( $\mu \geq 0$ ). Если принять для паропроводов умеренной длины  $\Sigma \mu \Psi \approx 0$ , получим известное условие распределения нагрузки между котлами, дополненное оператором  $c_{ptj}$ , учитывающим изменение параметров вырабатываемого пара.

Учитя влияние отклонений параметров пара, получим для распределения нагрузки между агрегатами одной станции следующее условие:

$$d_{ih} a_{pti} = \lambda. \quad (18)$$

Изложенные здесь принципы оптимизации режима могут быть распространены на связанные сетями группы агрегатов любого вида. Так, для сетей сжатого воздуха (или для газопроводов)  $B$  — мощность, потребляемая компрессорами с электроприводом или расход пара на турбокомпрессоры;  $D$  — расход воздуха или газа;  $P$  — производительность приемников сжатого воздуха или газа;  $p$  — давление. Влияние температуры исключается;  $b$  — о. п. р. э. компрессора;  $d$  — о. п. р. э. приемника сжатого воздуха. Учет  $\Sigma \mu \Psi$  в большинстве случаев (при разветвленных сетях) обязателен. Оператор  $k_{pt}$  должен учитывать увеличение расхода воздуха при падении давления на единицу работы, выполненной пневматическим инструментом.

Получим следующее условие:

$$d_{ih} a_{pti} \left( \alpha + \sum_i \mu_i \Psi_{ir} \right) = \lambda. \quad (19)$$

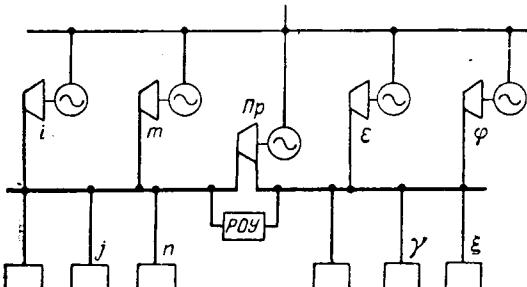


Рис. 3.

В этом случае в качестве независимых переменных может оказаться удобным выбрать потребляемые компрессорами электрические мощности, если эта величина измеряется проще и точнее, чем расход воздуха. Аналогично для насосных станций или для групп насосов:  $B$  — мощность, потребляемая насосами с электроприводами или расход пара на турбонасосы;  $D$  — расход воды;  $P$  — показатель эффективности использования воды (в денежных или других единицах);  $b$  — о. п. р. э. насоса.

В некоторых случаях может оказаться необходимым учитывать ограничения по давлению (для газов или по уровню (для жидкостей). Необходимые ограничивающие условия вводятся в виде штрафных функций. При решении задачи используется известное из вариационного исчисления уравнение Эйлера.

Используя разработанные уже методы, можно учесть и статические характеристики нагрузки. Наличие штрафных функций и статических характеристик не вносит ничего принципиально нового в решение рассматриваемой задачи, поэтому соответствующие формулы здесь не приведены.

#### Приложение 1. Определение операторов $c_{pt}$ и $a_{pt}$ по операторам $k_{pt}$ и $k_{pt}$ .

По заводским характеристикам (или по *is*-диаграмме) могут быть найдены операторы  $k_{pt}$  и  $k_{pt}$ . Методика получения операторов  $a_{pt}$  и  $c_{pt}$ , вводимых в характеристики относительных приростов, может быть показана на примере турбоагрегата.

Представим  $k_{pt}$  как произведение двух операторов, учитывающих влияние давления и температуры. В окрестности номинальных значений  $p_n$  и  $t_n$  эти операторы могут быть выражены линейными зависимостями вида:

$$k_p = 1 + \frac{\alpha_p}{p_n} \Delta p, \quad (20)$$

$$k_t = 1 + \frac{\alpha_t}{t_n} \Delta t, \quad (21)$$

где  $\alpha_p$  и  $\alpha_t$  — коэффициенты пропорциональности;  
 $\Delta p$  и  $\Delta t$  — отклонения давления и температуры от номинальных значений.

Для паропровода без ответвлений можно принять

$$\Delta p = AD^2, \quad (22)$$

$$\Delta t = FD^2 + \frac{C}{D}, \quad (23)$$

где  $A$ ,  $F$  и  $C$  — постоянные, определяющиеся конструктивными данными паропровода.

Продифференцировав выражение расхода пара по нагрузке

$$\frac{d(D_n k_p k_t)}{dP} = d_n \left[ k_p k_t + D \left( \frac{dk_p}{dD_n} k_t + \frac{dk_t}{dD_n} k_p \right) \right]$$

и подставив выражения  $k_p$  и  $k_t$  из (24) и (25), получим:

$$a_{pt} = 1 + 3D_n^2 \left( A \frac{\alpha_p}{p_n} + F \frac{\alpha_t}{t_n} \right), \quad (24)$$

$$a_{pt} = 1 + 3(k_p k_t - 1) D_n^2. \quad (25)$$

#### Приложение 2. Определение изменения температуры пара в паропроводе.

Линеаризируя малые участки *is*-диаграммы, можно найти простое выражение для изменения температуры пара. Допустим, что параметры пара в начале паропровода соответствуют точке  $a$  (рис. 4), а в конце — точке  $b$ .

Введем следующие характеристики диаграммы, определяющиеся принятыми при ее построении масштабами:

$k_2$  — масштабный коэффициент энталпии,  $\text{см} \cdot \text{кг}/\text{ккал}$ ;

$k_3$  — масштабный коэффициент температуры (по вертикальной оси),  $^\circ\text{C}/\text{см}$ ;

$k_4$  — масштабный коэффициент давления (по горизонтальной оси),  $\text{см}/\text{атм}$ .

Если задано изменение давления  $\Delta p = AD^2$  и энталпии  $\Delta Q = \frac{\Delta Q}{D}$ , то

$$\Delta t = v D^2 + w \Delta i, \quad (26)$$

где

$$v = k_3 k_4 \operatorname{tg} \beta A k_1^2 \quad (27)$$

и

$$w = k_2 k_3 (1 - \operatorname{tg} \alpha \operatorname{tg} \beta), \quad (28)$$

где  $k_1$  — коэффициент пересчета стандартного пара в натуральный пар (если  $D$  выражено в тоннах стандартного пара в час);

$\Delta Q$  — потери тепла в окружающую среду.

[23.8.1965]



УДК 621.311.1

## Система автоматического регулирования управляемых реакторов

Г. В. МИХНЕВИЧ и В. М. ФИАЛКОВ

Москва

**Введение.** В энергетических системах для стабилизации напряжения широко используются различного вида источники реактивной энергии, суммарная мощность которых соизмерима с установленной мощностью синхронных генераторов. Поэтому выбор рациональных средств обеспечения баланса реактивных мощностей является важной задачей. В [Л. 1 и 2] в качестве регулируемых источников реактивной мощности взамен синхронных компенсаторов предлагается использовать статические устройства. Необходимо всесторонне исследовать особенности их работы в условиях сложной авто-

матически регулируемой энергосистемы. Помимо стабилизации напряжения они должны содействовать успешному решению ряда задач: повышению устойчивости, ограничению внутренних перенапряжений, компенсации зарядной мощности линий и др. Очевидно, наиболее перспективным источником реактивной мощности является управляемый реактор [Л. 2], который включается параллельно с батареей конденсаторов (рис. 1). Эффективность этого устройства, так же как синхронных компенсаторов [Л. 3 и 4], в значительной мере определяется системой автоматического регулирования.

В статье излагаются результаты исследования системы автоматического регулирования управляемых реакторов. В этих исследованиях использовалась ранее разработанная методика структурного анализа автоматически регулируемых энергосистем [Л. 5]. В настоящей работе эта методика получила дальнейшее развитие. Учитывались специфические особенности объекта регулирования, содержащего управляемый реактор. Основная методическая трудность при решении поставленной задачи заключается в том, что выбор рациональной структуры должен проводиться для системы в целом, т. е. с учетом регуляторов, устанавливаемых и на реакторах, и на электростанциях. Получаемая в этом случае многосвязная система [Л. 6] отличается большой сложностью.

**Уравнения системы регулирования, содержащей управляемый реактор.** Для исследования структурных свойств была принята система (рис. 1), содержащая две станции: передающую (СГЗ) и станцию приемной системы (СГ1). На приемном конце линии передачи был подключен управляемый реактор (РУ2) и статические конденсаторы (К2).

Для сравнительного анализа динамических свойств систем, содержащих синхронные компенсаторы и управляемые реакторы, устройство, состоящее из управляемого реактора и конденсаторной батареи, заменялось синхронным компенсатором. При этом в обоих случаях обеспечивалось полное совпадение режима всех элементов энергосистемы. Для анализа динамических свойств системы, содержащей синхронный компенсатор, использовалась ранее разработанная методика [Л. 4 и 5].

При получении уравнений малых отклонений системы, изображенной на рис. 1, будем полагать, что переходными процессами в статорной цепи можно пренебречь. Проведенные исследования управляемых реакторов [Л. 2] показывают, что практически можно не считаться с электромагнитной инерционностью самого реактора. Будем учитывать инерционность обмотки управления реактора (постоянная времени  $T_R$ ) и отдельных элементов регулятора: фильтра ( $T_\Phi$ ), дифференциаторов для получения первой ( $T_1$ ) и второй ( $T_2$ ) производных.

Полагаем, что регулятор управляемого реактора имеет обычную схему регулятора сильного действия и может осуществлять регулирование как в функции отклонения режимных величин, так и в функции их первых и вторых производных. При

описании процессов в синхронных машинах вводим обычные допущения, которые используются при исследовании малых отклонений энергосистем [Л. 5].

В качестве независимых переменных при написании уравнений малых отклонений для системы, изображенной на рис. 1, принимаем следующие величины: э. д. с. машин СГЗ ( $E_3$ ) и СГ1 ( $E_1$ ), угол взаимного смещения векторов  $E_3$  и  $E_1$  ( $\delta_{31}$ ) и напряжение на зажимах реактора ( $U_2$ ). Рассматривая любую режимную величину  $\Pi_{ih}$  как функцию этих переменных, ее приращение можно записать следующим образом:

$$\Delta \Pi_{ih} = \frac{\partial \Pi_{ih}}{\partial \delta_{31}} \Delta \delta_{31} + \frac{\partial \Pi_{ih}}{\partial E_3} \Delta E_3 + \\ + \frac{\partial \Pi_{ih}}{\partial E_1} \Delta E_1 + \frac{\partial \Pi_{ih}}{\partial U_2} \Delta U_2. \quad (1)$$

С учетом (1) уравнения малых отклонений для системы, изображенной на рис. 1, целесообразно записать следующим образом:

$$J_3 p^2 \Delta \delta_{31} + \bar{D}_{33} p \Delta \delta_{31} + \bar{S}_{333} \Delta \delta_{31} + \bar{S}_{E33} \Delta E_3 + \\ + \bar{S}_{E32} \Delta U_2 + \bar{S}_{E31} \Delta E_1 = 0; \quad (2)$$

$$(1 + T_{33} p) \Delta E_3 + T_{31} p \Delta E_1 + T_{32} p \Delta U_2 + \\ + N_{33} p \Delta \delta_{31} = \Delta U_{B3}; \quad (3)$$

$$(1 + T_{B3} p) \Delta U_{B3} = \Delta U_{P3}; \quad (4)$$

$$\Delta U_{P3} = \frac{1}{1 + T_{\Phi} p} \left[ K_{P3} \left( \frac{\partial \Pi_3}{\partial \delta_{31}} \Delta \delta_{31} + \frac{\partial \Pi_3}{\partial E_3} \Delta E_3 + \right. \right. \\ \left. \left. + \frac{\partial \Pi_3}{\partial E_1} \Delta E_1 + \frac{\partial \Pi_3}{\partial U_2} \Delta U_2 \right) + \frac{K'_3}{1 + T_1 p} (p \Delta \delta_{31} + \right. \\ \left. + a'_{33} p \Delta E_3 + a'_{32} p \Delta U_2 + a'_{31} p \Delta E_1) + \right. \\ \left. + \frac{K''_3}{(1 + T_2 p)^2} (p^2 \Delta \delta_{31} + a''_{33} p^2 \Delta E_3 + \right. \\ \left. + a''_{32} p^2 \Delta U_2 + a''_{31} p^2 \Delta E_1); \right] \quad (5)$$

$$(1 + T_{11} p) \Delta E_1 + T_{13} p \Delta E_3 + T_{12} p \Delta U_2 + \\ + N_{13} p \Delta \delta_{31} = \Delta U_{B1}; \quad (6)$$

$$(1 + T_{B1} p) \Delta U_{B1} = \Delta U_{P1}; \quad (7)$$

$$\Delta U_{P1} = \frac{1}{1 + T_{\Phi} p} \left[ K_{P1} \left( \frac{\partial \Pi_1}{\partial \delta_{31}} \Delta \delta_{31} + \frac{\partial \Pi_1}{\partial E_1} \Delta E_1 + \right. \right. \\ \left. \left. + \frac{\partial \Pi_1}{\partial E_3} \Delta E_3 + \frac{\partial \Pi_1}{\partial U_2} \Delta U_2 \right) + \right. \\ \left. + \frac{K'_1}{1 + T_1 p} (p \Delta \delta_{13} + a'_{11} p \Delta E_1 + a'_{12} p \Delta U_2 + \right. \\ \left. + a'_{13} p \Delta E_3) + \frac{K''_1}{(1 + T_2 p)^2} (p^2 \Delta \delta_{13} + a''_{11} p^2 \Delta E_1 + \right. \\ \left. + a''_{12} p^2 \Delta U_2 + a''_{13} p^2 \Delta E_3) \right]; \quad (8)$$

$$(1 + T_R p) \Delta U_2 = \Delta U_{PR}; \quad (9)$$

$$\Delta U_{PR} = \frac{1}{1 + T_{\Phi} p} \left[ K_{P2} \left( \frac{\partial \Pi_2}{\partial \delta_{31}} \Delta \delta_{31} + \frac{\partial \Pi_2}{\partial U_2} \Delta U_2 + \right. \right. \\ \left. \left. + \frac{\partial \Pi_2}{\partial E_1} \Delta E_1 + \frac{\partial \Pi_2}{\partial E_3} \Delta E_3 \right) + \right. \\ \left. + \frac{K'_2}{1 + T_1 p} (p \Delta \delta_{23} + a'_{22} p \Delta U_2 + a'_{21} p \Delta E_1 + \right. \\ \left. + a'_{23} p \Delta E_3) + \frac{K''_2}{(1 + T_2 p)^2} (p^2 \Delta \delta_{23} + a''_{22} p^2 \Delta U_2 + \right. \\ \left. + a''_{21} p^2 \Delta E_1 + a''_{23} p \Delta E_3) \right]. \quad (10)$$

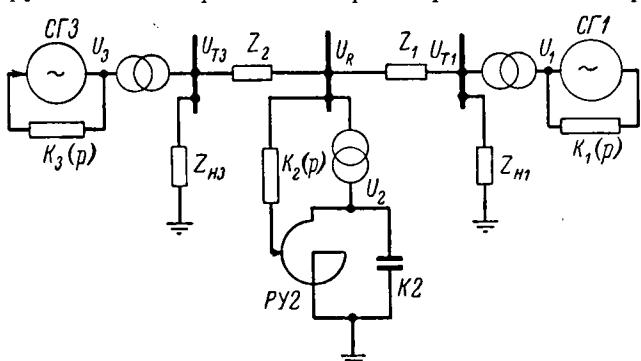


Рис. 1. Схема энергосистемы, содержащей управляемый реактор.

$$\begin{aligned} \text{Здесь } \bar{S}_{\delta_{33}} &= \frac{\partial P_3}{\partial \delta_{31}} - \frac{J_3}{J_1} \frac{\partial P_1}{\partial \delta_{31}}; \quad \bar{S}_{E32} = \frac{\partial P_3}{\partial U_2} - \frac{J_3}{J_1} \frac{\partial P_1}{\partial U_2}; \\ \bar{S}_{E33} &= \frac{\partial P_3}{\partial E_3} - \frac{J_3}{J_1} \frac{\partial P_1}{\partial E_3}; \quad \bar{D}_{33} = D_{33} - \frac{J_3}{J_1} D_{13}; \\ \bar{S}_{E31} &= \frac{\partial P_3}{\partial E_1} - \frac{J_3}{J_1} \frac{\partial P_1}{\partial E_1}; \end{aligned}$$

$J_i$  — постоянная инерции;

$D_{33}, D_{13}$  — удельные демпферные моменты [Л. 5];  
 $T_{bi}, T_R, T_\Phi, T_1, T_2$  — постоянные времена соответственно возбудителя, обмотки управления реактора, фильтров и дифференциаторов;

$\Pi_i$  — режимная величина, в функции отклонения которой осуществляется регулирование;

$K_{ii}, K'_i, K''_i$  — коэффициенты регулирования по отклонению, первой и второй производной режимных величин.

В уравнениях (5), (8) и (10) сигналы производных записаны в приведенном виде через структурные коэффициенты, которые определяются по следующим формулам:

$$\left. \begin{aligned} a_{33} &= \frac{\partial \Pi_{3n}/\partial E_3}{\partial \Pi_{3n}/\partial \delta_{31}}; \quad a_{32} = \frac{\partial \Pi_{3n}/\partial U_2}{\partial \Pi_{3n}/\partial \delta_{31}}; \quad a_{31} = \frac{\partial \Pi_{3n}/\partial E_1}{\partial \Pi_{3n}/\partial \delta_{31}}; \\ a_{11} &= \frac{\partial \Pi_{1n}/\partial E_1}{\partial \Pi_{1n}/\partial \delta_{13}}; \quad a_{12} = \frac{\partial \Pi_{1n}/\partial U_2}{\partial \Pi_{1n}/\partial \delta_{13}}; \quad a_{13} = \frac{\partial \Pi_{1n}/\partial E_3}{\partial \Pi_{1n}/\partial \delta_{13}}; \\ a_{22} &= \frac{\partial \Pi_{2n}/\partial U_2}{\partial \Pi_{2n}/\partial \delta_{31}}; \quad a_{21} = \frac{\partial \Pi_{2n}/\partial E_1}{\partial \Pi_{2n}/\partial \delta_{31}}; \quad a_{23} = \frac{\partial \Pi_{2n}/\partial E_3}{\partial \Pi_{2n}/\partial \delta_{31}}. \end{aligned} \right\} \quad (11)$$

Здесь  $\Pi_{3n}, \Pi_{2n}, \Pi_{1n}$  — параметры, в функции первой и второй производных которых осуществляется регулирование ( $n=1, 2$ ).

Значительную экономию в расчетах коэффициентов, входящих в уравнения (2) — (10), можно получить, если найти их выражения через производные токов  $I_d$  и  $I_q$  машин и реактора. В приложении даются уравнения для определения этих производных. Приведенные там формулы несколько отличаются от аналогичных выражений, записанных для системы, не содержащей управляемые реакторы [Л. 5].

На основе полученной системы уравнений с помощью электронных вычислительных машин непрерывного действия были исследованы структурные свойства автоматически регулируемой энергосистемы, содержащей управляемые реакторы.

**Система основного регулирования.** В дальнейшем будем различать регулирование управляемого реактора и синхронных машин в функции отклонения и производных режимных величин. Поскольку регулирование в функции отклонения необходимо для улучшения статических характеристик энергосистемы и предопределяет максимальные значения мощности по условию апериодического нарушения устойчивости, этот вид регулирования можно назвать основным. Регулирование в функции производных следует рассматривать как средство стабилизации. При синтезе рациональной структуры це-

лесообразно раздельно определять структуру системы основного регулирования и системы стабилизации.

Для обеспечения высоких динамических свойств системы автоматического регулирования весьма существенным оказывается выбор режимной величины, в функции отклонения которой целесообразно осуществлять регулирование управляемого реактора. В результате исследования было обнаружено, что при использовании некоторых режимных величин, например угла  $\delta_{23}$  между векторами напряжения  $U_2$  и э. д. с.  $E_3$  или угла  $\delta_{21}$  между векторами напряжения  $U_2$  и э. д. с.  $E_1$ , практически нельзя обеспечить устойчивость системы. Наиболее простым видом основного регулирования по условиям измерения и эксплуатации, который при этом обеспечивает надлежащие статические характеристики и значительное увеличение предельно передаваемой мощности, следует считать регулирование в функции отклонения напряжения в точке подключения реактора ( $\Delta U_R$ ) либо отклонения напряжения на зажимах реактора ( $\Delta U_2$ ) (рис. 1). Поэтому в качестве основного регулирования управляемого реактора следует рекомендовать регулирование в функции одной из этих двух величин.

**Регулирование в функции производных.** Реализация тех возможностей, которые открываются при регулировании управляемых реакторов и синхронных машин в функции отклонения, полностью зависит от выбранной системы стабилизации, т. е. от успешного решения задачи синтеза структуры системы регулирования в функции производных режимных величин. Применительно к схеме, изображенной на рис. 1, любой сигнал регулирования управляемого реактора в общем виде может быть записан следующим образом:

$$\Delta \Pi_{2n} = \Delta \delta_{31} + a_{22} \Delta U_2 + a_{21} \Delta E_1 + a_{23} \Delta E_3, \quad (12)$$

где  $n$  — порядок производной;

$a_{22}, a_{21}$  и  $a_{23}$  — структурные коэффициенты.

Согласно уравнению (10) число штрихов у структурных коэффициентов равно  $n$ .

Задача структурного анализа сводится к определению связи между динамическими свойствами системы и величиной структурных коэффициентов. Исследование структурных свойств целесообразно выполнять с помощью обобщенных зависимостей  $K'_2(a'_{2s}), K''_2(a''_{2s})$ . Здесь  $s$  может принимать значения: 1, 2 и 3. Обобщенные зависимости дают представление о динамических свойствах системы при регулировании в функции любых режимных величин и любых их сочетаний.

В результате анализа было установлено, что характер обобщенных зависимостей сохраняется для управляемых реакторов таким же, как и для синхронных машин.

На рис. 2 изображены осциллограммы переходных процессов при регулировании СГ1, СГ3 и РУ2 в функции отклонения напряжения ( $K_U=40$ ). На рис. 2, а приведена осциллограмма, когда производные вводились только на передающей станции СГ3; на рис. 2, б — когда производные вводились только на управляемом реакторе РУ2. Сопоставив эти осциллограммы, легко установить, что при ре-

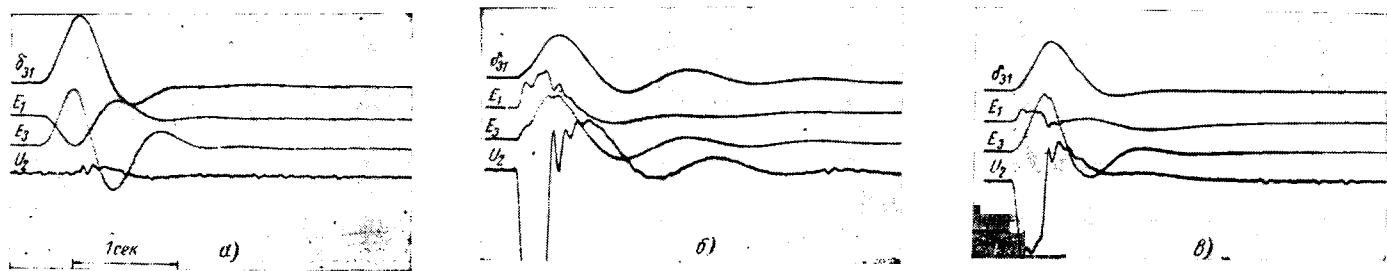


Рис. 2. Осциллограммы переходного процесса при регулировании в функции производных генераторов передающей станции (a), управляемого реактора (б), генераторов и управляемого реактора (в).

глировании управляемого реактора в функции производных можно обеспечить не только устойчивость, но и высокое качество переходного процесса, которое при определенных условиях не уступает по своим показателям тому случаю, когда осуществляется регулирование по производным на передающей станции (СГЗ). Осуществление регулирования в функции производных одновременно и на СГЗ и на РУ2 позволяет при меньшей интенсивности регулирования на каждом из них получить более высокие показатели (рис. 2, в). Вместе с этим будет повышаться надежность системы в целом.

Основной проблемой в этом случае является изучение механизма взаимодействия регуляторов и определение рациональной структуры системы многосвязного регулирования. Для характеристики интенсивности взаимосвязи в работе регуляторов на рис. 3 изображены обобщенные зависимости  $K''_3(a''_{33})$  для передающей станции, снятые при различных значениях коэффициента регулирования по второй производной на управляемом реакторе ( $\Delta\Pi_{22} = \Delta\delta_{31}$ ).

Было установлено, что путем синтеза соответствующей структуры системы регулирования можно обеспечить автономность регулирования в функции производных на передающей станции и на управляемом реакторе. На рис. 4 изображены области устойчивости в плоскости  $K'_2 K''_3$  при следующей структуре сигналов на СГЗ и РУ2:

$$\Delta\Pi_{32} = \Delta\delta_{31} - 0,4\Delta E_3; \quad (13)$$

$$\Delta\Pi_{21} = \Delta\delta_{31} - 1,0\Delta U_2. \quad (14)$$

Области построены для трех значений постоянной времени  $T_R$  обмотки управления реактора: 0,1; 0,25 и 1,0 сек.

Принципиальным отличием системы регулирования управляемого реактора от системы регулирования синхронных машин является возможность обеспечения устойчивости всей системы при введении на управляемом реакторе только одной первой производной режимных величин (рис. 4). Отмеченная особенность действия первой производной объясняется значительно большим быстродействием системы регулирования управляемого реактора в сравнении с синхронными машинами (рис. 2, а и б). Увеличение быстродействия в первую очередь объясняется отсутствием высоконерционного звена ротора, в котором, как известно [Л. 7], фаза сигнала при частоте порядка 1 *пер/сек* изменяется почти на 90°. Этим обусловливается необходимость

введения второй производной на синхронных машинах. Поскольку в цепи регулирования управляемого реактора отсутствует ротор, то в определенных пределах действие сигнала первой производной на нем можно считать эквивалентным действию сигнала второй производной, вводимой на синхронной машине [Л. 8].

На динамические свойства автоматически регулируемой энергосистемы существенное влияние оказывают величины постоянных времени обмотки управления реактора и элементов регулятора. Влияние постоянной времени обмотки управления реактора  $T_R$  на размеры области устойчивости можно проследить на рис. 4. Анализ качества переходных процессов показывает, что увеличение  $T_R$  более 0,1 сек сказывается отрицательно на демпфировании колебаний. При больших  $T_R$  сильно снижается эффективность регулирования реактора в функции вторых производных. Поэтому следует рекомендовать величину  $T_R$  порядка 0,1 сек.

Динамические свойства управляемого реактора зависят от вида его магнитных характеристик [Л. 2]. При анализе малых отклонений системы, содержащей управляемый реактор, необходимо при

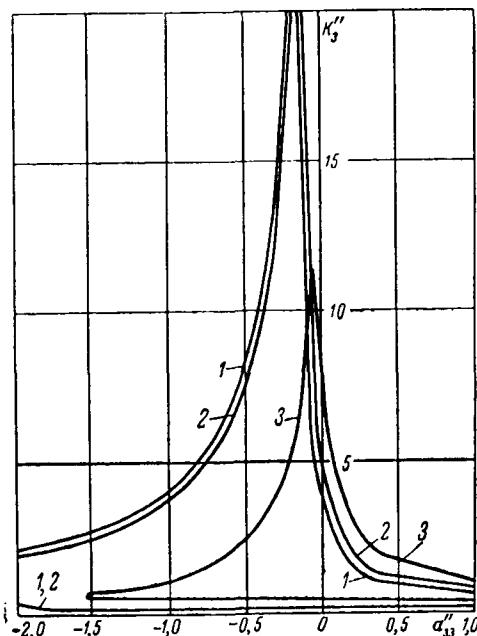


Рис. 3. Зависимости  $K''_3 (a''_{33})$  при изменении интенсивности регулирования реактора в функции второй производной угла передачи.

1 —  $K''_2 = 0$ ; 2 —  $K''_2 = 1,0$ ; 3 —  $K''_2 = 5,0$ .

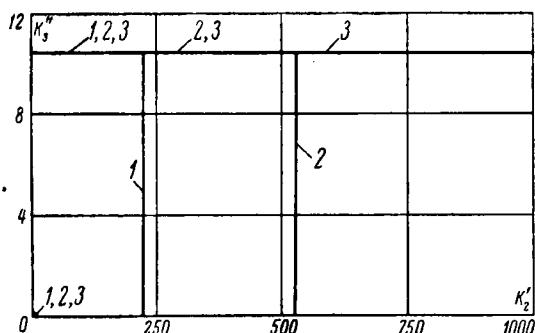


Рис. 4. Автономное регулирование передающей станции и реактора.

1 —  $T_R = 0,1$  сек; 2 —  $T_R = 0,25$  сек; 3 —  $T_R = 1,0$  сек.

определении  $T_R$  учитывать, какому участку магнитной характеристики соответствует исследуемый режим. При изменении режима величина  $T_R$  может изменяться в широких пределах. Приведенные на рис. 4 кривые позволяют оценить влияние изменения  $T_R$  на границы области устойчивости, в то же время они показывают, что выбором соответствующей структуры системы регулирования в функции производных можно в значительной степени компенсировать влияние изменения  $T_R$  на статическую устойчивость системы.

На рис. 5 изображены области устойчивости в плоскости  $K'_2K''_3$  ( $\Delta P_{32} = \Delta \delta_{31} \Delta P_{21} = \Delta \delta_{31}$ ) при следующих четырех значениях постоянной времени дифференциатора для получения первой производной ( $T_1$ ): 3,0; 0,3; 0,03 и 0,003 сек. Устанавливаем, что при изменении величины  $T_1$  можно в десятки раз изменить верхние предельные значения коэффициента регулирования по первой производной на реакторе. При малых постоянных времени (0,003—0,03 сек), которые обычно характерны для регуляторов синхронных машин, регулирование только одного реактора в функции первой производной не может обеспечить устойчивость системы. Такая возможность появляется при  $T_1 = 0,3$  сек. Последнее обстоятельство имеет существенное значение для повышения надежности системы. По условиям обеспечения высокого качества переходных процессов значение постоянной времени дифференциаторов для получения второй производной ( $T_2$ ), так же как и в регуляторах синхронных машин, должно быть порядка 0,03 сек.

**Сравнение динамических свойств системы, содержащей синхронные компенсаторы и управляемые реакторы.** Управляемый реактор обладает значительными преимуществами в сравнении с синхронным компенсатором. Регулированием возбуждения в функции производных только на синхронном компенсаторе обеспечить устойчивость энергосистемы в целом обычно не удается [Л. 4]. При наличии в системе управляемого реактора, при регулировании его в функции производных, удается не только обеспечить устойчивость, но и получить высокое качество переходных процессов (рис. 2, б). Таким образом, при использовании управляемых реакторов значительно повышается надежность автоматически регулируемой энергосистемы.

Для характеристики эффективности управляемых

реакторов и синхронных компенсаторов в случае осуществления регулирования в функции производных как на передающей станции, так и на компенсирующем устройстве (рис. 1), в таблице приведены основные показатели качества переходных процессов. В таблице даны значения: передаваемой по линии мощности ( $P_3$ ), полного угла передачи ( $\delta_{31}$ ), реактивной мощности на зажимах компенсирующего устройства ( $Q_{U2}$ ), логарифмического декремента затухания ( $\eta_{31}$ ), относительной величины амплитуды угла вылета ротора передающей станции ( $A_{31}$ ) при использовании в качестве компенсирующего устройства синхронного компенсатора или управляемого реактора. Возмущение в обоих случаях было одинаковым.

Компенсирующее устройство	$P_3$	$\delta_{31}$	$Q_{U2}$	$\eta_{31}$	$A_{31}$
Синхронный компенсатор	0,16	26°06'	-0,064	11,0	1,0
	0,87	82°52'	0,142	1,5	1,2
Управляемый реактор	0,16	26°06'	-0,064	10,0	0,74
	0,87	82°52'	0,142	5,0	0,66

При отсутствии регулирования в функции производных на компенсирующем устройстве для первого режима  $\eta_{31} = 3,38$ ,  $A_{31} = 1,0$ ; для второго режима  $\eta_{31} = 2,60$ ,  $A_{31} = 1,07$ .

Приведенные в таблице величины позволяют заключить, что статическое компенсирующее устройство является более эффективным средством улучшения динамических свойств автоматически регулируемой энергосистемы. Существенное достоинство управляемых реакторов состоит в возможности активного воздействия его системы регулирования на поведение роторов генераторов. Система регулирования синхронного компенсатора практически оказывает влияние только на движение собственного ротора.

**Выводы.** 1. Управляемые реакторы являются более эффективным средством улучшения динамических свойств автоматически регулируемой энергосистемы, чем синхронные компенсаторы.

2. Выполненные исследования позволяют сформулировать основные требования к системе регулирования управляемого реактора. Управляемый ре-

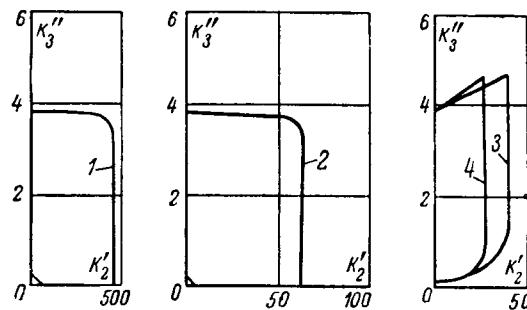


Рис. 5. Влияние постоянной времени дифференциатора первой производной на границы областей устойчивости в плоскости  $K'_2K''_3$ .

1 —  $T_1 = 3$  сек; 2 —  $T_1 = 0,3$  сек; 3 —  $T_1 = 0,03$  сек;  
4 —  $T_1 = 0,003$  сек.

актор целесообразно регулировать в функции отклонения напряжения в точке его подключения к линии электропередачи, а для стабилизации использовать первую и вторую производные режимных величин.

Наиболее рациональной структурой системы регулирования следует считать такую, при которой обеспечивается автономность регулирования в функции производных. Постоянная времени обмотки управления реактора должна быть порядка 0,1—0,3 сек, а дифференциатора получения первой производной порядка 0,3 сек. Дифференциаторы для получения второй производной должны иметь малую инерционность.

**Приложение.** Определение частных производных составляющих токов управляемого реактора и машин СГЗ и СГ1.

Составляющие токов управляемого реактора и машин СГЗ и СГ1 определяются по следующим двум уравнениям:

$$I_{ds} = \frac{E_s}{z_{ss}} \cos \alpha_{ss} - \sum_{\substack{i=1 \\ i \neq s}}^n \frac{E_i}{z_{si}} \cos (\delta_{si} - \alpha_{si}); \quad (\text{П-1})$$

$$I_{qs} = \frac{E_s}{z_{ss}} \sin \alpha_{ss} + \sum_{\substack{i=1 \\ i \neq s}}^n \frac{E_i}{z_{si}} \sin (\delta_{si} - \alpha_{si}). \quad (\text{П-2})$$

Для управляемого реактора за оси проектирования вектора тока выбран вектор напряжения на его зажимах  $U_2$  (ось  $q$ ) и перпендикулярная ему прямая (ось  $d$ ).

*Производные составляющих тока управляемого реактора РУ2:*

$$\begin{aligned} \frac{\partial I_{d2}}{\partial \delta_{31}} &= \frac{E_1}{z_{21}} \sin (\delta_{21} - \alpha_{21}) \frac{\partial \delta_{21}}{\partial \delta_{31}} + \\ &+ \frac{E_3}{z_{23}} \sin (\delta_{23} - \alpha_{23}) \frac{\partial \delta_{23}}{\partial \delta_{31}}; \end{aligned} \quad (\text{П-3})$$

$$\begin{aligned} \frac{\partial I_{d2}}{\partial E_1} &= -\frac{1}{z_{21}} \cos (\delta_{21} - \alpha_{21}) + \frac{E_1}{z_{21}} \sin (\delta_{21} - \alpha_{21}) \frac{\partial \delta_{21}}{\partial E_1} + \\ &+ \frac{E_3}{z_{23}} \sin (\delta_{23} - \alpha_{23}) \frac{\partial \delta_{23}}{\partial E_1}; \end{aligned} \quad (\text{П-4})$$

$$\begin{aligned} \frac{\partial I_{d2}}{\partial E_3} &= \frac{E_1}{z_{21}} \sin (\delta_{21} - \alpha_{21}) \frac{\partial \delta_{21}}{\partial E_3} + \frac{E_3}{z_{23}} \sin (\delta_{23} - \alpha_{23}) \frac{\partial \delta_{23}}{\partial E_3} - \\ &- \frac{1}{z_{23}} \cos (\delta_{23} - \alpha_{23}); \end{aligned} \quad (\text{П-5})$$

$$\begin{aligned} \frac{\partial I_{d2}}{\partial U_2} &= \frac{1}{z_{22}} \cos \alpha_{22} + \frac{E_1}{z_{21}} \sin (\delta_{21} - \alpha_{21}) \frac{\partial \delta_{21}}{\partial U_2} + \\ &+ \frac{E_3}{z_{23}} \sin (\delta_{23} - \alpha_{23}) \frac{\partial \delta_{23}}{\partial U_2}; \end{aligned} \quad (\text{П-6})$$

$$\begin{aligned} \frac{\partial I_{q2}}{\partial \delta_{31}} &= \frac{E_1}{z_{21}} \cos (\delta_{21} - \alpha_{21}) \frac{\partial \delta_{21}}{\partial \delta_{31}} + \\ &+ \frac{E_3}{z_{23}} \cos (\delta_{23} - \alpha_{23}) \frac{\partial \delta_{23}}{\partial \delta_{31}}; \end{aligned} \quad (\text{П-7})$$

$$\begin{aligned} \frac{\partial I_{q2}}{\partial E_1} &= \frac{1}{z_{21}} \sin (\delta_{21} - \alpha_{21}) + \frac{E_1}{z_{21}} \cos (\delta_{21} - \alpha_{21}) \frac{\partial \delta_{21}}{\partial E_1} + \\ &+ \frac{E_3}{z_{23}} \cos (\delta_{23} - \alpha_{23}) \frac{\partial \delta_{23}}{\partial E_1}; \end{aligned} \quad (\text{П-8})$$

$$\begin{aligned} \frac{\partial I_{q2}}{\partial E_3} &= \frac{E_1}{z_{21}} \cos (\delta_{21} - \alpha_{21}) \frac{\partial \delta_{21}}{\partial E_3} + \frac{E_3}{z_{23}} \cos (\delta_{23} - \alpha_{23}) \frac{\partial \delta_{23}}{\partial E_3} + \\ &+ \frac{1}{z_{23}} \sin (\delta_{23} - \alpha_{23}); \end{aligned} \quad (\text{П-9})$$

$$\begin{aligned} \frac{\partial I_{q2}}{\partial U_2} &= \frac{1}{z_{22}} \sin \alpha_{22} + \frac{E_1}{z_{21}} \cos (\delta_{21} - \alpha_{21}) \frac{\partial \delta_{21}}{\partial U_2} + \\ &+ \frac{E_3}{z_{23}} \cos (\delta_{23} - \alpha_{23}) \frac{\partial \delta_{23}}{\partial U_2}. \end{aligned} \quad (\text{П-10})$$

#### Производные составляющих тока машины СГЗ

$$\frac{\partial I_{d3}}{\partial \delta_{31}} = \frac{E_1}{z_{31}} \sin (\delta_{31} - \alpha_{31}) + \frac{U_2}{z_{32}} \sin (\delta_{32} - \alpha_{32}) \frac{\partial \delta_{32}}{\partial \delta_{31}}; \quad (\text{П-11})$$

$$\frac{\partial I_{d3}}{\partial E_1} = -\frac{1}{z_{31}} \cos (\delta_{31} - \alpha_{31}) + \frac{U_2}{z_{32}} \sin (\delta_{32} - \alpha_{32}) \frac{\partial \delta_{32}}{\partial E_1}; \quad (\text{П-12})$$

$$\frac{\partial I_{d3}}{\partial E_3} = \frac{1}{z_{33}} \cos \alpha_{33} + \frac{U_2}{z_{32}} \sin (\delta_{32} - \alpha_{32}) \frac{\partial \delta_{32}}{\partial E_3}; \quad (\text{П-13})$$

$$\frac{\partial I_{d3}}{\partial U_2} = -\frac{1}{z_{32}} \cos (\delta_{32} - \alpha_{32}) + \frac{U_2}{z_{32}} \sin (\delta_{32} - \alpha_{32}) \frac{\partial \delta_{32}}{\partial U_2}; \quad (\text{П-14})$$

$$\frac{\partial I_{q3}}{\partial \delta_{31}} = \frac{E_1}{z_{31}} \cos (\delta_{31} - \alpha_{31}) + \frac{U_2}{z_{32}} \cos (\delta_{32} - \alpha_{32}) \frac{\partial \delta_{32}}{\partial \delta_{31}}; \quad (\text{П-15})$$

$$\frac{\partial I_{q3}}{\partial E_1} = \frac{1}{z_{31}} \sin (\delta_{31} - \alpha_{31}) + \frac{U_2}{z_{32}} \cos (\delta_{32} - \alpha_{32}) \frac{\partial \delta_{32}}{\partial E_1}; \quad (\text{П-16})$$

$$\frac{\partial I_{q3}}{\partial E_3} = \frac{1}{z_{33}} \sin \alpha_{33} + \frac{U_2}{z_{32}} \cos (\delta_{32} - \alpha_{32}) \frac{\partial \delta_{32}}{\partial E_3}; \quad (\text{П-17})$$

$$\frac{\partial I_{q3}}{\partial U_2} = \frac{U_2}{z_{32}} \cos (\delta_{32} - \alpha_{32}) \frac{\partial \delta_{32}}{\partial U_2} + \frac{1}{z_{32}} \sin (\delta_{32} - \alpha_{32}). \quad (\text{П-18})$$

Уравнения для производных составляющих тока машины СГ1 при соответствующей замене индексов «3» и «1» аналогичны уравнениям (П-11)–(П-18).

#### Литература

1. Веников В. А., Цовьянов А. Н., Худяков В. В., Новые источники реактивной мощности, позволяющие улучшить использование генераторов и синхронных компенсаторов, «Вестник электропромышленности», 1957, № 12.

2. Лебедин М. С., Управляемый реактор для линий передачи переменного тока, Изд-во АН СССР, 1961.

3. Бронштейн Э. Л., Соловьев С. А., Соколов Н. И., Чернобровов Н. В., Испытание и анализ режима одноцепной электропередачи 400 кв при работе генераторов Волжской ГЭС им. Ленина с регуляторами сильного действия, Труды ВНИИЭ, вып. IX, Госэнергиздат, 1959.

4. Михневич Г. В., Динамические свойства автоматически регулируемой энергосистемы, содержащей синхронные компенсаторы, Изв. АН СССР, Энергетика и транспорт, 1963, № 6.

5. Михневич Г. В., Синтез структуры системы автоматического регулирования возбуждения синхронных машин, Изд-во «Наука», 1964.

6. Миронов М. В., Синтез структур систем автоматического регулирования высокой точности, Физматгиз, 1959.

7. Ботвинник М. М., Регулирование возбуждения и статическая устойчивость синхронных машин, ГЭИ, 1950.

8. Михневич Г. В., О приближенном методе анализа процессов в автоматически регулируемой синхронной машине, Сб. «Режимы работы энергосистем и регулирование синхронных машин», изд-во «Наука», 1964.

[18.3.1965]



# Из опыта работы

УДК 621.316.571 : 017.7

## Определение нагрева баковых масляных выключателей

Инж. П. Б. ИРАНИЙ

Свердловский научно-исследовательский электротехнический институт

Наблюдая за ростом номинальных токов высоковольтных выключателей, выпускаемых заводом «Уралэлектротяжмаш» им. В. И. Ленина в течение последних 15 лет, можно убедиться, что еще в 1950 г. номинальный ток большинства выключателей не превышал 600 а, в 1951—1955 гг. он вырос до 1 000 а, в 1962 г. большинство выключателей было усилено по номинальному току до 2 000 а, а в 1963—1964 гг. началась работа по повышению номинального тока до 3 200 а.

С целью сокращения большой по объему экспериментальной работы, предшествующей каждому повышению номинального тока и каждому изменению теплогенерации отдельных узлов выключателя, с 1960 г. велась работа по созданию методики приближенного теплового расчета баковых выключателей.

В настоящее время лаборатория контактов и электронагрева Свердловского научно-исследовательского электротехнического института (СНИЭТИ) закончила разработку системы приближенного теплового расчета всех баковых масляных выключателей завода «Уралэлектротяжмаш» типа ВМ-35, МКП-35, У-35, МКП-110, МКП-220, МКП-500, У-110, У-220. Ниже излагается эта методика, позволяющая при данном токе определить значение каждого теплогенерирующего участка выключателя в его общем тепловом балансе, а также рассчитать ожидаемые величины нагрева.

Тепловой расчет баковых масляных выключателей может быть разбит на две части:

1. Расчет величины превышения температуры верхнего слоя масла (стандартом нормируется [Л. 2]).

2. Расчет величин превышения температуры отдельных участков токопровода (также нормируется стандартом [Л. 2]).

**Нагрев верхнего слоя масла.** Расчет величины превышения температуры верхнего слоя масла ( $\Delta\vartheta_{\text{м.в.сл}}$ ) в баке проводится так же, как и расчет средней величины превышения температуры масла у силовых масляных трансформаторов по формуле [Л. 1]

$$\Delta\vartheta_{\text{м.ср}} = 0,262q_{\Sigma}^{0,8} [\text{°C}], \quad (1)$$

где  $q_{\Sigma}$  — удельные потери, т. е. часть общих потерь, возникающих внутри бака и в самом баке полюса и отводящихся с 1 м<sup>2</sup> охлаждающей поверхности бака.

Величина средней температуры масла является показателем уровня нагрева всего бака полюса, но, так как температура масла в баке по высоте сильно меняется, оказалось необходимым применить уравнение (1) для расчета температуры верхнего слоя масла при помощи переходного коэффициента:

$$k_{\text{м.в.сл}} = \frac{\Delta\vartheta_{\text{м.в.сл}}}{\Delta\vartheta_{\text{м.ср}}}.$$

В результате многочисленных испытаний баковых масляных выключателей с крышками из ферромагнитного материала этот коэффициент оказался равным 1,3.

Только у выключателя типа У-35, имеющего немагнитную крышку с приводным механизмом внутри бака,  $k_{\text{м.в.сл}}$  увеличивается до 1,8.

Итак, расчет превышения температуры верхнего слоя масла ведется по следующим уравнениям.

Для серии выключателей типа У-35:

$$\Delta\vartheta_{\text{м.в.сл}} = 1,8 \cdot 0,262q_{\Sigma}^{0,8} = 0,47q_{\Sigma}^{0,8}. \quad (2a)$$

Для всех других баковых выключателей:

$$\Delta\vartheta_{\text{м.в.сл}} = 1,3 \cdot 0,262q_{\Sigma}^{0,8} = 0,34q_{\Sigma}^{0,8}. \quad (2b)$$

Проверялась погрешность получаемых по уравнениям (2a) и (2b) расчетных величин ( $\Delta\vartheta_{\text{м.в.сл}}$ ) по отношению к замеренным, полученным при тепловых испытаниях. Небольшие величины средней и максимальной погрешностей, приведенные в таблице, показывают возможность применения данных уравнений для расчета температуры верхнего слоя масла в баковых масляных выключателях.

Расчет величин  $\Delta\vartheta_{\text{м.в.сл}}$  проводится по уравнениям (2a) и (2b) для отдельных полюсов различных баковых выключателей на основании величины удельных потерь  $q_{\Sigma}$ , приведенных к 1 м<sup>2</sup> охлаждающей поверхности бака. Удельные потери на 1 м<sup>2</sup> охлаждающей поверхности

$$q_{\Sigma} = \frac{\Sigma Q}{\Sigma F}, \quad (3)$$

где  $\Sigma Q$  — величина суммарных потерь, возникающих при данном токе внутри бака полюса и в самом баке;

$\Sigma F$  — условная охлаждающая поверхность бака полюса.

**Потери внутри бака полюса.** Потери внутри бака полюса разделяются на две группы: потери, возникающие в токопроводе, и потери, вызванные вих-

ревыми токами и гистерезисом в ферромагнитных узлах бака.

**Потери в токопроводе.** Эти потери определяются в нагретом до установившейся температуры токопроводе с учетом коэффициентов скин-эффекта  $k_{\text{ск}}$  на различных участках. Сюда включаются и потери, возникающие во вторичных обмотках трансформаторов тока, но исключаются потери в участках токопровода, выходящих из коробок трансформаторов тока. Поэтому у баковых выключателей на напряжение 35 кв в сумму потерь внутри бака входит только половина потерь в токопроводе вводов, а у выключателей на напряжение 110 кв выше — около 33%, что соответствует действительному соотношению длин участков вводов над и под крышкой.

**Потери от вихревых токов и гистерезиса.** Эти потери возникают в ферромагнитных узлах бака, например, в крышке, в элементах коробок трансформаторов тока, в приводном механизме полюса, помещенном под крышкой и в самом баке. Величины потерь в стальных и чугунных узлах определялись экспериментальным путем, но могут быть также определены по расчету, методика которого опубликована в [Л. 3].

**Охлаждающая поверхность бака.** За охлаждающую поверхность бака  $\Sigma F_b$  принимается цилиндрическая часть бака  $\Sigma F_d$  с учетом поверхностей всех ребер и узлов, связанных со стенкой бака, и 75% от поверхности крышки  $F_{\text{кр}}$ , как указано в [Л. 1].

Охлаждающая поверхность полюса рассчитывается по следующему уравнению:

$$\Sigma F_b = \Sigma F_d + 0,75F_{\text{кр}}. \quad (4)$$

**Наибольшие величины удельных потерь.** Уравнениями (2а) и (2б) выражена зависимость величины превышения температуры масла ( $\Delta\theta_{\text{м.в.сл}}$ ) от удельных потерь  $q_z$ . Величина  $\Delta\theta_{\text{м.в.сл}}$  ограничивается стандартом [Л. 2]: она не должна превышать 40° С. Для этого предела максимально допустимая величина удельных потерь на 1 м<sup>2</sup> охлаждающей поверхности баков определяется по выражениям (2а) и (2б). Для выключателей серии У-35 с крышкой из немагнитного материала и с приводным механизмом внутри бака максимальные потери  $q_{z \text{ макс}} = 252 \text{ вт}/\text{м}^2$ , а для всех остальных баковых выключателей  $q_{z \text{ макс}} = 386 \text{ вт}/\text{м}^2$  независимо от величины номинального тока.

**Нагрев отдельных участков токопровода.** Температура основных участков токопровода — разрывных и скользящих контактов, держателей дугогасительных камер и контактов свечей траверсы лимитируется стандартом [Л. 2], а на металлокерамических контактах — техническими условиями СНИЭТИ (отчет № 60/564 завода «Уралэлектротяжмаш»).

Для расчета величины превышения температуры в каждой из перечисленных точек найдено эмпирическое выражение, состоящее из главной составляющей вышеуказаний величины превышения температуры верхнего слоя масла  $\Delta\theta_{\text{м.в.сл}}$ , а также из величин сопротивлений участков токопровода, включающих данную точку.

Ток в этих эмпирических выражениях косвенно учитывается уравнениями для расчета величины

превышения температуры верхнего слоя масла  $\Delta\theta_{\text{м.в.сл}}$  (2а) и (2б), зависящей от потерь  $q_z$ , пропорциональных, в свою очередь, квадрату тока.

Следует еще раз подчеркнуть, что нижепредставленные уравнения (5) — (8) выведены на основании многочисленных экспериментальных данных.

**Нагрев разрывных и скользящих контактов.** При расчете превышения температуры одного или нескольких разрывных и скользящих контактов, находящихся в дугогасительных камерах, следует учесть, что количество контактов в одной камере в зависимости от напряжения, разное:

у выключателей на напряжение 110 кв — 2 или 3; у выключателей на напряжение 220 кв — 3 или 5.

Превышение температуры верхней контактной части  $\Delta\theta_{\text{к.к}}$  при наличии только одного контактного узла в камере рассчитывается для выключателей типа ВМ-35 и МКП-35 по следующему уравнению:

$$\Delta\theta_{\text{к.к}} = 1,5R_{\text{пер.к}}(R_{\text{пер.св}} + 0,5R_{\text{пер.тр}})^{0,1}\Delta\theta_{\text{м.в.сл}}^{0,7}, \quad (5a)$$

где  $R_{\text{пер.к}}$  — переходное сопротивление контактного узла камеры в горячем состоянии;

$R_{\text{пер.св}}$  — переходное сопротивление гибких связей (вместе с контактами) контактного узла в горячем состоянии;

$R_{\text{пер.тр}}$  — переходное сопротивление траверсы, замеренное между наконечниками свечей, в горячем состоянии.

Для выключателей типа У-35 показатель степени величины превышения температуры масла увеличивается до величины 0,78 ввиду особенностей конструкции этого выключателя, о которых упомянуто выше

$$\Delta\theta_{\text{к.к}} = 1,5R_{\text{пер.к}}(R_{\text{пер.св}} + 0,5R_{\text{пер.тр}})^{0,1}\Delta\theta_{\text{м.в.сл}}^{0,78}. \quad (5b)$$

Среднее превышение температуры разрывных и скользящих контактов  $\Delta\theta_{\text{к.к.ср}}$  при наличии двух или трех контактных узлов внутри дугогасительных камер (например, у выключателей серии МКП-110/220/500, где каждый из контактных узлов состоит из двух рядом расположенных и последовательно включенных торцевых контактов) рассчитывается по уравнению

$$\Delta\theta_{\text{к.к.ср}} = (5,4 \div 6,0) \cdot 10^{-3}n^2 \cdot R_{\text{пер.к.ср}}\Delta\theta_{\text{м.в.сл}}, \quad (6)$$

где  $n$  — количество контактных узлов в одной камере; первый коэффициент (5,4) относится к выключателям серии МКП-110/220/500, а второй (6,0) — к выключателям серии У-110/220.

Превышение или снижение этой средней температуры на верхнем и нижнем контактных узлах рассчитывается путем умножения средней величины на коэффициент  $k = 0,03n$ .

**Нагрев держателей дугогасительных камер.** Расчет превышения температуры латунных держателей камер проводится по уравнению

$$\Delta\theta_d = (6,6 \div 7,7) \cdot 10^{-2}n \cdot R_{\text{пер.к.ср}}^{0,5}\Delta\theta_{\text{м.в.сл}}, \quad (7)$$

где первый коэффициент (6,6) относится к выключателям серии МКП-110/220/500, а второй (7,7) — к выключателям типа У-110/220.

**Нагрев наружных контактов.** В конструкции баковых масляных выключателей напряжением 110 кв и выше к наружному контакту токопровода дугогасительных камер прымкает свеча траверсы.

Превышение температуры этих контактов  $\Delta\theta_{к,нр}$  рассчитывается по уравнению:

$$\Delta\theta_{к,нр} = (0,64 \div 0,7) \cdot 10^{-3} n^{2,3} R_{пер,к,ср}^{0,9} R_{tp}^{0,3} \Delta\theta_{м,в,сл}^{1,2}, \quad (8)$$

где  $R_{tp}$  — омическое сопротивление траверсы, замеренное между наконечниками свечей в горячем состоянии.

Первый коэффициент (0,64) относится к выключателям серии МКП-110/220/500, а второй (0,7) — к серии У-110/220.

**Выводы.** 1. Приведенные выше уравнения построены на основании результатов 24 тепловых испытаний баковых масляных выключателей типов ВМ(Б)-35, МКП-35, У-35, МКП-110, МКП-500 и У-110 различными токами от номинального и выше.

2. Полученные в результате тепловых испытаний выключателей величины превышений температур верхнего слоя масла, разрывных и скользящих

контактов, держателей камер и наружных контактов показали удовлетворительное совпадение с расчетами. Средняя и максимальная погрешности приведены в таблице.

Таблица

Точка замера и расчета превышения температуры	Средняя погрешность, %		Максимальная погрешность, %	
	+	-	+	-
Верхний слой масла . . . . .	5,7	3,4	11,5	9,6
Верхняя часть разрывных контактов . . . . .	5	5	11,9	14
Держатель дугогасительных камер . . . . .	6	5,2	10	7,0
Наружные контакты . . . . .	9,5	4,4	10	6,5

## Литература

1. Тихомиров П. М., Расчет трансформаторов, изд-во «Энергия», 1962.
2. ГОСТ 8024-56, Аппараты переменного тока высокого напряжения. Нагрев при длительной работе.
3. Третьяк Г. Т. и Лысов Н. Е., Основы тепловых расчетов электрической аппаратуры, Объединенное научно-техническое издательство НКТП СССР, 1935.

[5.6.1965]



## Дискуссии

УДК 658.26

### К ВОПРОСУ ОБ ОПРЕДЕЛЕНИИ ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ НАГРУЗОК ПРОМЫШЛЕННЫХ ПРЕДПРИЯТИЙ

(Статья Ю. Л. Мукосеева и С. И. Огороднова, «Электричество», 1963, № 3)

Инж. Б. С. МЕШЕЛЬ

По нашему мнению, в дискуссию можно внести ясность, если договориться о физической трактовке, а также о возможной и необходимой точности определения основных расчетных параметров: коэффициентов использования  $\bar{K}_и$ , отклонений максимума длительностью  $T$  от средней нагрузки  $\bar{K}_{ст}$  и спроса  $\bar{K}_{ст}$  той же длительности.

Несмотря на разногласия, все авторы рассматривают расчетную нагрузку как сумму средней нагрузки и отклонения от нее:

$$\bar{K}_{ст} = \bar{K}_и + \bar{K}_{от}. \quad (1)$$

Некоторые авторы выражают  $\bar{K}_{ст}$  через коэффициент максимума  $\bar{K}_{мт}$ :

$$\bar{K}_{ст} = \bar{K}_и + K_{мт}; \quad \bar{K}_{мт} = 1 + \frac{\bar{K}_{от}}{\bar{K}_и}. \quad (2)$$

Рассмотрим физическую трактовку коэффициента  $\bar{K}_и$ .

В [Л. 1] показано, что коэффициент использования каждой категории приемников (металлорежущие станки, вентиляторы, компрессоры и т. д.) не является однозначной величиной, а характеризуется гаммой значений  $K_i$ , отличающейся к тому же значительным разбросом. Например, для печей сопротивления с периодической загрузкой деталей  $K_i$  колеблется от  $K_{i,мин}=0,1$  до  $K_{i,макс}=0,95$  при  $K_{i,ср}=0,55$ . Для фидеров металлорежущих станков цехов серийного производства  $K_{i,мин}=0,078$ ;  $K_{i,макс}=0,158$ ;  $K_{i,ср}=0,127$ .

Поэтому все методы (упорядоченных диаграмм, двухчленных формул, статистический и т. д.) стремятся принимать в качестве расчетного значения коэффициента использования такое его значение, чтобы вероятность его превышения на малую величину была весьма малой. В разделе статистического метода [Л. 2] вероятность превышения  $\bar{K}_и$  на величину  $(0,05 \div 0,07)\bar{K}_и$  принимается равной 0,05—0,08.

Изложенное позволяет сформулировать следующее определение расчетного коэффициента использования  $\bar{K}_и$ , одинаково пригодное для всех методов:  $\bar{K}_и$  данной категории приемников выбирается из экспериментально полученной совокупности  $K_i$  с таким расчетом, чтобы вероятность появления  $K_i$ , превышающих  $\bar{K}_и$  на малую величину, была весьма мала.

Таким образом, трактовка физического смысла коэффициента  $\bar{K}_и$  не вызывает принципиальных разногласий. Существует разногласий, продолжающихся много лет, начиная с основополагающих работ Г. М. Каялова и Н. В. Копытова и кончая последними разработками [Л. 2], заключается главным образом в том, что разные авторы по-разному подходят к трактовке и способу определения второй составляющей формулы (1)  $\bar{K}_{от}$ .

В директивные материалы [Л. 2] пришлось включить два взаимно исключающих метода: упорядоченных диаграмм и статистический. Поэтому для сближения точек зрения выясним, с какой точностью допустимо определять  $\bar{K}_{от}$ .

Действительные коэффициенты спроса  $t$  фидеров, из которых каждый питает одинаковое число приемников одной

и той же мощности, принадлежащих к какой-либо одной категории, будут:

$$\left. \begin{aligned} K_{cT} &= K_{i, cp} \pm \Delta_{i, n} + \bar{K}_{ot} \pm \Delta_{o(0)}, \\ K_{cT^2} &= K_{i, cp} \pm \Delta_{2, n} + \bar{K}_{ot} \pm \Delta_{2(0)}, \\ \vdots &\quad \vdots \quad \vdots \quad \vdots \\ K_{cTm} &= K_{i, cp} \pm \Delta_{m, n} + \bar{K}_{ot} \pm \Delta_{m(0)}, \end{aligned} \right\} \quad (3)$$

$\Delta_{i, n} \dots \Delta_{m, n}$  — отклонения действительных коэффициентов использования от математического ожидания, равного  $K_{i, cp}$ ;  $\Delta_{o(0)} \dots \Delta_{m(0)}$  — ошибки, допущенные в определении  $\bar{K}_{ot}$ .

Обширная статистическая обработка замеров многих категорий приемников показала, что значения  $\frac{\bar{K}_i}{K_{i, cp}}$  находятся в пределах 1,1—1,4. Приняв для последующих выводов  $\frac{\bar{K}_i}{K_{i, cp}} = 1,15$ , получаем, что предельная ошибка в определении  $\bar{K}_i$  равна:

$$\Delta_{i, n} = \pm 0,15 K_{i, cp} \quad (4)$$

с вероятностью появления 0,05—0,08. Для фидеров, питающих разнородные категории приемников, эта вероятность, равная произведению вероятностей появления  $\Delta_{i, n}$  отдельных групп, значительно уменьшается. Кроме того, следует учитывать, что расчетная токовая нагрузка определяется согласно [Л. 3] по средневзвешенному  $\cos \Phi$ , в то время как действительный коэффициент мощности при максимуме  $\cos \varphi > \cos \Phi$ . Это дает дополнительный резерв в расчетной нагрузке  $h = \frac{\cos \varphi}{\cos \Phi} > 1$ . Так как корреляционная зависимость

$h = f(\bar{K}_{MT})$  получена пока только для двух категорий приемников [Л. 1], то для последующих выводов примем заведомо малые значения  $h$ ; для  $\bar{K}_{MT} \geq 2$   $h = 1,05$ ; для  $\bar{K}_{MT} < 2$   $h = 1,00$ .

Согласно теории ошибок, результирующая ошибка в величине коэффициента спроса определяется из следующего выражения:

$$\Delta_c = \pm \sqrt{\Delta_{i, n}^2 + \Delta_{o, n}^2}, \quad (5)$$

где  $\Delta_{o, n}$  — предельная ошибка в определении.

Тогда выражения для действительного максимального и минимального коэффициентов спроса могут быть записаны следующим образом:

$$\left. \begin{aligned} 1,1 \bar{K}_{CT} h &= K_{i, cp} + \bar{K}_{ot} + \sqrt{(0,15 K_{i, cp})^2 + \Delta_{o, n}^2}, \\ 0,9 \bar{K}_{CT} h &= K_{i, cp} + \bar{K}_{ot} - \sqrt{(0,15 K_{i, cp})^2 + \Delta_{o, n}^2}, \end{aligned} \right\} \quad (6)$$

где 1,1 и 0,9 учитывают допускаемую [Л. 4] погрешность в определении расчетной нагрузки, равную  $\pm 10\%$ . Заменив  $\bar{K}_{CT} = \bar{K}_i \bar{K}_{MT}$  и  $\bar{K}_{ot} = \bar{K}_i (\bar{K}_{MT} - 1)$  и обозначив  $\Delta_{o, n}^2 = \gamma^2 \bar{K}_i^2 (\bar{K}_{MT} - 1)^2$ , получим после упрощения предельную относительную ошибку в определении  $\bar{K}_{ot}$ . Для  $\bar{K}_{MT} < 2$  и  $h = 1$

$$\Upsilon_{\max} = \frac{\sqrt{0,01 \bar{K}_{MT}^2 + 0,026 \bar{K}_{MT}}}{\bar{K}_{MT} - 1}, \quad (7)$$

Для  $\bar{K}_{MT} \geq 2$  и  $h = 1,05$

$$\Upsilon_{\max} = \frac{\sqrt{0,223 \bar{K}_{MT}^2 + 0,04 \bar{K}_{MT}}}{\bar{K}_{MT} - 1}. \quad (8)$$

Для минимального коэффициента спроса и всех значений  $\bar{K}_{MT}$  и  $h$   $\Upsilon_{\max}$  не имеет вещественных корней. Это говорит

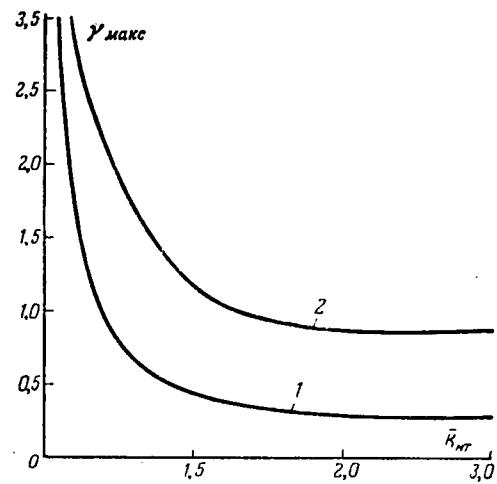


Рис. 1. Кривые  $\Upsilon_{\max} = f(\bar{K}_{MT})$ .

1 — для сетей с изолированными проводниками;  
2 — для сетей, выполненных по схеме трансформатор — магистраль.

о том, что если действительное  $\bar{K}_{ot}$  будет меньше расчетного, то коэффициент спроса всегда будет меньше  $0,9 \bar{K}_{CT}$ .

В тех случаях, когда цеховая низковольтная сеть выполняется по системе трансформатор — магистраль, ответвления к силовым шкафам при трансформаторах 560, 750 и 1 000 ква выполняются в соответствии с ПУЭ сечением не менее 35, 50 и 70 мм<sup>2</sup>. Для них время, в течение которого перегрев достигает установившейся величины,  $T \geq 60$  мин. В [Л. 4] показано, что в этих случаях нет смысла пересчитывать тридцатиминутный максимум на максимум большей длительности. Это означает, что расчетное отклонение принимается заведомо завышенным:  $\bar{K}_{o(30)}$  вместо  $\bar{K}_{ot} \leq \bar{K}_{o(30)} \leq 0,7 \bar{K}_{o(30)}$ .

Тогда, по аналогии с предыдущим:

$$1,1 \bar{K}_{CT} h \geq \bar{K}_i + 0,7 \bar{K}_{o(30)} + \sqrt{\Delta_{i, n}^2 + \Delta_{o, n}^2}. \quad (9)$$

Для  $\bar{K}_{MT} \geq 2$

$$\Upsilon_{\max} \geq \frac{\sqrt{0,32 \bar{K}_{MT}^2 + 0,27 \bar{K}_{MT} + 0,026}}{\bar{K}_{MT} - 1}. \quad (10)$$

Для  $\bar{K}_{MT} < 2$

$$\Upsilon_{\max} \geq \frac{\sqrt{0,4 \bar{K}_{MT}^2 + 0,3 \bar{K}_{MT} + 0,026}}{\bar{K}_{MT} - 1}. \quad (11)$$

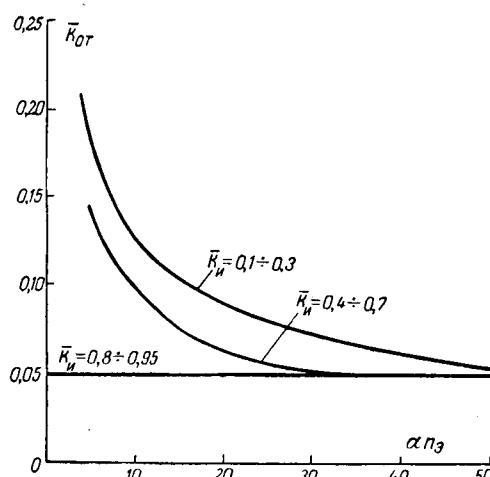
На рис. 1 даны кривые  $\Upsilon_{\max} = f(\bar{K}_{MT})$ , построенные по формулам (5)–(10), из которых видно, что величину  $\bar{K}_{ot}$  допустимо определять с весьма небольшой точностью, в особенности, для системы электроснабжения трансформатор — магистраль.

Полученные значения  $\Upsilon_{\max}$ , которые намного превышают обычно встречающиеся в инженерных расчетах допуски, позволяют кардинально упростить решение наиболее сложной и спорной задачи — определение  $\bar{K}_{ot}$  и говорят о бесцельности скрупулезного подхода к ее решению.

Учет этих допусков позволил включить в директивные материалы следующие положения:

1. В качестве одного из методов обследования принимаются замеры среднесменных нагрузок, а расчетные отклонения максимума получасовой длительности определяются по корреляционному выражению:

$$\bar{K}_{o(30)} = \frac{0,5 - 0,4 \bar{K}_i}{\sqrt{n_s}}. \quad (12)$$

Рис. 2. Кривые  $\bar{K}_{\text{от}} = f(a_n)$ .

Выражение (12) решает основную задачу:  $\bar{K}_{\text{o}(30)}$  определяется в функции только  $\bar{K}_i$ , что коренным образом упрощает обследования и позволяет с минимальными затратами времени и труда накопить статистический материал, без которого расчеты нагрузок теряют всякое обоснование.

2. В проект изменений руководящих указаний включены рекомендации о пересчете в необходимых случаях максимума получасовой длительности на большую длительность и о выборе мощности цеховых трансформаторов по средней нагрузке максимально нагруженной смены [Л. 5].

Оказалось возможным вместо десяти расчетных кривых [Л. 1] принять три расчетные кривые  $\bar{K}_{\text{от}} = f(a_n)$  ( $a$  — отношение расчетной продолжительности максимума к получасовой).

Первая кривая охватывает приемники с большой неравномерностью нагрузки:  $\bar{K}_i = 0,1 - 0,3$ . Вторая — с меньшей неравномерностью  $\bar{K}_i = 0,4 - 0,6$ . Третья (прямая) — приемники с равномерной нагрузкой (рис. 2). Возможность построения одной кривой для группы  $\bar{K}_i$  объясняется тем, что изменение  $\bar{K}_{\text{от}}$  при переходе от одного  $\bar{K}_i$  к другому значительно меньше определенного ранее допуска.

Таким образом, принятие «трех кривых» (фактически двух) не является, как это считает Д. С. Лившиц, «грубой эмпирикой», а обосновывается анализом природы нагрузок промышленных приемников и допустимых ошибок в определении  $\bar{K}_{\text{от}}$ .

Д. С. Лившиц, рассмотрев основные положения метода упорядоченных диаграмм, пришел к выводу, что гипотеза о равновероятном распределении  $k_i$ ,  $g_i$  и  $k_v$  единичных приемников и фидеров бездоказательна. С целью проверки этой гипотезы мы применили критерий Пирсона. Для категорий приемников, охватывающих широкую номенклатуру разнообразного по назначению, конструкции и технологическому режиму оборудования (металлорежущие станки цехов серийного, массового производства, станов-автоматов, печи сопротивления с периодической загрузкой деталей и т. п.), критерий Пирсона показал, что распределение указанных параметров резко расходится с равновероятным распределением. Такой вывод физически совершенно ясен. В самом деле, если бы гипотеза оправдалась, то это означало бы, что, например, в металлообрабатывающем или термическом цехах разнообразная номенклатура металлорежущих станков или печей набирается из одинакового числа единиц с малым, средним и большим использованием мощности и машинного времени. Нет никаких технологических оснований для такого предположения.

Д. С. Лившиц и С. И. Огороднов выражают также сомнение в возможности оценки режимов фидеров по замерам нагрузок единичных приемников. Критерий Фишера ( $F$ -распределение) показал, что такая оценка не может быть применима для номенклатуры неоднородных приемников.

Это означает, что законы формирования распределения  $k_i$ ,  $g_i$  и  $k_v$  для единичных приемников и фидеров существенно различны и что между ними нет функциональной связи,

позволяющей получить аналитическим путем оценку режимов фидера по режиму включенных неоднородных приемников. Отсутствие места не позволяет дать числовые примеры, иллюстрирующие применение указанных критериев и полученные выводы.

В противоположность универсальным расчетным кривым, принятым во временных РУ по определению нагрузок, и статистическому методу упорядоченных диаграмм предполагает получение для каждой категории приемников своей индивидуальной кривой  $K_{\text{m}(30)} = f(n_s)$ .

Рассмотрим, что получается при таком подходе. Если взять какую-либо одну отрасль промышленности, то только для нее потребуется от двух до нескольких десятков подобных кривых. Сделаем такое мало реальное предположение, что проектировщик имеет в своем распоряжении полный комплект этих кривых, и допустим, что они идеально правильно отражают режим данной категории приемников. Тогда для фидеров цеховой сети, питающих, как правило, приемники двух-трех категорий, а также для высоковольтной сети, питающей приемники многих категорий, расчет существенно осложняется. В этом случае для каждой однородной категории приведенное эффективное число электроприемников определяется по выражению [Л. 2]:

$$n'_{\text{cr}} = n_{\text{cr}} \frac{P_c}{P_{\text{cr}}},$$

где  $n_{\text{cr}}$  и  $P_{\text{cr}}$  — действительное эффективное число и средняя мощность приемников  $r$ -ой группы;  $P_c$  — суммарная средняя мощность всех приемников, подключенных к фидеру. Затем для каждой категории определяется по соответствующей ей кривой коэффициент максимума  $K_{\text{m}r} = f(n'_{\text{cr}})$ .

Суммарный максимум фидера определяется как арифметическая сумма:

$$P_r = \sum K_{\text{m}r} P_r.$$

Основная задача теории и практики определения нагрузок — суммирование нагрузок разнородных приемников — не получила строгого решения в этом способе, о чем говорит и его автор [Л. 6].

**Выводы.** 1. Расчетное отклонение  $\bar{K}_{\text{от}}$  может быть определено с весьма большими допусками. Это обстоятельство позволяет достаточно просто решать главные задачи рассматриваемого комплекса: быстрое накопление необходимой для проектирования информации и рациональный выбор параметров сетей.

Мы надеемся, что показанные здесь возможные допуски в определении  $\bar{K}_{\text{от}}$  будут способствовать ликвидации многолетних разногласий по этому вопросу.

2. Требования Д. С. Лившица, Ю. Л. Мукосеева и С. И. Огороднова об упрощении обследований и расчетов, а также об обеспечении органической связи между этими двумя частями одного и того же комплекса, высказанные ими в ходе дискуссии, на наш взгляд, вполне правомерны.

### Литература

- Мешель Б. С., Расчетные нагрузки цеховых сетей, «Электричество», 1964, № 3.
- Методические указания по обследованию электрических нагрузок промышленных предприятий, БТИ ОРГРЭС, 1964.
- Временные руководящие указания по определению электрических нагрузок промышленных предприятий, Госэнергоиздат, 1961.
- Мешель Б. С. и Гродский С. Е., Об определении продолжительности расчетного максимума, «Промышленная энергетика», 1963, № 12.
- Волобринский С. Д. и Клейн П. Н., О проекте изменений и дополнений Временных Руководящих Указаний по определению электрических нагрузок, «Промышленная энергетика», 1965, № 4.
- Волобринский С. Д., Калялов Г. М., Клейн П. Н. и Мешель Б. С., Электрические нагрузки промышленности предприятий, изд-во «Энергия», 1964.

## УСЛОВИЯ ПРИМЕНЕНИЯ НЕСИНХРОННЫХ ВКЛЮЧЕНИЙ В ЭНЕРГОСИСТЕМАХ

*(Статья Л. Г. Мамиконяца и А. А. Хачатурова, «Электричество», 1965, № 1)*

**Академик М. П. КОСТЕНКО, доктор техн. наук Р. А. ЛЮТЕР,  
доктор техн. наук, проф. Е. Я. КАЗОВСКИЙ  
и кандидат техн. наук Н. П. ИВАНОВ**

В статье Л. Г. Мамиконяца и А. А. Хачатурова обосновывается эксплуатационный циркуляр Союзглавэнерго № Э-9/61, изданный в июле 1961 г., по которому допускается несинхронное включение генераторов и синхронных компенсаторов в энергосистемах при условии, что значения токов и электромагнитных врачающих моментов в машинах не должны превышать значений тех же величин при внезапном трехфазном коротком замыкании на их зажимах с предшествующим режимом холостого хода при напряжении статора 1,05 от номинального.

Авторы исходят из возможностей повышения напряжения до 1,5 для гидрогенераторов и 1,2 для турбогенераторов, считая возможным несинхронное включение машин в сеть в этих условиях при наличии внешней реактивности, составляющей 160% или более от сверхпереходной реактивности машины для турбогенераторов и 240—280% или более от сверхпереходной реактивности машины для гидрогенераторов.

Высказанные положения являются весьма спорными в первую очередь для мощных машин по следующим соображениям:

1. Всякое внезапное трехфазное короткое замыкание из режима холостого хода с напряжением, равным 1,05 от номинального, приводит к сокращению срока службы машины и не может рассматриваться вне технико-экономических соображений, связанных с сокращением службы машины.

Как и при любом напряженном аномальном режиме, при внезапном коротком замыкании существует известная вероятность выхода машины из строя, какие бы запасы прочности в машину не вкладывались.

2. Как известно, внезапное короткое замыкание при полном напряжении, как правило, не входит в нормальные испытания машин и производится только при типовых испытаниях.

Применение в нормальной эксплуатации предельных испытательных режимов должно быть обосновано так же, как например, допустимость длительной работы машины при испытательном напряжении, которому подвергается каждая машина при выходе с завода. Вряд ли кто-либо рискнет разрешить длительную работу машины при испытательном напряжении, несмотря даже на то, что каждая машина проходит подобное испытание. Разрешение допускать такие режимы в процессе эксплуатации требует, чтобы в выпускаемые генераторы были заложены дополнительные запасы прочности, что связано с соответствующими материальными затратами.

3. Рекомендация применять несинхронное включение с указанными предельными токами и врачающими моментами может оказаться весьма рискованной и для энергосистемы. Аварийность энергосистем при применении предлагаемых режимов повышается, поскольку вероятность выхода из строя генераторов при внезапных коротких замыканиях из режима полного напряжения достаточно велика.

4. В своих рекомендациях и расчетах авторы не учитывают ряд существенных факторов, которые могут сделать допускаемый ими режим гораздо более тяжелым, чем трехфазное короткое замыкание из режима холостого хода с напряжением 1,05 от номинального, а именно:

а) при несинхронном включении в сеть условия насыщения в машине гораздо более тяжелые, чем при внезапном коротком замыкании, поэтому фактические токи и врачающие моменты могут оказаться значительно выше расчетных;

б) наличие больших токов возбуждения, разницы в относительных скоростях вращения машин, а также возможность сравнительно длительных колебаний, сопровождающихся форсировкой возбуждения, при несинхронном включении приведет к появлению токов и врачающих моментов, также значительно превышающих расчетные, и к большей длитель-

ности аварийного режима, чем та, которую учитывают авторы;

в) имеется возможность неодновременного включения всех трех фаз в рассматриваемом режиме, что может существенно увеличить токи и врачающие моменты по сравнению с рассчитанными по методике авторов.

5. Авторы не упоминают о возможности неудачной синхронизации и не дают рекомендаций о допустимых выдержках времени для режима, возникающего при неудачной синхронизации. Между тем, как показывают расчеты для ряда конкретных схем и машин далеко не всегда имеет место удачная синхронизация при тех условиях, которые заданы авторами. Большое влияние оказывает величина скольжения генератора к моменту включения, которую авторы практически не ограничивают.

При неудачной синхронизации, сопровождающейся регулированием возбуждения, режим работы системы может стать совершенно недопустимым как для включаемых генераторов, так и для самой энергосистемы. Нельзя, рассматривая несинхронное включение, опускать вопросы регламентации режима при неудачной синхронизации.

6. Авторы выдвигают в качестве допустимых по существу три разных критерия, а именно:

а) значения токов и электромагнитных моментов не должны превышать значений тех же величин при внезапном трехфазном коротком замыкании на их зажимах с предшествующим режимом холостого хода при напряжении статора 1,05 от номинального;

б) в предположении возможности повышения э. д. с. машин до следующих условных величин, приведенных к номинальной частоте: 1,5 для гидрогенераторов и 1,2 для турбогенераторов, несинхронные включения допустимы, если соблюдаются следующие неравенства:

$$x_{\text{вн}} \geq 1,6x''_d$$

для турбогенераторов и

$$x_{\text{вн}} \geq (2,4 - 2,8)x''_d$$

для гидрогенераторов (меньшие значения при наличии успокоительных контуров на роторе);

в) критерий, включенный в ныне действующий циркуляр Главэнерго [Л. 5] в обсуждаемой статье,

$$\frac{I_{\text{нс}}}{I_n} \leq \frac{0,625}{x''_d},$$

где  $I_{\text{нс}}$  — максимальное значение периодической составляющей переходного тока. Авторы считают указанные критерии равноценными. Однако нетрудно видеть, что критерий б) соответствует максимальному значению периодической составляющей переходного тока.

Для турбогенераторов:

$$\frac{I_{\text{нс}}}{I_n} \leq \frac{1,1 \cdot 1,2 + 1,05}{2,6x''_d} = \frac{0,91}{x''_d}.$$

Здесь коэффициент 1,1 учитывает возможное повышение частоты напряжения генератора при наличии номинальной частоты напряжения в системе. Величина 1,05 учитывает возможное повышение напряжения в сети на 5%.

Для гидрогенераторов:

$$\frac{I_{\text{нс}}}{I_n} \leq \frac{1,3 \cdot 1,5 + 1,05}{3,4x''_d} = \frac{0,88}{x''_d}.$$

Здесь коэффициент 1,3 учитывает повышение частоты напряжения генератора при наличии номинальной частоты напряжения в системе.

Как видим, критерий б) дает большие возможные значения токов, чем критерий в), и при известных условиях может привести к созданию пиковых значений электромагнитного вращающего момента при несинхронном включении больше, чем при внезапном трехфазном коротком замыкании, даже если не учитывать некоторых дополнительных факторов (неодновременное включение всех трех фаз и др.), которые авторы не учили и на которые было обращено внимание выше.

7. Авторы не приводят каких-либо сведений относительно возможной частоты несинхронных включений в энергосистемах и, по-видимому, не проводили соответствующего технико-экономического анализа.

Считаем, что вопрос о допустимых условиях применения несинхронных включений в энергосистемах должен быть согласован с поставщиками электрооборудования, в частности, с головным институтом по турбогенераторам и гидрогенераторам Министерства электропромышленности ССР — ИЭМ, а также ЛФВНИИЭМ при заводе «Электросила», институтом на заводе «Электротяжмаш» и др.

Затронутые в нашем отклике вопросы могут, по-видимому, стать темой дискуссии в рамках научно-технического общества.

УДК 621.31

## ОТВЕТ АВТОРОВ

Основная мысль замечаний, изложенная в пп. 1, 2, 3, 7, заключается в указании на возможность существенного сокращения срока службы машин и повышения их аварийности вследствие воздействия на них при НАПВ усилий, соответствующих условиям внезапного трехфазного короткого замыкания, и на необходимость технико-экономического обоснования выбранных критерии.

Характерно, что авторы замечаний не приводят никаких конкретных количественных данных о степени отрицательного влияния на машины указанных воздействий и лишь «пугают» их опасностью. Таких данных пока нет.

Бесспорно, что следует ускорить разработку методик и изучение фактических данных, необходимых для технико-экономического обоснования целесообразности применения в энергосистемах тех или иных специальных режимов электрических машин. Практика, однако, не может ждать, пока эти работы будут завершены. Жизнь требовала и требует оперативной разработки и внедрения целого ряда мероприятий, направленных на повышение надежности электроснабжения потребителей, и в том числе таких, при которых оборудование кратковременно подвергается повышенным электрическим, тепловым и механическим воздействиям. Нормативы и критерии допустимости таких режимов принимались на основании специально организованных предварительных исследований с учетом требований, предъявляемых к машинам по ГОСТ и по техническим условиям, а также опыта применения в эксплуатации других, уже проверенных специальных режимов. При этом учитываются, хотя бы качественно, вероятная частота возникновения предельных по воздействиям рекомендуемых новых специальных режимов, особенности конструкции машины и степень использования ее материалов в нормальных режимах и другие факторы. Окончательная оценка и уточнение предварительно выбранных критериев производятся на основании опыта применения и дополнительных исследований рекомендуемых мероприятий.

Аналогично решался вопрос и об НАПВ, успешно применяемом в энергосистемах ССР с 1955 г. К 1962 г. в энергосистемах зарегистрировано более 1 200 случаев работы НАПВ [Л. 1 и 2]. Никаких изменений в состоянии или аварийности генераторов этих энергосистем не отмечено.

Наши оппоненты не только ничего не говорят об имеющемся опыте применения НАПВ в энергосистемах, но построили свои замечания так, как будто существующие нормативы и критерии, рассматриваемые в нашей статье, выбраны для всех машин без запаса по отношению к усилению, которое возникает в машинах при внезапном трехфазном коротком замыкании на их выводах.

В действительности, это справедливо для явнополюсных машин при условном, приведенном к номинальной частоте значении э. д. с.  $E=1,5$  (что больше реальных величин). Для турбогенераторов, учитывая их большие токовые и соответственно электродинамические нагрузки, особенно у современных машин с непосредственным охлаждением обмоток, а также недостаточную изученность их механических характеристик, был принят тот же количественный критерий, что и для гидрогенераторов. Этот критерий, как об этом сказано в обсуждаемой статье, применительно к турбогенераторам обеспечивает запас порядка 25—30% по отношению к моменту при внезапном трехфазном коротком замыкании. Еще больший запас (порядка 50%) получается в отношении электродинамических усилий в обмотках.

Могут быть, конечно, различные мнения о величине при-нятого запаса. Однако здесь так же, как и в других случаях выбора коэффициентов запаса в технике, практически невозможно указать какую-либо строго обоснованную величину.

Отметим, что в отношении токов и электродинамических усилий в обмотках принятый для турбогенераторов критерий соответствует тому, что может иметь место при коротких замыканиях и неудачных АПВ за трансформаторами генераторов, работающих в схеме блока. По-видимому, ни у кого не возникает сомнений в допустимости таких АПВ, хотя при этом всегда имеется некоторая вероятность увеличения числа коротких замыканий, которым подвергается машина.

К сказанному следует добавить следующее. Помимо общего циркуляра, рассматривавшегося в нашей статье, в 1963 г. Техническим управлением по эксплуатации энергосистем по согласованию с заводом «Электросила» был выпущен частный циркуляр [Л. 3], согласно которому для пока еще недостаточно исследованных турбогенераторов типов ТВВ и ТВФ несинхронные АПВ допускаются при условии, что ток статора не превышает трехкратного номинального значения. Отсутствие ссылки в обсуждаемой статье на этот циркуляр является нашим упущением.

Следует напомнить (об этом говорилось в обсуждаемой статье), что далеко не во всех случаях машины будут подвергаться предельным воздействиям, так как включения могут иметь место не только при больших, но и при малых углах рассогласования фаз напряжений разделившихся систем.

К рассмотренным вопросам близок п. 6 отклика академика М. П. Костенко и др., где утверждается, что для оценки допустимости применения НАПВ якобы выдвигаются три разных критерия. Это замечание основано на недоразумении.

В действительности, на практике подлежит использованию и используется только указанный в циркуляре критерий в) (по обозначениям авторов отклика).

Другие критерии или, точнее, условия не противоречат в принципе принятому окончательно критерию, но не предлагаются для практического использования. Они приведены в статье лишь для того, чтобы показать исходные положения, принятые для выработки практических критериев, включенных в циркуляр, и отметить некоторые особенности последних (наличие запаса для турбогенераторов, замена более сложных расчетов электромагнитных моментов — действительных факторов, ограничивающих применение НАПВ, — более простым условием — определением токов при расчетных величинах напряжений включаемых систем 1,05 о. е. и рассогласовании их фаз на 180° и др.).

Ошибочные попытки авторов отклика показать несоответствие между критериями б) и в) путем сопоставления токов по критерию в) с токами, найденными для сопротивлений, указанных в подпункте б). Сопоставление этих критериев следует производить не по токам, а по сопротивлениям, положенным в их основу. Для гидрогенераторов эти сопротивления одинаковы, поэтому критерии б) и в) соответствуют друг другу количественно. Принятие для турбогенераторов в рекомендуемом для практического использования критерии в) большего, чем по критерию б), значения допустимого внешнего сопротивления обусловило отмеченный выше запас по отношению к условиям при внезапном трехфазном корот-

ком замыканий, и соответственно, по отношению к критерию б).

К сказанному по п. б можно добавить, что авторы отклика получили завышенные значения токов по условиям б), так как учили повышение частоты только множителями при э. д. с. генераторов, но не учили соответствующего увеличения реактивных сопротивлений.

В п. 4 отклика указывается на неучет в рассматриваемой статье некоторых факторов, которые могут значительно утяжелить режим НАПВ по сравнению с режимом внезапного трехфазного короткого замыкания.

Первым таким фактором, по мнению авторов отклика, являются значительно более тяжелые условия насыщения при НАПВ, чем при коротких замыканиях (п. 4,а).

Это было бы так, если бы осуществлялось НАПВ генератора непосредственно на мощную сеть, когда суммарное потокосцепление обмотки статора, без учета затухания свободных апериодических токов этой обмотки, может достигать в худшем случае трехкратного значения. В действительности же, в соответствии с действующими критериями, НАПВ в энергосистемах возможно лишь при значительном внешнем сопротивлении, когда «центр качаний» находится вне машины. При этом условия насыщения машины аналогичны тому, что имеет место при трехфазном коротком замыкании за достаточно большим внешним сопротивлением.

В п. 4 отмечается возможность существенного увеличения токов и вращающих моментов при НАПВ за счет неодновременности включения всех трех фаз выключателя. Этот фактор при выработке критерии допустимости применения НАПВ действительно не учитывался. Однако, как показал проведенный после получения замечаний по статье дополнительный анализ, при обычно применяемой схеме соединения повышающих трансформаторов «треугольник — звезда с заземленным нулем» максимальное значение апериодической составляющей тока статора при неодновременном замыкании фаз выключателя без учета затухания в худшем случае может превысить значения той же составляющей при одновременном замыкании всех фаз только в  $2/\sqrt{3}$  раза. На самом деле и такого увеличения не будет, так как апериодические составляющие токов статора при условиях применения НАПВ в энергосистемах затухают очень быстро [Л. 4].

В п. 4,б отклика указывается на необходимость учета повышенных токов, которые могут протекать в контурах машины вэ время асинхронного режима, возникшего после НАПВ. Аналогичные вопросы затрагиваются и в п. 5, где подчеркивается возможность неудачной синхронизации, т. е. возникновения длительного асинхронного режима.

В задачи обсуждаемой статьи не входило освещение этих вопросов, так как они рассматривались в других работах и не являются специфическими только для НАПВ. Аналогичные явления могут иметь место и должны учитываться при любых асинхронных режимах.

Как показывают статистика и проведенные испытания [Л. 1, 2 и 5], в подавляющем большинстве случаев синхронизация после НАПВ происходит быстро. Неудачная синхронизация, т. е. возникновение длительного асинхронного режима, отмечается только примерно в 1% из общего числа случаев работы устройств НАПВ. При возникновении таких

режимов системы вновь разделялись на части вручную или автоматически.

В последние годы проводятся работы по созданию устройств, обеспечивающих сокращения длительности асинхронных режимов в энергосистемах или разделение систем на части, когда такие режимы почему-либо не устраняются или не могут быть допущены по условиям работы системы и потребителей; некоторые такие устройства уже применяются в эксплуатации [Л. 6 и 7].

Итак, в настоящее время нет оснований для пессимистических оценок возможных последствий применения НАПВ, подобных тем, которые высказываются в отклике акад. М. П. Костенко, доктора техн. наук Р. А. Лютера, доктора техн. наук Е. Я. Казовского и канд. техн. наук Н. П. Иванова.

Предлагаемое обсуждение в рамках научно-технического общества вопроса о допустимых условиях применения НАПВ в энергосистемах в принципе можно приветствовать. Однако, по нашему мнению, такое обсуждение не даст результата, если стороны, высказывающие различные точки зрения о степени «опасности» и об эффективности данного мероприятия, не будут иметь необходимого фактического материала. А для подготовки такого материала потребуется время.

Поднимаемый авторами отклика вопрос о необходимости согласования условий применения НАПВ (и, по-видимому, других мероприятий) с головным институтом и заводами-поставщиками должен решаться не на страницах журнала; этот вопрос регламентируется действующими официальными положениями о правах Министерства энергетики и электрификации СССР.

**Доктор техн. наук, проф. Л. Г. Мамиконянц,  
кандидат техн. наук А. А. Хачатуров**

#### Литература

1. Зейлидзон Е. Д., Вопросы внедрения и совершенствования АПВ и АРВ, сб. «Средства противоаварийной автоматики энергосистем», Энергия, 1964.

2. Мамиконянц Л. Г., Портной М. Г. и Хачатуров А. А., Обобщение опыта применения в энергосистемах асинхронных режимов, «Электричество», 1965, № 6.

3. Эксплуатационный циркуляр № Э-5/63, О кратности несинхронного АПВ для турбогенераторов серий ТВВ и ТВФ завода «Электросила», «Электрические станции», 1963, № 6.

4. Хачатуров А. А., Ударные токи и моменты при несинхронном включении генераторов, «Электричество», 1956, № 2.

5. Хачатуров А. А., О результатах испытаний АПВ без контроля синхронизма в энергосистемах, Информационные материалы ЦНИЭЛ, вып. 17, Госэнергоиздат, 1957.

6. Беркович М. А. и Соловьев С. А., Противоаварийная режимная автоматика электропередач 500 кв, сб. «Средства противоаварийной автоматики энергосистем», Энергия, 1964.

7. Степунин С. Е., Устройство, выявляющее несинхронный режим в энергосистеме, труды ВНИИЭ, вып. XV, Госэнергоиздат, 1963.



# Хроника

УДК 621.37/39:65.011.56

## Профессор А. М. БАМДАС

(К 60-летию со дня рождения)

13 ноября 1965 г. исполнилось 60 лет со дня рождения и 37 лет научно-педагогической и инженерной деятельности известного ученого, доктора технических наук, профессора Александра Марковича Бамдаса.

Научно-техническая деятельность Александра Марковича началась в 1929 г. по окончании электропромышленного факультета Московского института народного хозяйства им. Г. В. Плеханова. Ученик видных ученых — академика К. И. Шеффера, С. И. Курбатова, И. А. Черданцева — А. М. Бамдас в первые годы своей инженерной деятельности работает на Московском электрозводе. Здесь он участвует в разработке серий реакторов. В 1932 г. А. М. Бамдас переходит на работу в исследовательскую лабораторию Московского рентгеновского завода, где в 1938 г. защищает докторскую диссертацию, посвященную разработке трансформаторно-выпрямительных агрегатов. В 1939 г. он утверждается в ученой степени доктора технических наук и в звании профессора.

С 1929 г. А. М. Бамдас работает в высшей школе, являясь в разные периоды времени заведующим электротехническими кафедрами в вузах Москвы, Красноярска и Одессы. С 1954 г. по настоящее время профессор А. М. Бамдас

занимается кафедрой электрических машин и аппаратов Горьковского политехнического института им. А. А. Жданова.

А. М. Бамдас — автор свыше 100 научных работ, в том числе и нескольких монографий. Его первая научная работа «Асинхронные преобразователи частоты» опубликована в журнале «Электротехничество» в 1928 г. В настоящее время он известен своими работами в области



силовых нелинейных электромагнитных элементов и устройств автоматики и радиоэлектроники. Особенностью его научной деятельности является тесная связь с производством. Руководимая им кафедра держит постоянную связь более чем с 40 научно-исследовательскими и промышленными предприятиями страны.

Член КПСС с 1953 г. А. М. Бамдас большую научно-педагогическую и инженерную деятельность совмещает с активной общественной работой. Он является членом учебно-методической комиссии Министерства высшего и среднего специального образования СССР по специальности «Электрические машины и аппараты», членом редакционного совета Горьковского областного издательства по технике, членом Ученого Совета Волго-Вятского экономического района по координации научно-исследовательских работ по техническим и естественным наукам, председателем Ученого Совета электротехнического факультета ГПИ по защите диссертаций.

Профессор А. М. Бамдас уделяет большое внимание подготовке научных кадров, являясь научным руководителем большого числа аспирантов. За последние годы под его руководством выполнено 16 кандидатских диссертаций.

**Группа товарищей**

УДК 621.313

## Профессор А. И. БЕРТИНОВ

(К 60-летию со дня рождения)

И исполнилось 60 лет доктору технических наук, заведующему кафедрой электрических машин Московского авиационного института, профессору Альберту Иосифовичу Бертинову.

А. И. Бертинов окончил Харьковский электротехнический институт в 1930 г. С этого времени он начинает преподавательскую деятельность в ХЭТИ и одновременно работает на заводе ХЭМЗ—ХТГЗ, где за 10 лет он проходит путь от рядового инженера до директора.

В ХЭТИ Альберт Иосифович работает сначала ассистентом, а затем доцентом и заведующим кафедрой турбогенераторов.

В эти же годы А. И. Бертинов ведет большую научную работу. В 1938 г. ему присуждается ученая степень кандидата технических наук. С 1940 г. он — докторант АН СССР, персональный государственный стипендиат. Война прервала работу над докторской диссертацией. А. И. Бертинов назначается главным инженером и начальником Главэлектромашпрома НКЭП, затем

начальником технического управления, председателем Техсовета и членом коллегии Наркомата (Министерства) электропромышленности.



В 1943 г. решением Государственного Комитета Обороны СССР А. И. Бертинов назначается заместителем академика С. И. Вавилова, уполномоченного ГОКО СССР.

На этих постах А. И. Бертинов направляет весь свой талант инженера-конструктора и блестящего организатора на решение сложнейших задач по созданию новых видов электро- и радиотехнических изделий для фронта, народного хозяйства, а также организацию производства этих изделий.

В 1947 г. Альберт Иосифович избирается по конкурсу на должность профессора МАИ.

Профессор А. И. Бертинов является одним из основоположников советского турбогенераторостроения, выдающимся специалистом в области авиационного электромашиностроения.

Теоретические исследования А. И. Бертинова по оптимизации активной зоны турбогенераторов в 1930—1937 гг. послужили основой для создания под его руководством советской серии турбогенераторов мощностью 62 500, 118 000 и 222 000 ква при 1 500 об/мин,

которая превосходила аналогичную серию американских машин по относительному весу и к. п. д., не уступая им в отношении надежности. Турбогенераторы 62 500 и 118 000 ква, выполненные ХТГЗ под руководством А. И. Бертинова, до сих пор безотказно работают на электростанциях Советского Союза. Турбогенератор 118 000 ква в момент его установки был самой крупной машиной в СССР и в Европе.

В то же время под руководством А. И. Бертинова создается серия быстроходных синхронных компенсаторов мощностью 10 000—15 000 ква, отличающаяся высокой степенью использования. В этой системе впервые осуществлен запуск мощной синхронной машины по методу синхронизации, который сейчас широко используется в энергосистемах Союза и за рубежом. Приоритет Советского Союза защищен на имя А. И. Бертинова в 1936 г.

В 1935—1938 гг. при участии Альберта Иосифовича создается первая в СССР и Европе синхронная машина с водородным охлаждением мощностью 12 500 ква.

Научные работы, опубликованные А. И. Бертиновым в 1930—1940 гг., посвящены актуальным проблемам теории и методам проектирования турбогенераторов и синхронных компенсаторов (динамические режимы, защита и оптимизация активного слоя турбогенераторов, запуск синхронных компенсаторов, влияние повышения частоты на параметры и веса турбогенераторов и синхронных компенсаторов и т. д.).

В послевоенные годы наряду с педагогической деятельностью в МАИ А. И. Бертинов, будучи специалистом широкого профиля, использует свой опыт работы в электропромышленности для создания новых типов специальных электрических машин постоянного и переменного токов. Он, в частности, участвовал в проектировании и создании первой советской серии быстроходных индукционных двигателей повышенной частоты. Эти двигатели и в настоящее время находятся в производстве.

Итогом напряженной научно-исследовательской, инженерной и педагогической деятельности А. И. Бертинова являются 150 научных трудов, в том числе 15 изобретений и ряд книг.

Книги «Выбор основных размеров самолетных электрических машин» (1953 г.), «Проектирование авиационных электрических машин постоянного тока» (1958 г.), «Электрические авиационные генераторы» (1959 г.), «Электрические машины авиационной автоматики» (1961 г.), монография «Модифицированная схема замещения индукционных машин» и «Элементы аналитической теории магнитоэлектрических машин» являются фундаментальными работами, крупными обобщениями и значительным вкладом в теорию и методы проектирования специальных электрических машин.

Книги «Авиационные электрические генераторы» и «Электрические машины авиационной автоматики» удостоены в 1961 г. первой премии имени 25-ле-

тия МАИ.

12 питомцев А. И. Бертинова успешно защитили диссертации на соискание ученой степени кандидата технических наук.

Коммунист А. И. Бертинов широко известен и как общественный деятель.

В настоящее время он является почетным членом общества НТО энергетической промышленности, членом Совета по энергетике ГК по КНИР СССР, членом президиума ЦЭНТОЭП, зам. председателя МОНТОЭП, членом редколлегии издательств «Машиностроение» и «Энергия» и членом методической комиссии Министерства высшего образования.

Трудовая и общественная деятельность Альberta Иосифовича Бертинова неоднократно отмечалась правительственные наградами.

В 1939 г. за создание новых типов электрических машин А. И. Бертинов награжден орденом Ленина.

За выполнение заданий правительства во время войны он награжден орденами «Красная Звезда» и «Знак Почета». После войны за успехи в научно-исследовательской и педагогической деятельности А. И. Бертинов награжден орденом «Трудового Красного Знамени».

Шестидесятилетний Альберт Иосифович Бертинов сочетает свежесть творческой мысли с глубокой эрудицией зелого ученого, создает новые машины, готовит достойную смену.

**Группа товарищей**

## ДИССЕРТАЦИИ<sup>1</sup> НА СОИСКАНИЕ УЧЕНОЙ СТЕПЕНИ КАНДИДАТА ТЕХНИЧЕСКИХ НАУК

### ДНЕПРОПЕТРОВСКИЙ МЕТАЛЛУРГИЧЕСКИЙ ИНСТИТУТ

М. Е. Кацнельсон защитил 12 декабря 1963 г. диссертацию на тему «Электрооборудование и автоматизация трубопрокатных заводов». Официальные оппоненты: д. т. н., проф. И. Т. Жердев и к. т. н., доц. А. Н. Чернышев.

В книге, представленной к защите, отмечены достижения трубопрокатной промышленности СССР за последние годы, перечислены технологические процессы, используемые в настоящее время для производства труб различных сортов и размеров, и описаны предназначенные для этих целей установки. В ней рассмотрены принципиальные схемы различных видов технологических процессов производства бесшовных труб из нагретого металла, и описано электрооборудование основных производственных механизмов, перечислены параметры двигателей главных и вспомогательных механизмов, обоснованы рациональные типы и системы управления двигателями, рассматривается производство сварных труб, описаны особенности технологических процессов и электрооборудование установок холодной прокатки и холодного волочения труб и приведены данные о двигателях главных приводов и приводов вспомогательных механизмов.

Один из разделов книги отведен описанию электрического привода и систем автоматического управления оборудованием, используемым для отделки труб. В нем рассмотрены схемы автоматического и полуавтоматического управления приводами правильных станов, трубоотрезных, труборезных

и муфтонарезных станков, описаны автомата контроля производства труб и электрооборудование специальных машин и установок — индукционных нагревательных установок для нормализации и закалки труб, автоматических электростыковарочных машин для приварки концов труб, установок для автоматической наплавки валков и т. п.

В книге кратко описаны различные методы контроля качества труб, рассмотрен автоматический ультразвуковой дефектоскоп с использованием гамма-излучений и изложены сопротивления о перспективах электрификации и комплексной автоматизации трубопрокатных заводов.

### КИЕВСКИЙ ПОЛИТЕХНИЧЕСКИЙ ИНСТИТУТ

Ю. М. Розов защитил 25 ноября 1963 г. диссертацию на тему «Исследование и усовершенствование дроссельных приводов переменного тока». Официальные оппоненты: д. г. н., проф. М. М. Краснопапка и к. т. н. Л. А. Радченко.

В диссертации проанализирована работа асинхронного электродвигателя в режимах больших скольжений, исследовано индукционное роторное сопротивление и рассчитана мощность управляемого электродвигателя.

В ней также приведены результаты экспериментального исследования электродвигателей с индукционными сопротивлениями, статические характеристики дроссельного привода переменного тока и итоги опытно-промышленной эксплуатации усовершенствованных дроссельных приводов переменного тока.

А. К. Шидловский защитил 25 ноября 1963 г. диссертацию на тему «Исследование некоторых многофазных устройств с необратимыми свойст-

<sup>1</sup> С диссертациями можно ознакомиться в Государственной библиотеке имени Ленина и в библиотеках соответствующих институтов.

вами». Официальные оппоненты: д. т. н. Г. Е. Пухов и к. т. н. А. И. Адаменко.

В результате рассмотрения вопросов взаимности и обратимости в применении к линейным электрическим системам, а также анализа устройств, построенных на основе использования необратимых свойств, автор сделал вывод о том, что взаимность и обратимость являются различными понятиями, которые совпадают лишь в отдельных случаях.

Для цепи с однофазным входом и выходом (четырехполюсник) взаимность и обратимость совпадают, т. е., если цепь взаимна, то она обязательно обратима, и наоборот. Линейная пассивная многофазная цепь, всегда подчиняясь принципу взаимности, в общем случае является необратимой. Для выяснения вопроса — обратима ли линейная симметричная многофазная цепь, достаточно выяснить его для однофазного эквивалента рассматриваемой цепи. В зависимости от того, обратим или необратим однофазный эквивалент, будет соответственно обратима или необратима вся цепь.

Использование необратимых свойств многофазных цепей позволяет выполнить ряд устройств, в том числе многофазные фильтры фазовых последовательностей, статические преобразователи числа фаз и т. п. На основе полученных статических преобразователей можно легко осуществить устройства, питаемые однофазным током, для управления и реверса многофазной нагрузки, направление действия которой зависит от порядка следования фаз.

Рассмотренные статические преобразователи числа фаз полезно применять для многофазных нагрузок, параметры которых меняются в процессе работы.

**Ю. А. Гаевенко** защитил 16 декабря 1963 г. диссертацию на тему «Реле защиты, реагирующие на заданную функцию тока и напряжения». Официальные оппоненты: д. т. н., проф. В. Л. Фабрикант и к. т. н., доц. В. А. Ружичка.

Доклад, обобщающий основные труды и изобретения автора, содержит следующие разделы:

теоретические и экспериментальные исследования импортных реле сопротивления и дистанционных защит;  
разработка общих принципов выполнения реле сопротивления;

влияние искажающих факторов;  
разработка комплектных защит;  
общие принципы выполнения реле сопротивления на полупроводниках;  
схемы реле сопротивления;  
схемы выпрямления и слаживания;  
схемы сравнения;  
схемы регулирования уставок;  
исполнительные органы детекторных реле;  
импульсное реле направления мощности;  
схема формирования импульсов;  
схема преобразования импульсов;  
индикатор уровня;  
полная схема реле.

#### ХАРЬКОВСКИЙ ПОЛИТЕХНИЧЕСКИЙ ИНСТИТУТ

**Л. Е. Тимановская** защитила 21 декабря 1962 г. диссертацию на тему «Переходные процессы в энергетической системе тепловоза и их исследование методом электронного моделирования». Официальные оппоненты: д. т. н., проф. С. М. Куценко и д. т. н., доц. А. В. Добочая.

Автором предлагается простой метод моделирования двигателей внутреннего сгорания, основанный на использовании скоростных характеристик дизеля. В диссертации изложена теория трехфазного мостового магнитного усилителя (амплиста) с активно-индуктивной нагрузкой постоянного тока. Выведено уравнение, описывающее переходные процессы усилителя. Приведены два варианта структурных схем и схем электронных моделей. Правильность схем моделей подтверждена экспериментальной проверкой.

Проведен подробный математический анализ динамики регуляторов скорости и мощности. Разработаны подробные структурные схемы всех элементов регулятора и схемы электронных моделей, которые позволяют проводить детальные исследования динамики регулятора на электронной модели.

Разработана методика моделирования системы электропередачи, имеющей шесть тяговых однотипных электродвигателей, и упрощенная модель поезда. Получена система уравнений, описывающая переходные процессы в энергетической цепи тепловоза. На модели можно исследовать различные

режимы работы тепловоза, соответствующие реальным условиям его эксплуатации, а также ряд аварийных и других тяжелых режимов. При помощи модели можно также производить выбор оптимальных средств и параметров стабилизации, исследовать влияние различных параметров агрегатов на характер переходных процессов.

#### НОВОЧЕРКАССКИЙ ПОЛИТЕХНИЧЕСКИЙ ИНСТИТУТ

**В. П. Федорченко** защитил 27 июня 1962 г. диссертацию на тему «Исследование работы дугогасительных систем контакторов электроподвижного состава постоянного тока». Официальные оппоненты: д. т. н., проф. О. Б. Броник и к. т. н., доц. И. И. Пеккер.

В диссертации на основе результатов проведенного автором экспериментального исследования предлагается методика расчета процесса дугогашения. При этом вводятся следующие условия и допущения:

процесс дугогашения не сопровождается повторными зажиганиями и выхлопами дуги за пределы дугогасительной камеры;

дугогасительная камера разбирается на ряд участков, в пределах которых скорость движения дуги и продольный градиент напряжения в ней принимаются постоянными;

магнитное поле дугогашения принимается постоянным в течение процесса отключения и соответствующим начальному значению коммутируемого тока;

электрическая дуга при движении в щели дугогасительной камеры сохраняет форму части окружности, опирающейся на дугогасительные рога.

Для определения коэффициента аппроксимации в момент обрыва дуги предлагается использовать определяемое по формуле значение времени, когда мощность дуги максимальна. Автор приводит соотношение, связывающее между собой указанные выше величины.

Изложенная в диссертации методика иллюстрируется примерами расчетов процессов дугогашения при отключении силовых цепей электропоездов линейными контакторами.

#### АЗЕРБАЙДЖАНСКИЙ ИНСТИТУТ НЕФТИ И ХИМИИ им. АЗИЗБЕКОВА

**И. Е. Хайкин** защитил 1 ноября 1963 г. диссертацию на тему «Исследование некоторых вопросов, связанных с применением синхронных двигателей без машинного возбудителя для привода глубинно-насосных установок». Официальные оппоненты: д. т. н., проф. Я. Б. Кадымов и к. т. н. М. Д. Эльбирт.

Автором получены аналитические зависимости степени использования электродвигателей и относительной потери мощности в электросети от коэффициента формы нагрузочной кривой и величины загрузки приводного двигателя при циклическом характере изменения момента на его валу.

Построены графики, которые могут быть использованы для определения потерь мощности и для ориентировочных расчетов потребления электроэнергии глубиннонасосными установками. Разработана методика расчета нагрузок и определения потребной мощности компенсирующих устройств электродвигателей станков-качалок в зависимости от основных параметров глубиннонасосных установок. Исследовано влияние индивидуальной установки статических конденсаторов на характер переходных процессов при самозапуске двигателей.

В диссертации рассмотрен вопрос о возможности и целесообразности применения синхронных двигателей малой мощности для привода станков-качалок. Проведено технико-экономическое сопоставление различных вариантов приводного двигателя. Рассматриваются вопросы автоматизации управления и самозапуска синхронных двигателей глубиннонасосной установки. Разработаны и испытаны схемы автоматизированного пуска для различных типов синхронных двигателей без машинного возбудителя.

Автор привел результаты промышленных испытаний и опытной эксплуатации экспериментальных образцов различных типов синхронных двигателей без машинного возбудителя в условиях действующих на нефтяных промыслах глубиннонасосных установок.

#### УРАЛЬСКИЙ ПОЛИТЕХНИЧЕСКИЙ ИНСТИТУТ

**А. Т. Циркуленко** защитил 11 марта 1963 г. диссертацию на тему «Выбор рациональной конструкции и рабочие характеристики двухскоростных

асинхронных двигателей для привода грузовых лифтов». Официальные оппоненты: д. т. н., проф. А. Е. Троп и к. т. н., доц. Р. Н. Урманов.

Диссертация имеет следующие разделы:

выбор типа приводного двигателя грузового лифта и основные требования эксплуатации;

исследование лифтового двигателя с двумя обмотками на статоре;

обоснование изготовления однообмоточного двухскоростного лифтового двигателя;

исследование однообмоточного двухскоростного лифтового двигателя с соотношением скоростей 4:1;

частотные характеристики лифтового двигателя с двумя обмотками на статоре;

экспериментальные исследования переходных процессов двухскоростных асинхронных двигателей привода лифтов.

В результате проведенной работы создан лифтовый асинхронный двигатель, удовлетворяющий техническим условиям, что позволило Баранчинскому электромеханическому заводу наладить серийный выпуск указанных двигателей для нужд народного хозяйства страны.

Н. Я. Кравцов защитил 2 декабря 1963 г. диссертацию на тему «Вопросы теории самовозбуждающихся асинхронных генераторов». Официальные оппоненты: д. т. н. А. А. Янко-Триницкий и к. т. н. Р. Н. Урманов.

На основании проведенного в диссертации анализа можно сделать следующие основные выводы:

преобразованные уравнения цепей возбуждения, отнесенные к двухфазной координатной системе с прерывистым характером движения, дают возможность получить эквивалентную схему и формулы эквивалентных величин контура возбуждения;

коэффициент постоянной составляющей эквивалентной э. д. с. следует определять из условий статического режима.

Полученная уточненная система дифференциальных уравнений позволяет достаточно полно учитывать особенности самовозбуждающихся генераторов. Автором предложена упрощенная система дифференциальных уравнений, получающаяся путем добавления к обычным уравнениям генератора уравнения эквивалентной э. д. с. контура возбуждения. Им составлены формулы для расчета коэффициентов обратных связей, входящих в уравнение эквивалентной э. д. с., обоснована методика линеаризации системы уравнений при постоянной скорости генератора и разработана методика решения упрощенной нелинейной системы в установившемся режиме и линеаризованной системы в переходном процессе при постоянной скорости генератора. Изложенные в диссертации выводы подтверждены экспериментально.

### НОВОСИБИРСКИЙ ЭЛЕКТРОТЕХНИЧЕСКИЙ ИНСТИТУТ

Ю. К. Брезе защитил 17 апреля 1963 г. диссертацию на тему «Динамика генератора постоянного тока с параллельным возбуждением». Официальные оппоненты: доктор техн. наук, проф. Г. М. Уланов и канд. техн. наук А. И. Васильев.

Проведены исследования статических и динамических режимов и характеристик генератора постоянного тока с параллельным возбуждением. Определялись равновесные стационарные состояния и особенности положения равновесия. Рассмотрены проблемы автоколебаний, их устойчивости и возбуждения. Решались параметрическая задача и влияние начальных условий на характер автоколебаний и переходных процессов. Даны рекомендации по расчету и конструированию электрических машин с точки зрения гашения и возбуждения автоколебаний, а также качества переходного процесса.

Доцент А. С. СЕРГЕЕВ



## Библиография

УДК 62—501.14

К. А. Пупков, СТАТИСТИЧЕСКИЙ РАСЧЕТ НЕЛИНЕЙНЫХ СИСТЕМ АВТОМАТИЧЕСКОГО УПРАВЛЕНИЯ, Изд-во «Машиностроение», 1965, стр. 403, ц. 1 р. 28 к.

Современный уровень развития систем автоматического регулирования требует сложных методов расчета параметров и динамики таких систем. Наиболее эффективными в инженерной практике являются частотные методы расчета и проектирования, которые, однако, получили развитие в основном для линейных систем. Строго говоря, в любой реальной системе имеются нелинейные звенья хотя бы из-за ограниченной мощности исполнительных устройств (электродвигателей, гидродвигателей и пр.).

Методы расчета нелинейных систем принципиально сложнее методов расчета линейных систем, тем более если система рассматривается при наличии случайных воздействий. Эти методы настолько сложны, что до недавнего времени были совершенно недоступны специалистам инженерного профиля. Поэтому рецензируемая книга, посвященная частотным методам расчета нелинейных систем автоматического управления при наличии во входном сигнале случайной составляющей, имеет большое значение и представляет интерес для инженеров, которые занимаются проектированием таких систем.

В методическом отношении книга построена удачно, так как материал, изложенный в первых двух главах, позволяет читателю понять физические особенности работы нелинейных систем при случайных и регулярных воздействиях, ознакомиться с их математическим описанием, а также оценить возможность применения изложенных методов исследования для расчета систем для конкретных случаев.

В последующих главах рассмотрены задачи анализа и синтеза нелинейных систем.

В первой главе приведена также классификация нелинейных систем по структуре сигнала на входе нелинейного элемента (НЭ) с учетом динамических особенностей систем. На основе классификации построена методика расчета нелинейных систем.

Следует заметить, что некоторые теоретические вопросы излагаются слишком концептивно (6, 8 и 10 первой главы). Целесообразнее было бы совершенствовать из рассмотрения эти вопросы, а не излагать их в таком виде.

Вторая глава книги посвящена методам исследования нелинейных систем. Здесь основное внимание уделено спо-

собам эквивалентной аппроксимации НЭ при различной структуре сигнала на его входе. Наибольший интерес в этой главе представляет введенная автором эквивалентная передаточная функция НЭ. Дан вывод формул для корреляционных и взаимно корреляционных функций сигналов на выходе НЭ, когда сигнал на входе является случайным с ненulleвым математическим ожиданием и содержит синусоидальную составляющую. В этой главе приведены таблицы формул для расчета эквивалентных усилий. Недостатком этой главы является то, что вывод основных формул несколько затянут, например, рассуждения о характеристических функциях на стр. 97—99 можно было бы опустить, сославшись на соответствующую литературу.

Третья глава книги посвящена методике расчета эквивалентных усилий для нелинейных функций. Материалы, изложенные в данной главе, весьма удобно использовать для практических расчетов. Однако первая часть § 2 данной главы (стр. 141—143) является лишней, так как не содержит новых результатов по сравнению с результатами, изложенными в § 1 этой же гла-

вы. В этой главе впервые приведены таблицы формул эквивалентных усилий при совместной линеаризации, когда математическое ожидание не равно нулю, а также рассчитаны графики гипергеометрической функции для наиболее часто встречающихся на практике значений аргумента. Данной главе соответствует большое приложение, которое может быть использовано при практических расчетах.

Четвертая глава книги, посвященная анализу устойчивости и расчету динамической точности замкнутых нелинейных систем, содержит формулы, позволяющие получить спектральную плотность сигнала любой координаты системы со сколь угодно высокой точностью. Для сигнала, содержащего синусоидальную составляющую, формулы для спектральной плотности выведены без учета высших гармоник сигнала, появившихся в результате нелинейного преобразования. В этой главе в соответствии с классификацией систем дана методика их расчета. Одним из результатов данной главы является определение условий, когда система, содер-

жающая сигнал с переменной регулярной составляющей, может рассчитываться так же, как и при постоянной регулярной составляющей. Впервые в данной книге приведена методика расчета цепиенных систем, когда сигнал на входе содержит регулярную полиномиальную составляющую.

Значительный интерес представляет проведенное в четвертой главе книги исследование устойчивости систем второго типа так называемых условно устойчивых. К сожалению, рассмотрение этого чрезвычайно интересного вопросаносит слишком незавершенный характер.

Пятая глава книги посвящена синтезу оптимальных систем с учетом нелинейности. Здесь основным результатом является развитие методов синтеза систем с дополнительным ограничением, накладываемым на характеристики входного сигнала НЭ, и использование при выборе параметров корректирующего устройства эквивалентной передаточной функции НЭ. Следует заметить, что при определении оптимальной передаточной функции фильтра

с конечной памятью получены только интегральные уравнения, однако решения их не приводятся. Результатом, имеющим практическое значение при выборе параметров НЭ, является методика, позволяющая выбрать параметры при заданном соотношении сигнала и помехи. Разделы главы, посвященные оптимальным нелинейным фильтрам и оптимизации систем, носят постановочный характер и намечают возможные пути дальнейшего развития теории и практики расчета нелинейных систем. В целом материал по главам распределен неравномерно. Так, глава IV содержит 82 стр., а глава III — 9 стр.

Книга содержит большое по объему приложение и поэтому может служить практическим пособием при расчете и проектировании нелинейных систем автоматического управления. Материал, изложенный в книге, безусловно, заинтересует широкий круг инженеров и научных работников, занимающихся теорией и расчетом нелинейных систем автоматического управления при случайных воздействиях.

Доктор техн. наук, проф. Л. Т. КУЗИН



## Выписывайте журнал „ЭЛЕКТРИЧЕСТВО“

«Электричество» — научно-технический журнал, орган Академии наук СССР, Государственного комитета Совета Министров СССР по науке и технике и Научно-технического общества энергетической промышленности

Журнал «Электричество» основан в 1880 г.

Он публикует статьи, в которых освещаются проблемы электроэнергетики, связанные с выполнением ленинского плана сплошной электрификации страны.

Пропагандирует передовые научно-технические знания и методы в области электричества, а также результаты научно-исследовательских работ и опыт эксплуатации электротехнических установок. На его страницах помещаются статьи и материалы, рассказывающие о теоретических и научных экспериментах в области теоретической электротехники, производства, распределения и применения электрической энергии, электрических машин, трансформаторов, аппаратов, электротехнических материалов и кабелей.

Показывает, как используются современные электронные устройства и вычислительные машины в энергетике, информирует о новых источниках электрической энергии.

Помещает на своих страницах обзор наиболее интересных материалов иностранной электротехнической периодики и обзорные ма-

териалы, предназначенные для расширения научно-технического кругозора инженеров и научных работников.

Сообщает о важнейших событиях в электротехнике, решениях технических конференций, юбилейных и памятных датах и освещает вопросы истории электротехники.

Регулярно проводит научно-технические дискуссии и помещает рецензии на вышедшие книги.

Обслуживает читателей по их просьбе научно-технической консультацией.

Журнал «Электричество» рассчитан на научных работников и широкие круги инженеров-электриков, направлен на оказание им действенной помощи в разработке и решении важнейших теоретических и практических задач, возникающих в работе по электрификации всех отраслей народного хозяйства.

Объем — 12 печатных листов.

Периодичность — 12 номеров в год.

Подписная цена: на год — 9 руб. 60 коп., на 6 мес. — 4 руб. 80 коп.

Цена одного номера 80 коп.

Подписку на него можно оформить в любом пункте Советского Союза — в отделениях связи, агентствах „Союзпечат“ или у общественного распространителя печати по месту работы или учебы.

В розничную продажу журнал не поступает.

# УКАЗАТЕЛЬ МАТЕРИАЛОВ, ПОМЕЩЕННЫХ В ЖУРНАЛЕ «ЭЛЕКТРИЧЕСТВО» в 1965 г.

## I. ТЕМАТИЧЕСКИЙ УКАЗАТЕЛЬ

Автор и название статьи		Номер журнала	Стр.	Автор и название статьи		Номер журнала	Стр.
<b>ПЕРЕДОВЫЕ СТАТЬИ</b>							
Чиликин М. Г., Петров И. И. и Воронецкий Б. Б.— Новые направления развития автоматизированного электропривода		3	1	Краус Э. Г.—Защита от токов короткого замыкания в шахтных низковольтных сетях переменного и постоянного токов		1	75
Богородицкий Н. П. и Фридберг И. Д.—Прогресс электроники и керамические диэлектрики		8	1	Веников В. А. и Сиуда И. П.—Упрощение электрических расчетов режимов электропередач переменного тока		1	80
Журналу «Электричество» 85 лет		7	3	Мельников Н. А. и Солдаткина Л. А.—Технико-экономическая оценка целесообразности регулирования напряжения в электрических сетях		2	1
<b>1. ТЕОРЕТИЧЕСКАЯ ЭЛЕКТРОТЕХНИКА</b>							
Балабанов Е. М.—Зарядка частиц в электрическом поле коронного разряда при большой запыленности газа		2	57	Бургдорф В. В., Мешков В. К., Соловьев С. А. и Хлебников А. Г.—Плавка гололеда на линиях 400—500 кв		2	7
Богатырев О. М.—К вопросу о расчете переходных процессов в линейных цепях при любых коммутациях		2	67	Баркан Я. Д. и Маркушевич Н. С.—Определение статистических критериев качества напряжения		2	11
Прунеску И.—Формулы для вычисления составляющих коэффициента передачи четырехполюсника		2	77	Эбин Л. Е. и Якобс А. И.—О применении упрощенных формул для расчета заземляющих сеток		2	15
Рудаков В. Н.—Магнитное поле тока в цилиндре конечной длины		3	78	Кайданов Ф. Г., Костенко М. В. и Перельман Л. С.—Уточненное определение волновых параметров и анализ погрешности решения телеграфных уравнений на примере двухпроводной линии электропередачи		3	15
Л. М. Вайнштейн и Н. А. Мельников—О возможности замены схем с взаимной индукцией эквивалентными без взаимной индукции		5	16	Билик Н. И.—Вычисление неодинаковости напряжения, «взвешенной» по мощности		3	80
Бирзвалик Ю. А.—Применение теории преобразователей к электромагнитному кондукционному насосу		6	21	Каштелян В. Е., Юрьевич Е. И. и Герценберг Г. Р.—Повышение устойчивости электрических систем с помощью быстродействующего регулирования паровых турбин		4	1
Иевская Н. М. и Умарходжаев Р. М.—О спиновом генераторе		7	57	Никулин И. А., Трошин В. А. и Тюханов Ю. М.—Расчет режима возбуждения синхронных двигателей, обеспечивающего минимум потерь электроэнергии		4	8
Постников И. М., Нижник Л. П., Березовский А. А. и Кравченко А. Н.—Расчет бегущего электромагнитного поля в слоистой проводящей среде		9	1	Дмоховская Л. Ф., Джунковский О. Н., Лысиков Ю. И., Небрат Л. Е., Спив Г. С., Шур Ю. Б. и Якуб Ю. А.—Разработка и внедрение искрового присоединения и форсировки реакторов в дальних электропередачах		4	14
Боголюбов В. Е., Жарков Ф. П. и Гусев Г. Г.—К расчету режима минимальных потерь в цепи с ферромагнетиком, перемагничиваемым от заряженного конденсатора		9	60	Федосенко Р. Я.—К вопросу о расчетах электрических сетей жилищно-общественной застройки		4	25
Ионкин П. А. и Мельников Н. А.—Преобразование схем с взаимной индуктивностью		12	2	Стольников В. Н.—Технико-экономические вопросы выбора рациональной схемы энергоснабжения жилищно-коммунального хозяйства городов		4	29
<b>2. ПРОИЗВОДСТВО И РАСПРЕДЕЛЕНИЕ ЭЛЕКТРОЭНЕРГИИ</b>							
Синьков В. М., Богословский А. В., Федотов Л. В., Фолькман К. Ю. и Ципциора Р. Д.—Вычислительные устройства в системе комплексной автоматизации энергетических объединений		1	1	Фокин Ю. А.—Методы расчетов городских сложно-замкнутых электрических сетей при вероятностно-статистическом задании нагрузки		4	34
Бургдорф В. В., Рокотян С. С. и Шеренцис А. И.—Линии электропередачи сверхвысокого напряжения в СССР		1	7	Бочаров В. И.—Статистический метод определения надежности распределения электроэнергии на открытых горных разработках		4	37
Мамиконянц Л. Г. и Хачатуров А. А.—Условия применения несинхронных включений в энергосистемах		1	14	Мукосеев Ю. Л.—Применение сдвоенных реакторов для стабилизации напряжения в сетях промышленных предприятий		4	48
Павлов Г. М., Кантан В. В. и Петрова С. С.—Определение частичных удельных потерь на модели сети постоянного тока		1	18	Горишней В. М., Манукян Р. С. и Паверман С. В.—Об учете ограничений в форме неравенств при расчете экономичного режима тепловой электростанции на аналоговой вычислительной машине		4	79
Коршунов В. А.—Продольная емкостная компенсация в тяговой сети		1	23	Горбунова Л. М., Лугинский Я. Н., Новаковский А. Н., Портной М. Г. и Стрюков В. К.—Аналоговая машина для исследования переходных электромеханических процессов в энергосистемах		5	1
Корнилов Г. И.—Экономическая целесообразность резервирования схем электроснабжения промышленных предприятий		1	29	Жуков Л. А. и Зотов В. И.—О влиянии несимметрии и толчков промежуточной нагрузки на устойчивость слабых межсистемных связей		5	7
Алексашкин А. А., Быков Е. И., Земляная Е. А., Кротов Л. Б., Курцина З. Т., Поселенов Л. Г., Сакович А. А. и Юдицкий С. Б.—Новые полупроводниковые выпрямители для тяговых подстанций метрополитена		1	42	Сатаров В. А.—Применение дуальных схем для расчетов токов замыкания на землю		5	12
Городской Д. А.—О характере самовозбуждения синхронных машин при емкостной нагрузке		1	65	Крайчик Ю. С.—Применение характеристических функций для расчета и исследования режимов работы электрических сетей		5	19
Шабад В. К. и Любина В. С.—Регулирование мощного синхронного компенсатора с целью повышения его загрузки в индуктивном режиме		1	70				

Автор и название статьи	Номер журнала	Стр.	Автор и название статьи	Номер журнала	Стр.
Вексельман О. Г.—О среднеэксплуатационных напряжениях стаалюминиевых проводов	5	23	Китушин В. Г.—Определение потерь энергии при реверсивном потоке мощности	9	82
Черников Г. Б.—Защита от замыканий на землю ротора генератора с вентильным возбудителем	5	38	Чернин А. Б.—Составление схем замещения нулевой последовательности параллельных линий для некоторых особых случаев их включения	9	83
Сомов В. А., Шуть В. В. и Бобриков С. А.—Дугогасящая катушка с плавным регулированием	5	44	Геронимус Б. Е.—Развитие и анализ схем внешнего энергоснабжения электрической тяги	10	8
Менделевич Г. Ш. и Самарин В. В.—Графический метод решения уравнения состояния провода в пролете	5	76	Литкенс И. В. и Строев В. А.—Приближенное определение максимальной передаваемой мощности от удаленной станции и настройки автоматических регуляторов возбуждения по отклонению напряжения	10	11
Макушкин Я. Г., Кузнецов Н. Д. и Вихорев Ю. А.—Опыт эксплуатации аналогового расчетного устройства АНРАН-IV в ОДУ Урала	5	79	Лукашов Э. С.—О влиянии переходных процессов в линии на устойчивость дальних электропередач	10	16
Мамиконянц Л. Г., Портной М. Г. и Хачатуров А. А.—Обобщение опыта применения в энергосистемах асинхронных режимов	6	1	Кашковский И. К.—Учет фактора времени при выборе схемы высоковольтной электропередачи на перспективу	10	20
Розанов М. Н.—Применение метода статистических испытаний к оценке надежности энергосистем	6	6	Дивович С. И.—О некоторых качественных и количественных соотношениях графиков электрических нагрузок промышленных предприятий	10	42
Стефан Нанчев—Регулирование переключений трансформаторов в замкнутых сетях	6	12	Андраниан В. Н. и Быстрицкий Д. Н.—Пуск асинхронных короткозамкнутых электродвигателей от автономного электросилового агрегата	10	46
Павлов Г. М.—Наивыгоднейшее распределение нагрузок в объединенных энергосистемах	6	15	Губенко Т. П. и Фильц Р. В.—Расчет характеристик симметричных режимов асинхронной машины с возбуждением от статических конденсаторов	10	58
Смирнов К. А.—Абсолютный и относительные оптимумы при выборе экономического состава агрегатов в энергосистеме	6	18	Гендельман Б. Р.—Исследование электропривода ножниц реверсивных обжимных прокатных станов	10	62
Мамиконянц Л. Г., Сыромятников И. А. и Тер-Газарян Г. Н.—Исследование специальных режимов работы синхронных машин, выполненные в СССР	7	5	Бардачевский В. Т. и Кишко Р. С.—Формирование трапециевидной диаграммы тока при переходных процессах в реверсивной системе генератор—двигатель	10	67
Червененкис Я. М. и Фингер Л. М.—Об оптимальной системе напряжений для городских и сельских электросетей	7	11	Айзенберг Б. Л., Дмитриев В. М., Клебанов Л. Д., Шарова Л. И. и Берхман Е. И.—Технико-экономические обоснования выбора вида энергии на бытовые нужды в городах СССР	11	71
Бессмертный И. С.—Применение напряжений 6—10—20 кв в городских электрических сетях	7	16	Литкенс И. В., Васин В. П. и Гамазин С. И.—Исследования статической устойчивости автоматически регулируемых электрических систем с учетом типовых возмущающих сил	12	7
Розенфельд В. Е., Шевченко В. В., Майбога В. А. и Долаберидзе Г. П.—Повышение напряжения на электрических железных дорогах постоянного тока	7	37	Неклапаев Б. Н.—К вопросу об учете взаимной индукции между линиями электропередачи при несимметричных режимах	12	19
Юренков В. Д.—Питание трехфазных нагрузок от грозозащитных тросов линий 220—750 кв	7	65	Архипов Н. К. и Сиротинский Е. Л.—Компенсация потери напряжения в распределительных сетях	12	24
Горнштейн В. М.—Условия оптимального режима энергетической системы при учете режимных ограничений с помощью штрафных функций	8	39	Сиников В. М.—Метод расчета экономического режима ТЭС с учетом изменения давления и температуры пара	12	53
Арзамасцев Д. А., Рудницкий М. П. и Скляров Ю. С.—Выбор оптимальных сечений линий сети при проектировании	8	44	Михневич Г. В. и Фиалков В. М.—Система автоматического регулирования управляемых реакторов	12	66
Маркварт Г. Г.—Расчет нагрузки тяговой подстанции при рекуперации энергии	8	55	<b>3. ПРИМЕНЕНИЕ ЭЛЕКТРОЭНЕРГИИ</b>		
Карякин Р. И.—Гальваническое влияние тяговых сетей переменного тока	8	57	Дружинин Н. Н., Мирер А. Г. и Силаев Э. Ф.—Матричные уравнения и передаточные коэффициенты систем непрерывных станов	1	33
Павлов И. В.—Токи короткого замыкания в тяговой сети с отсасывающими трансформаторами	8	62	Голован А. Т. и Гопал Радж Шекар—Влияние свободных токов на потери при торможении противотоком короткозамкнутого двигателя	1	56
Артемьев Д. Е.—Статистическая координация уровней фазовой и междуфазовой изоляции по условиям воздействия коммутационных перенапряжений	8	67	Адонян Г. Т., Матевосян П. А. и Акопян С. Г.—Влияние активного сопротивления и переходных процессов в обмотке статора на изменение роторного угла синхронной машины	1	58
Голубин Е. А. и Чистяков Б. Н.—К вопросу оптимального регулирования напряжения на электропередачах 500 кв	8	87	Донской А. В. и Смородинов В. В.—Режим работы генератора затухающих колебаний при индукционном нагреве	1	62
Холмский В. Г.—Оптимизация потокораспределения в замкнутых электрических сетях с высокой степенью неоднородности	9	16	Лабунцов В. А. и Нопираковский И.—Магнитнополупроводниковая система управления вентильными преобразователями	2	29
Караев Р. И.—Расчеты электрических сетей с учетом неодинаковости напряжения	9	26	Сиротин А. А. и Киреев В. В.—Унифицированные транзисторные распределители импульсов для		
Фабрикант В. Л.—О применении теории надежности к оценке устройств релейной защиты	9	36			
Зуль Н. М. и Кулиев Ф. А.—О надежности работы устройств релейной автоматики электрических сетей	9	40			
Смирнов Э. П.—Подход к расчету надежности устройств релейной защиты	9	44			
Журавлев В. Г.—Сокращенная запись уравнения наивыгоднейшего распределения нагрузки между электрическими станциями, связанными однородной электрической сетью	9	62			

Автор и название статьи	Номер журнала	Стр.	Автор и название статьи	Номер журнала	Стр.
управления шаговыми электрическими двигателями			<b>Святославский В. А.</b> — О синтезе систем оптимального управления электроприводами постоянного тока	8	26
<b>Овчинников И. Е. и Лебедев Н. И.</b> — Стабилизация и управление скоростью бесконтактного двигателя постоянного тока	2	35	<b>Блантер С. Г., Жуков Ю. С. и Суд И. И.</b> — Сравнение энергетических показателей асинхронного и синхронного электроприводов буровых лебедок	8	30
<b>Слухоцкий А. Е. и Пушкин В. Я.</b> — Анализ работы ионного преобразователя повышенной частоты с параллельной схемой анодной цепи на активную нагрузку	2	46	<b>Крылов С. С.</b> — Внешняя характеристика двухполупериодного управляемого выпрямителя	8	36
<b>Стрельников А. Н.</b> — Влияние изменения напряжения сети, насыщения магнитной системы и характера нагрузки на врачающий момент и вес электродвигателей постоянного тока	2	49	<b>Черников Г. Б.</b> — Работа полупроводниковых управляемых выпрямителей при несимметричных режимах	8	49
<b>Ливанова О. В. и Комиссарова И. П.</b> — Экспериментальное исследование нагрева массивного ротора синхронного двигателя при асинхронном пуске	2	54	<b>Чиликин М. Г., Аракелян А. К. и Афанасьев А. А.</b> — О некоторых возможностях бесколлекторного электропривода постоянного тока	9	7
<b>Грехов И. В., Линийчук И. А., Тучкович В. М., Челюков В. Е., Шуман В. Б. и Якивчик Н. И.</b> — О некоторых способах применения силовых кремниевых управляемых вентилей	2	74	<b>Воронецкий Б. Б.</b> — О комплексной автоматизации промышленных электроприводов	9	12
<b>Маевский О. А.</b> — Определение энергетических соотношений и составляющих полной мощности в вентильных преобразовательных установках	2	76	<b>Поляков Л. М. и Ращикович М. П.</b> — Особенности замкнутых систем регулирования скорости изменением потока возбуждения	9	21
<b>Акодис М. М. и Гельман М. В.</b> — Применение управляемых кремниевых вентилей в схемах ультразвуковых преобразователей частоты	3	7	<b>Шубенко В. А., Браславский И. Я. и Куцин В. В.</b> — Быстродействующий тиристорный электропривод переменного тока с управлением от цифровой следящей системы	9	31
<b>Яковлев В. И., Вуль Ю. Я. и Тюков Р. А.</b> — Рациональная структура систем управления экскаваторными приводами	3	26	<b>Хасаев О. И. и Коссов О. А.</b> — Регулирование напряжения в системе транзисторный инвертор — асинхронный двигатель	9	50
<b>Гуревич Ю. Е. и Хачатуров А. А.</b> — Исследование устойчивости работы синхронных двигателей при асинхронном режиме в системе	3	30	<b>Воронин А. В.</b> — Технико-экономическая эффективность электрификации железнодорожного транспорта и перспективы ее развития	10	1
<b>Яковлев А. И.</b> — Исследование распределения температур в короткозамкнутых роторах асинхронных электродвигателей	3	35	<b>Глебов И. А. и Логинов С. И.</b> — Основные направления работ в области систем возбуждения синхронных двигателей	11	5
<b>Рекус Г. Г. и Белоусов А. И.</b> — Нагрев асинхронных двигателей погружных электронасосов	3	42	<b>Петров И. И. и Мейтель А. М.</b> — Некоторые вопросы расчета специальных режимов асинхронных короткозамкнутых двигателей	11	10
<b>Межлумов А. А.</b> — Рекуперативное торможение асинхронного привода с длинным валом	3	62	<b>Шепелин В. Ф.</b> — Расчет параметров и построение механических характеристик системы автоматического регулирования с силовым магнитным усилителем	11	18
<b>Порсов В. М.</b> — Ключевой стабилизированный выпрямитель на транзисторах	4	62	<b>Щитова В. М., Слепушкин Е. И. и Дlugach D. Я.</b> — Анализ процесса саморегулирования при электрохимической обработке материалов	11	25
<b>Пистрак М. Я.</b> — Предельные углы регулирования реверсивного ионного преобразователя	5	48	<b>Обухов С. Г.</b> — Коэффициент мощности импульсных регулирующих устройств	11	36
<b>Кожевников К. И.</b> — Экстремальное программное управление механизмом перестановки верхнего вала обжимного прокатного стана	6	27	<b>Соколов М. М., Масандилов Л. Б. и Шинянский А. В.</b> — Исследование электромагнитных переходных процессов в асинхронных двигателях	12	40
<b>Здрок А. Г.</b> — Выпрямители со стабилитронами в цепях пульсирующего тока	6	68	<b>Арутюнян М. Р. и Коссов О. А.</b> — Статические характеристики тиристорного электропривода постоянного тока	12	58
<b>Неймарк В. Е. и Стефанович Т. Х.</b> — Несимметричные режимы двухполупериодного магнитного усилителя с самонасыщением	6	76			
<b>Онищенко Г. Б. и Самовер М. Л.</b> — Основные направления развития автоматизированного электропривода в химической промышленности	7	49	<b>4. ЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ МАШИНЫ И ТРАНСФОРМАТОРЫ</b>		
<b>Каганов И. Л. и Калнибоготский Ю. М.</b> — Рациональное построение системы параметров мощных полупроводниковых вентилей	7	70	<b>Шварцбарт Я. С.</b> — Основы рациональной технологии торOIDальных магнитопроводов из трансформаторной стали	1	77
<b>Горбунов В. П., Коротков С. В. и Шишков Б. А.</b> — О расчете комбинированной системы с двухдвигательным приводом	7	74	<b>Карпенко Б. К. и Иванова И. Г.</b> — Расчет магнитной системы двигателя с печатной обмоткой	3	48
<b>Черноруцкий Г. С. и Сибрин А. П.</b> — О влиянии упругой связи электромеханического датчика с двигателем на динамику автоматизированного электропривода	7	83	<b>Печерица С. П.</b> — Расчет магнитных полей в асинхронном двигателе с учетом зубчатого строения статора и ротора	3	66
<b>Петров И. И. и Мейтель А. М.</b> — Применение цепных экспоненциальных функций при расчете нагрева асинхронных короткозамкнутых двигателей	8	7	<b>Барщевский Г. Г.</b> — Электромагнитный момент реактивной машины	3	74
<b>Сандлер А. С. и Шапиро Л. Я.</b> — Переходные процессы в каскаде с двухзонным регулированием скорости	8	14	<b>Вольдек А. И.</b> — Компенсация пульсирующего магнитного поля в асинхронных машинах и индукционных насосах с разомкнутым магнитопроводом	4	50
<b>Соколов М. М., Масандилов Л. Б. и Шинянский А. В.</b> — Экспериментальное исследование электромагнитных переходных процессов в асинхронных электродвигателях единой серии А	8	20	<b>Казанский В. М. и Жулевян В. В.</b> — К вопросу расчета реактивных редукторных шаговых электродвигателей	4	53
			<b>Дулькин А. И.</b> — Намагничивающая сила неравношаговой «беличьей клетки».	4	57

Автор и название статьи	Стр.	Номер журнала	Автор и название статьи	Стр.	Номер журнала
Фракман Ю. В.—О расчете ярмового рассеяния трансформаторов	4 65		Цапенко Е. Ф.—Переходные процессы в вентильных схемах контроля изоляции	1 67	
Бальчич А. А.—Система электродов ротора и ток главной цепи емкостной индукционной машины постоянного тока	5 53		Омельченко Б. Д.—Системы питания электромагнитов	1 82	
Рубинаут А. М.—Бесконтактная система возбуждения синхронных электрических машин с управляемыми кремниевыми вентилями	5 67		Майкопар А. С.—Открытая электрическая дуга весьма малого тока	2 22	
Уляницкий М. Н.—К тепловому расчету закрытых электрических машин с естественным охлаждением	5 71		Насибов А. С.—Импульсный трансформатор с обмотками из коаксиального кабеля	2 26	
Николаиди А. К.—О нагреве массивных роторов синхронных двигателей при пуске	6 24		Ефремов И. С., Загайнов Н. А., Никольский И. К. и Чирвинский В. М.—Термическое сопротивление силовых кремниевых вентиляй	2 42	
Васильев Ю. К.—Уточненный тепловой расчет однорядной обмотки возбуждения	6 39		Стерлин В. Г.—О методике определения расстояний от сухих токоограничивающих реакторов до ферромагнитных тел	2 61	
Аветисян Дж. А. и Бергинов А. И.—Оптимальное проектирование явнополюсного индуктора синхронной машины	6 45		Скороваров В. Е.—Работа вентиляй в схемах автономных инверторов с повышенной частотой	3 21	
Шаров В. С.—Годограф тока асинхронного индукторного двигателя с конденсаторами	6 50		Шнейдер Г. Я.—Колебания в обмотках трансформаторов, вызванные проблемой продольной изоляции при импульсных испытаниях	3 52	
Родштейн Л. С. и Панфилова В. А.—Изменение внутреннего воздухораспределения некоторых тихоходных электрических машин по результатам тепловых и вентиляционных испытаний	6 81		Буль Б. К.—Расчет параметров катушки возбуждения с учетом короткозамкнутого витка и высших гармоник	3 58	
Крайз А. Г.—Трехфазные силовые трансформаторы с расщепленными обмотками	7 31		Тер-Акопов А. К.—К расчету быстродействующих электромагнитов	4 71	
Сайтан У. Х.—О зависимости электромагнитной мощности электродвигателя постоянного тока с дисковым якорем от геометрии элементов печатной обмотки якоря	7 31		Захаров Б. В.—Расчет намагничивания ферромагнитных колец внешним полем	4 74	
Яковенко В. А. и Мандрика О. Р.—Определение эквивалентного воздушного зазора машины постоянного тока	7 80		Пилипенко А. П.—Характеристики равновесия мостовых измерительных схем	5 59	
Мильман Л. И. и Лурье С. И.—Расчет прочности наружных обмоток трансформаторов при действии радиальных усилий короткого замыкания	7 86		Миткевич А. В.—Ускоренный метод испытания постоянных магнитов на стабильность во времени	5 64	
Троцкий В. А.—Трансформаторы с магнитной коммутацией витков регулируемых обмоток	8 77		Буткевич Г. В. и Чернышев Н. М.—Современные проблемы проектирования и испытания высоковольтных выключателей	7 22	
Манькин Э. А., Морозов Д. Н. и Алферова А. В.—Распределение потоков рассеяния и добавочные потери в стержнях мощных трансформаторов при нагрузке	9 64		Лысов Н. Е. и Курносов А. В.—Об оптимальных геометрических соотношениях основных размеров электромагнитов постоянного тока	8 33	
Лурье С. И.—Математическое моделирование магнитных полей рассеяния трансформаторов и роторов на электропроводящей бумаге	9 68		Малаховский Е. И.—Исследование стабильности реле времени с электрическим контуром $RC$	8 75	
Столов Л. И.—Пульсации потокосцепления, скорости его вращения и момента у асинхронных микрордвигателей	10 80		Тырышкин М. А.—Исследование магнитных проводимостей воздушных зазоров и реактивных моментов трансформаторного преобразователя угла	8 84	
Воронин А. Н.—Применение тахогенератора для выполнения операции деления в системах автоматического регулирования	11 30		Локшин М. В.—Влияние индуктивности и потерь в стали на погрешности при измерении $\tan \delta$ и $C_x$ изоляции обмоток трансформаторов	9 76	
Зисман Л. М.—Расчет режима регулируемого трансформатора с учетом статических характеристик энергосистемы	11 32		Карасев В. А.—Расчет движения электромагнитов при переменной силе противодействия	10 72	
Юферов Ф. М.—Аналитическое выражение изменений магнитной проводимости воздушного зазора электрической машины с явновыраженными полюсами	12 13		Перцев А. А.—Распределение электрической прочности разрядных промежутков ртутных вентиляй	10 76	
Васютинский С. Б. и Нагаенко Г. П.—Определение сопротивлений индуктивно связанных однослойных обмоток, работающих в широком диапазоне частот	12 29		Панченко А. М.—Определение необходимого числа измерений при экспериментальном исследовании электрических нагрузок	10 88	
Януш Туровски—Волновой метод расчета экранов у элементов электрических машин	12 49		Синицкий Л. А. и Ю. М. Шумков—Анализ работы магнитных усилителей с самонасыщением при активно-емкостной нагрузке	11 39	
По страницам технических журналов	12 53		Иванчук Б. Н., Липман Р. А. и Рувинов Б. Я.—Тиристорно-магнитные усилители для управления двигателями переменного тока	11 44	
Сапожников А. В.—Уровни изоляции трансформаторов на высокие напряжения	4 84		Элькинд Ю. М.—Динамические погрешности осциллографических гальванометров рамочного типа	11 51	
<b>5. АППАРАТЫ, ПРИБОРЫ, ИЗМЕРЕНИЯ</b>			Толстов Ю. Г и Придатков А. Г.—Некоторые вопросы регулирования автономных инверторов тока	11 56	
Евланов Ю. И. и Харченко Р. Р.—Измерительные преобразователи электрических величин в частоту импульсов	1 48		Куликов А. А.—Расчет токов первичной цепи магнето	11 66	
			<b>6. ЭЛЕКТРОТЕХНИЧЕСКИЕ МАТЕРИАЛЫ, КАБЕЛИ, ДЕТАЛИ</b>		
			Ванин Б. В.—Предельные значения средней диэлектрической проницаемости многокомпонентного изотропного диэлектрика	1 54	
			Эйнгорн И. Я.—Влияние давления и деформации изгиба на магнитные свойства трансформаторной стали	2 70	

Автор и название статьи	Номер журнала	Стр.	Автор и название статьи	Номер журнала	Стр.
<b>Бракманн Х. И.</b> — Определение расчетного коэффициента максимума по условиям теплового износа изоляции проводников			<b>О содержании и преподавании курса «Теоретические основы электротехники»</b>		
<b>Александров Г. Н., Иванов В. Л. и Редков В. П.</b> — Электрическая прочность воздушного промежутка между проводом линии сверхвысокого напряжения и землей при внутренних перенапряжениях	3	70	Некоторые замечания о построении курса «Теоретические основы электротехники» — <b>П. А. Ионкин, И. А. Мельников</b>	3	83
<b>Белова Л. А., Мамиконянц Л. Г. и Тутубалин В. Н.</b> — Вероятность аварийного пробоя изоляции обмоток статоров турбогенераторов в зависимости от длительности работы	4	20	Некоторые замечания об учебниках по теоретическим основам электротехники — <b>И. Дидоренко</b>	3	84
<b>Пшеченкова Г. В. и Скоков А. Д.</b> — Магнитные сплавы для работы при высоких температурах	4	42	Об отражении результатов дискуссии о содержании и преподавании курса «Теоретические основы электротехники» в программе этого курса — <b>Л. Р. Нейман</b>	3	85
<b>Брагин С. М., Федосенко Р. Я. и Волков М. И.</b> — О допустимых нагрузках на силовые кабели с вязкой пропиткой	4	81	О зависимости сопротивления заземления от размеров заземлителя — <b>М. Р. Найфельд</b>	4	89
<b>Баркан Я. Д.</b> — Применение туннельных диодов в устройствах автоматики	5	30	Пределы экономических токовых нагрузок для линий электропередачи 110—500 кв на унифицированных опорах — <b>А. И. Гершенгорн, Ю. И. Лыков</b>	4	90
<b>Зусман Ш. И.</b> — Магнитно-текстурованный сплав с постоянством проницаемости в широком диапазоне полей и высоким уровнем проницаемости	5	35	Ответ авторов — <b>В. А. Горюшкина, А. Н. Шеренгис</b>	4	91
<b>Савов Н. А. и В. Н. Савов</b> — О емкости и волновом сопротивлении некоторых систем проводников	5	73	Повышение частоты переменного тока и нахождение ее оптимального значения для дальнейшей электрификации СССР — <b>М. Д. Горенштейн</b>	5	81
<b>Аладьев А. Т. и Валеев Х. С.</b> — Влияние режима охлаждения керамических конденсаторов большой реактивной мощности на температурные напряжения в дизелектрике	6	55	Исследование особенностей электропроводности тела человека — <b>Б. А. Константинов, Г. Ю. Белицкий, Г. Е. Новиков, Л. Б. Спевак, И. В. Козлов</b>	5	84
<b>Быковский Д. Г. и Фридлянд М. Г.</b> — Электрические параметры водородосодержащей протяженной пространственно ограниченной дуги	6	65	О расчете напряженности электрического поля в цилиндрическом конденсаторе — <b>А. Ф. Калачихин</b>	5	87
<b>Ванин Б. В.</b> — Диэлектрическая проницаемость неупорядоченных неодиомордных сред	6	73	<b>К вопросу о передаче электрической энергии на дальние расстояния</b>	6	84
<b>Брагин С. М.</b> — Ускоренное старение изолирующих материалов высоковольтного кабеля	10	28	К вопросу о перспективах повышения напряжения воздушных линий электропередачи — <b>А. Н. Грибов</b>	6	84
<b>Микуцкий Г. В.</b> — Передача высокочастотных сигналов релейной защиты по высоковольтным линиям с ответвлениями	10	33	К вопросу об обеспечении электробезопасности при пользовании бытовыми приборами и аппаратами — <b>М. Д. Горенштейн</b>	9	86
<b>Грацианов Ю. А. и Рабинькин А. Г.</b> — Высококоэрцитивные кобальт-платиновые сплавы	10	86	Ответ автора — <b>М. Р. Найфельд</b>	9	87
<b>Аронов М. А.</b> — Электрическая прочность воздушного промежутка между каналом открытой дуги и плоскостью	11	60	Экономическая целесообразность резервирования схем электроснабжения промышленных предприятий — <b>Н. А. Казак, А. В. Мясников, В. А. Журилин</b>	11	82
<b>Кравченко В. С.</b> — Воспламенение взрывчатых газо-паровоздушных сред от электрических разрядов	11	75	Ответ автора — <b>Г. И. Корнилов</b>	11	84
<b>Борисенко В. Г. и Зайдман И. Д.</b> — Влияние толщины листов холоднокатаной трансформаторной стали на удельные потери	12	34	К вопросу об определении электрических нагрузок промышленных предприятий — <b>Б. С. Мешель</b>	12	74
<b>Ильинский Н. Ф. и Михайлов В. В.</b> — Статические и динамические режимы двухфазного транзисторного преобразователя частоты	12	46	Условия применения несинхронных включений в энергосистемах — <b>М. П. Костенко, Р. А. Лютер, Е. Я. Казовский, Н. П. Иванов</b>	12	77
<b>Абрамов А. Г.</b> — Размерный ряд индукционных автоматических реостатов для электродвигателей с фазным ротором	12	72	Ответ авторов — <b>Л. Г. Мамиконянц, А. А. Хачатуров</b>	12	78
<b>Ираний П. Б.</b> — Определение нагрева баковых масляных выключателей	1	84	<b>8. СТАНДАРТЫ И НОРМЫ</b>		
<b>7. ДИСКУССИИ</b>	1	87	<b>Ломазов Д. Б.</b> — Новые правила защиты подземных сооружений от коррозии	9	79
<b>К вопросу о передаче электрической энергии на дальние расстояния</b>	1	84	<b>9. ЗАМЕТКИ И ПИСЬМА</b>		
<b>К вопросу о перспективах повышения напряжения воздушных линий электропередачи</b> — <b>Н. Н. Крачковский</b>	1	87	Правило составления полной матрицы проводимостей ламповой схемы	2	90
<b>Комплексный технико-экономический метод проектирования трансформаторов</b> — <b>В. И. Артеменко, Г. В. Пуйло, Н. И. Хубаров</b>	2	78	О грозозащите вращающихся электрических машин	3	87
<b>Повышение частоты переменного тока и нахождение ее оптимального значения для дальнейшей электрификации СССР</b> — <b>Г. И. Китаенко</b>	2	83	Ответ авторов	3	87
<b>Некоторые вопросы защиты замкнутых сетей</b> — <b>Р. Я. Федосенко, О. А. Рейнвалд, Д. Г. Гневко, А. М. Зарожный, А. М. Войтко, Е. Я. Федоров, Б. Л. Айзенберг, В. А. Козлов</b>	2	78	К вопросу об универсальной формуле Хевисайда	3	88
<b>Вологодская областная научная библиотека</b>	2	83	Приближенный расчет емкости между электродом произвольной формы и охватывающей его сферой	3	89
<b>www.booksite.ru</b>			Патентная информация в нашей стране	4	92
			Ответ на выступление Д. С. Лившица в дискуссии по методике определения нагрузок заводских электрических сетей	5	88
			О градиентном методе оптимизации режима объединенных энергосистем	6	88
			К вопросу о месте выбора оптимального числа работающих агрегатов гидроэлектростанций	6	89
			О секционировании намотанных конденсаторов высокого напряжения	7	91
			Исследование винтореберных изоляторов	8	89
			Об остаточном содержании сульфат-ионов в оксидных изоляционных покрытиях	8	92
			О распределении напряженности электрического поля в цилиндрическом конденсаторе	10	89
			О сравнении синхронных и асинхронных двигателей	11	85

Автор и название статьи	Номер журнала	Стр.	Автор и название статьи	Номер журнала	Стр.			
<b>10. ХРОНИКА</b>								
<b>Информации</b>								
Диссертации								
IV Всесоюзная конференция по автоматизированному электропроводу	1	93	Книга Б. П. Петрова и А. Д. Степанова «Электрическое оборудование и автоматизация электрического подвижного состава» — Кучма К. Г. и Васин Н. Г.	5	95			
III Пленум ЦЕНТОЭП	2	91	Книга «В. И. Ленин об электрификации» — Кулебакин В. С.	7	95			
Диссертации	2	94	Книга М. Р. Найфельда «Заземление и защитные меры безопасности» — Манойлов В. Е.	9	90			
Всесоюзный конкурс на лучшее изобретение и рационализаторское предложение	3	92	Книги издательства «Энергия» по электротехнике, энергетике, автоматике, вычислительной и измерительной технике	9	91			
Научно-технический семинар «Силовые полупроводниковые преобразователи и их применение в современном автоматизированном производстве»	4	95	Книга А. А. Ермилова «Основы электроснабжения промышленных предприятий» — Каялов Г. М.	10	93			
Диссертации	5	91	Книги издательства «Энергия» по электротехнике, энергетике, автоматике, вычислительной и измерительной технике	10	94			
IV Всесоюзное научно-техническое совещание по применению средств вычислительной техники для автоматизации производственных процессов	5	93	Книга М. О. Каменецкого «Роберт Эдуардович Классон» — Рязанов Ф. А.	11	90			
Конференции по автоматическому контролю и методам электрических измерений	6	92	Новые книги издательства «Энергия»	11	91			
Совещание по высокогорным электропередачам	6	94	Книга К. А. Пупкова «Статистический расчет нелинейных систем автоматического управления» — Кузин Л. Т.	12	83			
Химию — в помощь энергетическому строительству	7	93	<b>12. РАЗНЫЕ СТАТЬИ</b>					
Научно-технический семинар «Электропривод с управляемыми кремниевыми вентилями (тиристорами) в машиностроении»	8	94	От редакции	2	89			
III Всесоюзное совещание по теории инвариантности и ее применению в системах автоматического управления	8	95	От редакции	3	86			
Диссертации	11	87	К сведению читателей	3	86			
Диссертации	12	81	Донской А. В. и Фомин А. А. — Электрические параметры электромагнитных систем при индукционном нагреве шара	4	68			
Диссертации			100-летний юбилей Международного союза телесвязи	6	96			
<b>Юбилеи</b>								
Н. Н. Крачковский	1	90	Приветствия в адрес редакции журнала «Электричество»:					
Андрей Георгиевич Захарин	1	91	Бюро Отделения физико-технических проблем энергетики АН СССР	7	1			
Профессор Б. М. Плющ	1	91	Государственный Комитет по координации научно-исследовательских работ СССР	7	1			
Профессор Вячеслав Семенович Тулин	3	90	Президиум ЦЕНТОЭП	7	2			
Профессор С. А. Волотковский	4	94	Государственный Комитет по электротехнике при Госплане СССР	7	2			
Доктор технических наук, профессор Л. Г. Мамиконянц	5	90	П. И. Полухин — заместитель министра высшего и среднего специального образования	7	2			
Памяти профессора С. П. Киркесали (1890—1937 гг.)	5	90	Шаталов А. С. — Модифицированное изображение процессов в линейных ключевых схемах с мгновенным контактом и сложным фиксатором	7	44			
С. И. Рабинович	6	90	Редакции научно-технического журнала «Электричество»	8	54			
Профессор Ю. Л. Мукосеев	6	91	К сведению читателей журнала «Электричество»	8	88			
Доктор техн. наук, профессор Л. Е. Эбин	6	91	От редакции	8	93			
Профессор М. Д. Каменский	7	92	Каплан В. В., Нашатырь В. М. и Попова В. А. — Методы компенсации потерь в нагрузке при формировании плоских импульсов тока на экспериментальной установке	9	55			
Профессор Андроник Гевондович Иосифьян	9	88	Спеваков П. И. — Определение расчетного сопротивления петли зануления	9	71			
Профессор Борис Павлович Козырев	9	89	Ванин Б. В. — Анизотропный эллипсоид в анизотропной среде	11	1			
Профессор Ефим Маркович Синельников	9	89	Карцев В. П., Сапожникова А. Н. и Сычев В. В. — К вопросу об оптимизации сверхпроводящих магнитных систем МГД-генераторов	11	22			
Профессор Сергей Васильевич Усов	11	86	Правила подготовки рукописей для журнала «Электричество»	11	92			
Э. А. Манькин	11	86	Юбилей Московского ордена Ленина энергетического института	12	1			
Профессор А. М. Бамдас	12	80	<b>13. ПОПРАВКИ</b>					
Профессор А. И. Бертинов	12	80	Об исправлении фамилии автора	2	73			
<b>Некрологи</b>								
Профессор А. Т. Голован	1	92	Об исправлении численного коэффициента формулы	8	66			
Петр Иванович Воеводин	3	90	<b>14. РЕКЛАМНЫЕ ОБЪЯВЛЕНИЯ</b>					
Профессор К. В. Урнов	3	91	Польского общества внешней торговли «Электрим»	1	3			
Доктор технических наук Б. Г. Лорткипанидзе	4	94						
<b>11. БИБЛИОГРАФИЯ</b>								
Книга И. С. Бессмертного «Схемы городских электрических сетей» — Глазунов А. А., Мирер Г. В. и Солдаткина Л. А.								
Книга С. А. Ульянова «Электромагнитные переходные процессы в электрических системах» — Мамиконянц Л. Г.	2	95						
Предисловие к книге П. И. Кузнецова и Р. Л. Стартоновича. — «Распространение электромагнитных волн в многопроводных системах» — Луи де Бройль	3	93						
Новые книги	3	94						
Новые книги издательства «Энергия»	3	95						
Новые книги издательства «Энергия»	3	96						
Новые книги	4	96						
	4	3						

Измерение и запись с большой точностью. Цифровой вольтметр «ДМ2022»  
 Журнал «Известия АН СССР, энергетика и транспорт»  
 Стеклянные трубы для ламповой и электронной промышленности  
 «ДМ 2010»  
 Стеклянные трубы для ламповой и электронной промышленности  
 Эберхард Бауэр  
 «ДМ 2010»  
 Фирма «Сименс»  
 Фирмы «Электрим»

2	3	Стеклянные трубы для ламповой и электронной промышленности	9	3
3	3	Эберхард Бауэр	9	4
5	3	Журнал борцов за технический прогресс	10	96
5	4	Стеклянные трубы для ламповой и электронной промышленности	10	3
6	3	Эберхард Бауэр	10	4
6	4	Выписывайте журнал «Электричество»	12	84
8	3	Объявление фирмы «Хемолимпекс»	12	94
9	94	Объявление фирмы «Жан Рошэ»	12	95
9	96	Объявление фирмы «Стеклянные трубы для ламповой и электронной промышленности»	12	96
		Объявление фирмы «Боуторп Электрик»	12	3

## II. АЛФАВИТНЫЙ УКАЗАТЕЛЬ

### А

Абелашвили Л. Г. 5, 91  
 Абрамов А. Г. 12, 46  
 Аветисян Дж. А. 6, 45  
 Авилов-Карнаухов Б. Н. 9, 90  
 Адонц Г. Т. 1, 58  
 Азимов Б. А. 1, 92  
 Айвазян В. Г. 1, 91  
 Айзенберг Б. Л. 2, 87; 7, 93; 11, 71  
 Акодис М. М. 3, 26  
 Акопян С. Г. 1, 58  
 Аладьев А. Т. 6, 65  
 Алаторцев С. А. 4, 94  
 Александров Б. К. 1, 90; 1, 91  
 Александров Г. Н. 4, 20; 7, 93; 10, 91  
 Алексашкин А. А. 1, 42  
 Алексенко Г. В. 3, 90; 6, 90; 9, 88  
 Ализаде А. А. 1, 92  
 Алферова А. В. 9, 68  
 Андрианов В. Н. 1, 91; 6, 91; 10, 46  
 Аракелян А. К. 9, 7  
 Арзamasцев Д. А. 8, 44  
 Аронов М. А. 11, 60  
 Артеменко В. И. 1, 87  
 Артемьев Д. Е. 8, 67  
 Асланов Р. К. 1, 92  
 Арутюнян М. Р. 12, 58  
 Архипов Н. К. 12, 24  
 Афанасьев А. А. 9, 7

### Б

Балабанов Е. М. 2, 57  
 Бальчитис А. А. 5, 53  
 Бамдас А. М. 6, 91  
 Бардачевский В. Т. 10, 67  
 Баркан Я. Д. 2, 11; 5, 35  
 Батуров В. И. 9, 90  
 Бахвалов Ю. А. 9, 90  
 Башарин А. В. 1, 92  
 Барщевский Г. Г. 3, 74  
 Белицкий Г. Ю. 5, 84  
 Белова Л. А. 4, 42  
 Белоусов А. И. 3, 62  
 Березовский А. А. 9, 1  
 Бертинов А. И. 6, 45  
 Берхман Е. И. 11, 71  
 Бессмертный И. С. 7, 16  
 Бесчинский А. А. 1, 91  
 Билик Н. И. 3, 80  
 Бирзваляк Ю. А. 6, 21  
 Бириков В. Г. 9, 88; 11, 87  
 Блажкин А. Т. 4, 94  
 Блантер С. Г. 8, 30  
 Бобриков С. А. 5, 44

Богатырев О. М. 2, 67; 3, 88  
 Богданов И. Е. 4, 93  
 Богданов Н. П. 3, 91  
 Боголюбов В. Е. 9, 60  
 Богородицкий Н. П. 8, 1; 9, 89  
 Богословский А. В. 1, 1  
 Богуш А. Г. 9, 90  
 Боляев И. П. 9, 90  
 Большам Я. М. 6, 91  
 Борисенко В. Г. 11, 81  
 Борисенко Н. И. 3, 90; 6, 90; 9, 88  
 Боровой А. А. 3, 91  
 Борушко В. С. 9, 88  
 Борчанинов Г. С. 6, 91  
 Бочаров В. И. 4, 37  
 Брагин С. М. 5, 30; 10, 28  
 Бракманн Х. И. 3, 70  
 Браславский И. Я. 9, 31  
 Бритчук В. В. 11, 87  
 Будзко И. А. 1, 91; 6, 91  
 Буль Б. К. 3, 58  
 Бургсдорф В. В. 1, 7; 2, 7; 3, 88; 5, 90  
 Буткевич Г. В. 7, 22  
 Быков Е. И. 1, 42  
 Быстрицкий Д. Н. 10, 46  
 Быстров А. М. 1, 92  
 Быховский Д. Г. 6, 73

### В

Вайнштейн Л. М. 5, 16  
 Валеев Х. С. 6, 65  
 Ванин Б. В. 1, 54; 7, 53; 11, 1  
 Васильев Ю. К. 6, 39  
 Васин Н. Г. 5, 96  
 Васин В. П. 12, 7  
 Васютинский С. Б. 12, 49  
 Вексельман О. Г. 5, 23  
 Веников В. А. 1, 80; 6, 91  
 Веселов Н. Д. 3, 91  
 Вешеневский С. Н. 1, 92; 3, 91  
 Винокуров В. И. 9, 89  
 Вихорев Ю. А. 5, 79  
 Воеводин И. Д. 6, 90  
 Войтко А. М. 2, 86  
 Волков М. И. 5, 30  
 Волобринский С. Д. 5, 89  
 Вольдек А. И. 4, 50; 11, 86  
 Воронецкий Б. Б. 1, 92; 3, 1; 3, 90; 3, 91; 9, 12  
 Воронин А. В. 10, 1  
 Воронин А. Н. 11, 32  
 Вуль Ю. Я. 3, 30

### Г

Габашвили Н. В. 5, 91  
 Гайдаш Б. И. 8, 89  
 Гамазин С. И. 12, 7

Гельман М. В. 3, 26  
 Гендельман Б. Р. 10, 62  
 Геронимус Б. Е. 10, 8  
 Герценберг Г. Р. 4, 1  
 Гершенгорт А. И. 4, 90  
 Гикис А. Ф. 9, 90  
 Гладилин Л. В. 3, 90; 4, 94  
 Глазунов А. А. 2, 96; 6, 91  
 Глебов И. А. 11, 5  
 Глушенко В. Н. 8, 89  
 Гневко Д. Г. 2, 86  
 Голован А. Т. 1, 56  
 Голубин Е. А. 8, 87  
 Гопал Радж Шекар 1, 56  
 Горбунов В. П. 7, 74  
 Горбунова Л. М. 5, 1  
 Горенштейн М. Д. 5, 81; 9, 86  
 Горнштейн В. М. 4, 79; 8, 39  
 Городской Д. А. 1, 65; 6, 91  
 Горошкина В. А. 4, 92  
 Гортинский С. М. 5, 90  
 Грацианов Ю. А. 10, 86  
 Грехов И. В. 2, 76  
 Грибов А. Н. 6, 84; 7, 93  
 Грудинский П. Г. 6, 91  
 Груздев И. А. 7, 93  
 Губенко Т. П. 10, 58  
 Гуревич Ю. Е. 3, 35  
 Гусев Г. Г. 9, 60  
 Гусейнов Ф. Г. 1, 92  
 Гуськов П. С. 3, 91

### Д

Демин А. В. 6, 91  
 Джуварлы Ч. М. 1, 92  
 Джунковский О. Н. 4, 14  
 Дивович С. И. 10, 42  
 Дидоренко И. З. 84  
 Длугач Д. Я. 11, 25  
 Дмитриев В. М. 11, 71  
 Дмоховская Л. Ф. 4, 14  
 Добромуслов И. И. 5, 93  
 Долаберидзе Г. П. 7, 37  
 Доманский Б. И. 7, 93; 11, 86  
 Донской А. В. 1, 62; 4, 68  
 Дранников В. С. 11, 86  
 Дроздов А. Д. 9, 90  
 Дроздов Н. Г. 1, 90; 1, 92; 5, 90; 6, 90  
 Дружинин Н. Н. 1, 33; 1, 92; 3, 90  
 Дубинский Л. А. 1, 90; 7, 93  
 Дулькин А. И. 4, 57

### Е

Евланов Ю. Н. 1, 48

Ельяшевич З. Б. 1, 92  
 Ермолин Н. П. 9, 89  
 Ефремов И. С. 2, 42

### Ж

Жарков Ф. П. 9, 60  
 Жимерин Д. Г. 1, 91  
 Жуков Л. А. 5, 7  
 Жуков Ю. С. 8, 30  
 Жуловян В. В. 4, 53  
 Журавлев В. Г. 9, 62  
 Журилин В. А. 11, 83

### З

Загайнов Н. А. 2, 42  
 Зайдман И. Д. 11, 81  
 Залесский А. М. 1, 90; 6, 91; 7, 93; 10, 92; 11, 86  
 Зарожный А. М. 2, 86  
 Захарий А. Г. 6, 91  
 Захаров Б. В. 4, 74  
 Здрок А. Г. 6, 68  
 Земляная Е. А. 1, 42  
 Зисман Л. М. 12, 13  
 Зотов В. И. 5, 7  
 Зуль Н. М. 9, 40  
 Зусман Ш. И. 5, 73

### И

Иванов А. А. 4, 94  
 Иванов В. Л. 4, 20  
 Иванов Н. П. 12, 77  
 Иванова И. Г. 3, 48  
 Иванчук Б. Н. 11, 44  
 Ивахин С. И. 8, 89  
 Иевская Н. М. 7, 57  
 Ильинский Н. Ф. 1, 92; 12, 34

Ионкин П. А. 3, 83; 12, 2  
 Ираний П. Б. 12, 72

### К

Каганов И. Л. 7, 70  
 Кадымов Я. Б. 1, 92  
 Казак Н. А. 11, 82  
 Казанский В. М. 4, 53  
 Казовский Е. Я. 12, 77  
 Кайданов Ф. Г. 3, 15  
 Какабадзе Д. Р. 5, 91  
 Калахихин А. Ф. 5, 87  
 Калниболотский Ю. М. 7, 70  
 Каменский М. Д. 1, 90  
 Каменский М. К. 11, 86  
 Кантан В. В. 1, 18; 11, 86  
 Каплан В. В. 9, 55  
 Карапев Р. И. 9, 26  
 Карабес В. А. 10, 72  
 Карпенко Б. К. 3, 48  
 Карумидзе И. Г. 5, 91  
 Каццев В. П. 11, 22  
 Калякин Р. Н. 8, 57

Кашкаров Г. Е. 11, 86  
 Кашковский И. К. 10, 20  
 Каштельян В. Е. 4, 1  
 Калялов Г. М. 5, 89; 9, 90; 10, 94  
 Кизеветтер Е. И. 11, 86  
 Киреев В. В. 2, 35  
 Китасенко Г. И. 2, 78  
 Китушин В. Г. 9, 82  
 Кишико Р. С. 10, 67  
 Клебанов Л. Д. 11, 71  
 Клейменов В. В. 9, 90  
 Клейн П. Н. 5, 89  
 Климов А. Н. 11, 86  
 Климов Д. Ю. 3, 91  
 Ковалев Н. Н. 9, 88; 11, 86  
 Кожевников К. И. 6, 32  
 Кожухов В. К. 11, 87  
 Козлов В. А. 2, 89  
 Козлов И. В. 5, 87  
 Козлов М. Д. 1, 90  
 Колесников Э. В. 9, 90  
 Комиссарова И. П. 2, 74  
 Константинов Б. А. 5, 84; 6, 91  
 Корнилов Г. И. 1, 29; 11, 85  
 Коротков С. В. 7, 74  
 Котилевский Д. Г. 3, 91  
 Котия А. Г. 5, 91  
 Коглик В. И. 8, 89  
 Коссов О. А. 9, 50; 12, 58  
 Костенко М. В. 3, 15; 7, 93; 10, 91; 11, 86  
 Костенко М. П. 9, 88; 7, 93; 11, 86; 12, 77  
 Коршунов В. А. 1, 23  
 Кочетков В. Д. 2, 93  
 Кравченко А. Н. 9, 1  
 Кравченко В. С. 11, 75  
 Крайз А. Г. 6, 90; 7, 31; 11, 87  
 Крайчик Ю. С. 5, 19  
 Краснов В. С. 11, 91; 6, 91  
 Краус Э. Г. 1, 75  
 Кречковский Н. Н. 1, 84  
 Кротов Л. Б. 1, 42  
 Круглянский И. М. 5, 93  
 Кружилин Г. Н. 1, 91  
 Крумм Л. А. 6, 89  
 Крылов С. С. 8, 36  
 Кузин Л. Т. 12, 84  
 Кузнецов Н. Д. 5, 79  
 Кулаковский В. Б. 5, 90  
 Кулебакин В. С. 1, 91; 3, 91; 7, 96  
 Кулиев Ф. А. 9, 40  
 Кулизаде К. Н. 1, 92  
 Куликов А. А. 11, 66  
 Курдиани И. С. 5, 91  
 Курносов А. В. 8, 33  
 Курцина З. Т. 1, 42  
 Куцин В. В. 9, 31  
 Кучинский Г. С. 10, 91  
 Кумма К. Г. 5, 96  
 Кязимзаде З. И. 1, 92

## Л

Лабунцов В. А. 2, 29  
 Лавриненко К. Д. 3, 91  
 Лебедев А. А. 9, 89  
 Лебедев Н. И. 2, 46  
 Левин М. С. 6, 91  
 Левинштейн М. Л. 7, 93  
 Лейбов Р. М. 4, 94  
 Ливанова О. В. 2, 74  
 Лившиц Д. С. 6, 91  
 Линддорф Л. С. 5, 90  
 Линийчук И. А. 2, 76  
 Липман Р. А. 11, 44  
 Лисовский Г. С. 1, 90

Листов П. Н. 1, 91; 6, 91  
 Литкенс И. В. 10, 11; 12, 7  
 Логинов С. И. 11, 5  
 Логуа Ш. С. 5, 91  
 Локшин М. В. 9, 76  
 Ломазов Д. Б. 9, 79  
 Лугинский Я. Н. 5, 1  
 Луговой В. С. 6, 96  
 Луи де Брайль З. 94  
 Лукашов Э. С. 10, 16  
 Лурье С. И. 8, 77; 10, 80  
 Любина В. С. 1, 70  
 Лютер Р. А. 12, 77  
 Лысков Ю. И. 4, 14; 4, 90  
 Лысов Н. Е. 8, 33  
 Лычковский В. Л. 6, 91

## М

Маевский О. А. 3, 7  
 Майбога В. А. 7, 37  
 Майкопар А. С. 2, 22  
 Майорец А. И. 6, 90  
 Макушкин Я. Г. 5, 79  
 Малаховский Е. И. 8, 75  
 Малов Д. И. 9, 90  
 Мамиконянц Л. Г. 1, 14; 1, 92; 3, 94; 4, 42; 6, 1; 7, 5; 12, 79  
 Мандрыка О. Р. 7, 86  
 Манойлов В. Е. 9, 91  
 Манукян Р. С. 4, 79  
 Маньянк Э. А. 6, 90; 9, 68  
 Маркварт Г. Г. 8, 55  
 Маркварт К. Г. 1, 91  
 Маркова Н. Е. 8, 92  
 Маркович И. М. 1, 91; 6, 91  
 Маркушевич Н. С. 2, 11  
 Масандилов Л. Б. 8, 20; 12, 40  
 Масленников Л. В. 3, 91  
 Матевосян П. А. 1, 58  
 Мачавариани И. В. 5, 91  
 Медведев С. К. 10, 91  
 Межлумов А. А. 4, 62  
 Мейстель А. И. 8, 7; 11, 10  
 Мельников Н. А. 2, 1; 3, 83; 5, 16; 5, 90; 6, 91; 12, 2  
 Менделевич Г. Ш. 5, 76  
 Месхи Н. С. 5, 91  
 Мешель Б. С. 12, 74  
 Мешков В. К. 3, 7  
 Микаберидзе А. С. 5, 91  
 Микиртичев А. А. 7, 93  
 Микуцикий Г. В. 10, 33  
 Миллер Г. Р. 6, 91  
 Мильман Л. И. 8, 77  
 Мирер А. Г. 1, 33  
 Мирер Г. В. 2, 96  
 Миткевич А. В. 5, 64  
 Михайлова В. И. 7, 93  
 Михайлов В. В. 12, 34  
 Михневич Г. В. 12, 66  
 Морозов Д. Н. 9, 68  
 Мукосеев Ю. Л. 4, 48  
 Муравлева Н. В. 3, 88  
 Мясищиков А. В. 11, 82

## Н

Нагаенко Г. П. 12, 49  
 Назаревский Н. И. 11, 87  
 Назаров Г. И. 6, 91  
 Найфельд М. Р. 4, 89; 9, 88  
 Насибов А. С. 2, 26  
 Нанчев Стефан 6, 12  
 Нашатырь В. М. 9, 55  
 Наяшков И. С. 6, 90; 11, 87  
 Небрат Л. Е. 4, 14

Нейман Л. Р. 3, 85; 7, 93; 11, 86  
 Неймарк В. Е. 6, 76  
 Неклепаев Б. Н. 12, 19  
 Некрасов А. М. 3, 91; 6, 90  
 Непорожний П. С. 3, 91  
 Нижник Л. П. 9, 1  
 Николаиде А. К. 6, 24  
 Никольский И. К. 2, 42  
 Никулин И. А. 4, 8  
 Новаковский А. Н. 5, 1  
 Новиков Г. Е. 4, 85  
 Нопираковский И. 2, 29

## О

Оболенский Н. А. 9, 88  
 Обухов С. Г. 11, 36  
 Овчинников И. Е. 2, 46  
 Озерный М. И. 4, 94  
 Омельченко Б. Д. 1, 82  
 Онищенко Г. Б. 7, 49

## П

Паверман С. В. 4, 79  
 Павленко А. С. 6, 90  
 Павлов Г. М. 1, 18; 6, 15; 11, 86  
 Павлов И. В. 8, 62  
 Панов А. В. 11, 87  
 Панфилова В. А. 6, 81  
 Панченко А. М. 10, 88  
 Пашков М. В. 3, 91  
 Перельман Л. С. 3, 15  
 Перцев А. А. 10, 76  
 Петров Г. Н. 9, 88; 11, 87  
 Петров И. И. 1, 92; 3, 1; 3, 90; 5, 91; 6, 91; 8, 7; 11, 10  
 Петров Л. П. 1, 92  
 Петрова С. С. 1, 18  
 Печенин И. Д. 3, 87  
 Печерица С. П. 3, 66  
 Пилипенко А. П. 5, 59  
 Пистрак М. Я. 6, 27  
 Пироцкий П. П. 4, 94  
 Плесков В. И. 6, 91  
 Половой И. Ф. 3, 87  
 Полушкин И. 2, 94  
 Поляков Л. М. 9, 21  
 Попков В. И. 1, 91  
 Попова В. А. 9, 55  
 Портной М. Г. 5, 1; 5, 90, 6  
 Порсов В. М. 5, 48  
 Поселенов Л. Г. 1, 42  
 Постников И. М. 9, 1  
 Потсар А. А. 9, 89  
 Придатков А. Г. 11, 56  
 Прунеску И. 2, 77  
 Пуйло Г. В. 1, 87  
 Пушкин В. Я. 2, 49  
 Пшеченкова Г. В. 4, 81

## Р

Рабинович С. И. 11, 87  
 Рабинькин А. Г. 10, 86  
 Равдоник В. С. 11, 86  
 Разевиг Д. В. 6, 91  
 Ращкович М. П. 9, 21  
 Редков В. П. 4, 20  
 Рейнвалд О. А. 2, 85  
 Рекус Г. Г. 3, 62  
 Ренгевич А. А. 4, 94  
 Ренне В. Т. 7, 92  
 Родштейн Л. С. 6, 81  
 Розанов А. А. 9, 88  
 Розанов М. Н. 6, 6  
 Розенман Е. А. 4, 94

Розенфельд В. Е. 7, 37  
 Рокотян С. С. 1, 7; 6, 91  
 Рубенраут А. М. 5, 67  
 Рувинов Б. Я. 11, 44  
 Рудаков В. Н. 3, 78  
 Рудницкий М. П. 8, 44  
 Рузен Я. Л. 7, 93; 11, 86  
 Русин Ю. С. 3, 89  
 Рустамзаде П. Б. 1, 92  
 Рысьев А. В. 4, 94  
 Рязанов Ф. А. 11, 91

## С

Савиных А. И. 3, 91  
 Савов Н. А. 6, 55  
 Савов В. Н. 6, 55  
 Сакович А. А. 1, 42  
 Самарин В. В. 5, 76  
 Самовер М. Л. 6, 91; 7, 49  
 Сандлер А. С. 1, 92; 8, 14  
 Сапожников А. В. 4, 88; 6, 90; 11, 87  
 Сапожникова А. Н. 11, 22  
 Саложников Ф. В. 3, 91  
 Саркисов М. А. 6, 91  
 Сатаров В. А. 5, 12  
 Святославский В. А. 8, 26  
 Сергеев А. С. 1, 96; 3, 92; 5, 95; 8, 96; 11, 89; 12, 83  
 Сердюков Н. П. 3, 91  
 Сехниашвили Г. М. 5, 91  
 Сибрин А. П. 7, 83  
 Сидоров М. М. 11, 86  
 Сйтан У. Х. 7, 80  
 Силаев Э. Ф. 1, 33  
 Синелобов К. С. 1, 90  
 Синицкий Л. А. 11, 39  
 Синицын Б. С. 6, 94  
 Синьков В. М. 1, 1; 12, 63  
 Сиротин А. А. 2, 35  
 Сиротинский Е. Л. 12, 24  
 Сиуда И. П. 1, 80  
 Скиданенко И. Т. 9, 88  
 Скляров Ю. С. 8, 44  
 Скоков А. Д. 4, 81  
 Скороваров В. Е. 3, 21  
 Слепушкин Е. И. 11, 25  
 Слухоцкий А. Е. 2, 49  
 Смирнов Б. В. 6, 91  
 Смирнов В. С. 7, 93  
 Смирнов К. А. 6, 18  
 Смирнов Э. П. 9, 44  
 Смородинов В. В. 1, 62  
 Соболев А. А. 6, 90  
 Совалов С. А. 2, 7  
 Соколов А. А. 2, 90  
 Соколов И. И. 3, 91  
 Соколов М. М. 1, 92; 8, 20; 12, 40  
 Солдаткина Л. А. 2, 1; 2, 96  
 Сомов В. А. 5, 44  
 Спевак Л. Б. 5, 86  
 Спеваков П. И. 9, 71  
 Спирина А. А. 1, 92  
 Спив Г. С. 4, 14  
 Стеклов В. Ю. 3, 91  
 Степанов В. Н. 6, 91  
 Степанов Ю. В. 3, 91  
 Стернин В. Г. 2, 61  
 Стефанов К. С. 7, 93  
 Стефанович Т. Х. 6, 76  
 Столов Л. И. 11, 30  
 Столыников В. Н. 4, 29  
 Стрельников А. Н. 2, 54  
 Строев В. А. 10, 11  
 Стрицков В. К. 5, 1  
 Стырикович М. А. 1, 91  
 Суд И. И. 8, 30  
 Сухотина Э. Н. 8, 92  
 Сыромятников И. А. 1, 92;

3, 90; 5; 90; 6, 90; 6, 91;  
7, 5  
Сычев В. В. 11, 22

Т

Твердин Л. М. 5, 93  
Тер-Акопов А. К. 4, 71  
Тер-Газарян Г. Н. 7, 5  
Теренин А. Н. 9, 89  
Тимофеев П. В. 9, 88  
Титова В. Н. 8, 94  
Тищенко Н. А. 3, 90  
Тондзе М. З. 5, 91  
Толстов Ю. Г. 11, 56  
Топчишвили И. А. 5, 91  
Требулов П. В. 1, 90  
Троицкий В. А. 9, 64  
Троп А. Е. 4, 94  
Трошин В. А. 4, 8  
Тулин В. С. 4, 94  
Туровская П. Г. 3, 91  
Туровски Януш 12, 53  
Турчин Н. Я. 7, 95  
Тутубалин В. Н. 4, 42  
Тучкович В. М. 2, 76  
Тюков Р. А. 3, 30  
Тюханов Ю. М. 4, 8; 11, 85  
Тышкин М. А. 8, 84

У

Уляницкий М. Н. 5, 71  
Умарходжаев Р. М. 5, 57  
Урин В. Д. 6, 90  
Успенский Б. С. 1, 90  
Усов С. В. 7, 93

Ф

Фабрикант В. Л. 9, 36  
Федоров Е. Я. 2, 86  
Федосеев А. М. 5, 90; 6,  
91  
Федосенко Р. Я. 2, 83; 4,  
25; 5, 30  
Федотов Л. В. 1, 1  
Фиалков В. М. 12, 66  
Фингер Л. М. 7, 11  
Финогенов Я. И. 3, 91  
Фильц Р. В. 10, 58  
Фокин Ю. А. 4, 34  
Фолькман К. Ю. 1, 1  
Фомин А. А. 4, 68  
Фракман Ю. В. 4, 65  
Фремке А. В. 9, 89  
Фридберг И. Д. 8, 1  
Фридлянд М. Г. 6, 73

Х

Хасаев О. И. 9, 50  
Харченко Р. Р. 1, 48  
Хачатуров А. А. 1, 14; 3,  
35; 5; 90; 6, 1; 12, 79  
Хевсурiani М. А. 5, 91  
Хейфиц М. Д. 1, 90  
Хечумян А. П. 3, 91  
Хлебников А. Г. 2, 7  
Хоберг В. А. 7, 93  
Холмский В. Г. 9, 16  
Хубларов Н. Н. 1, 89  
Х. Прадо Фернандес 10, 52

Ц

Цапенко Е. Ф. 1, 67

Цеин В. С. 3, 91  
Циппюра Р. Д. 1, 1

Ч

Челноков В. Е. 2, 76  
Червоненкис Я. М. 7, 11  
Черников Г. Б. 5, 38; 8, 49  
Чернин А. Б. 9, 83  
Черничкин Д. С. 3, 90; 6,  
90  
Черноруцкий Г. С. 7, 83  
Чернышев В. В. 8, 92  
Чернышев Н. М. 7, 22  
Чертин А. М. 6, 90  
Чиликин М. Г. 1, 92; 3, 1;  
3, 90; 6, 91; 9, 7; 9, 88  
Чирвинский В. М. 2, 42  
Чистяков Б. Н. 8, 87  
Чупраков Н. М. 3, 91

Ш

Шабад В. К. 1, 70  
Шапиро Л. Я. 8, 14  
Шаров В. С. 6, 50  
Шарова Л. И. 11, 71  
Шаталов А. С. 7, 44  
Шварцбарт Я. С. 1, 77  
Швецов М. А. 1, 90  
Швейченко В. В. 7, 37  
Шепелин В. Ф. 11, 18  
Шереметьевский Н. Н. 9,  
88  
Шеренгис А. Н. 1, 7; 4, 92  
Шинянский А. В. 8, 20; 12,  
40  
Шишков Б. А. 7, 74

Щ

Щербачев О. В. 7, 93  
Щитова В. М. 11, 25

Э

Эбин Л. Е. 2, 15  
Эйнгорн И. Я. 2, 70  
Элькинд Ю. М. 5, 90; 10,  
52; 11, 51  
Эсибян М. А. 1, 92  
Эфендизаде А. А. 1, 92

Ю

Юдицкий С. Б. 1, 42  
Юревич Е. И. 4, 1  
Юренков В. Д. 7, 65  
Юферов Ф. М. 12, 29

Я

Якивчик Н. И. 2, 76  
Якобс А. И. 2, 15; 6, 91  
Яковенко В. А. 7, 86  
Яковлев В. И. 3, 30  
Яковлев А. И. 3, 42  
Якуб Ю. А. 4, 14



РЕДАКЦИОННАЯ КОЛЛЕГИЯ:

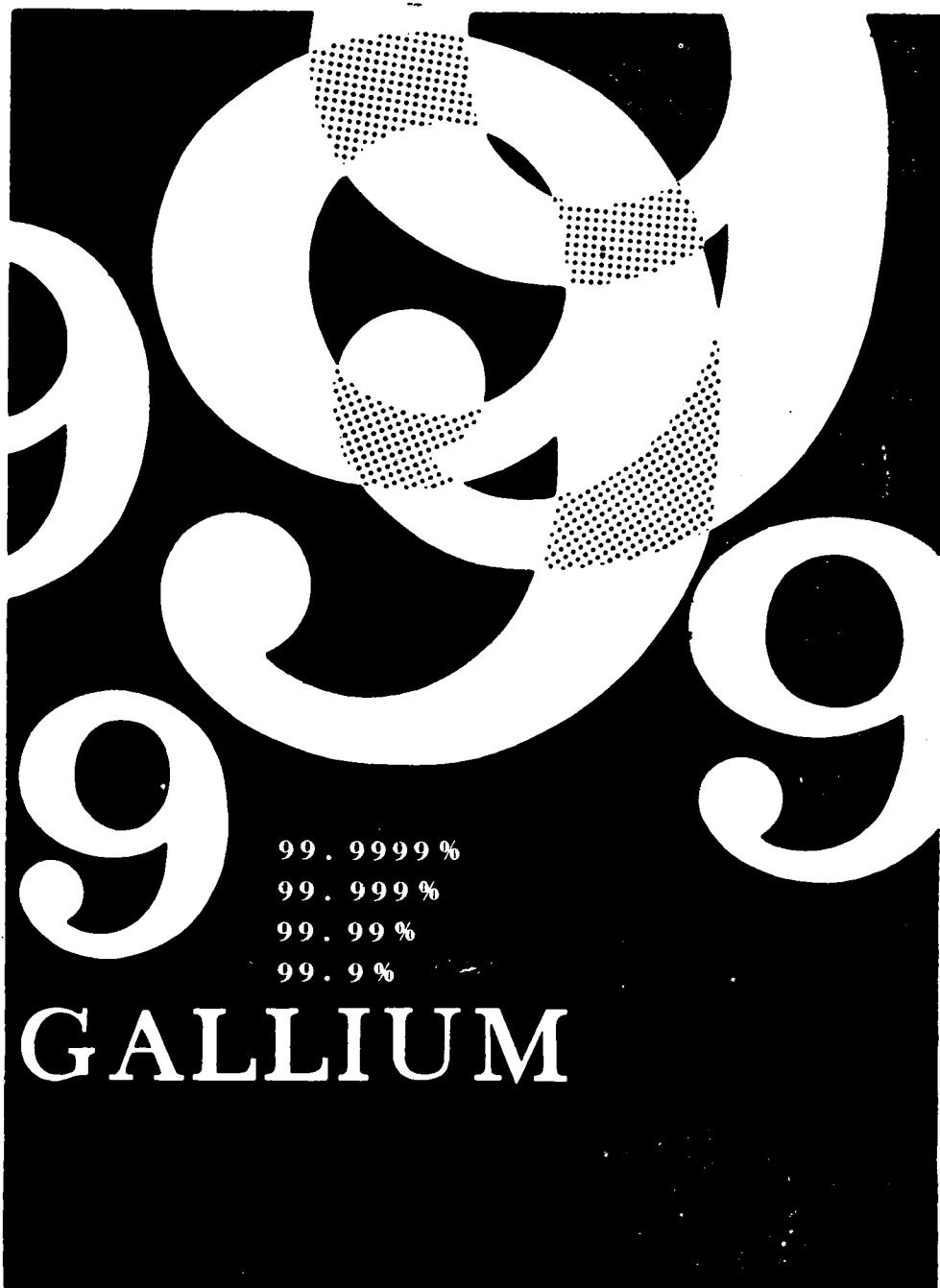
Н. И. Борисенко, Г. В. Буткевич, Б. Б. Воронецкий, Д. В. Васильев, Н. Г. Дроздов  
(главный редактор), Л. А. Дубинский, Л. А. Жекулин, А. М. Залесский, А. С. Касаткин,  
М. П. Костенко, П. И. Кузнецов, В. С. Кулебакин, Л. Г. Мамиконянц, Н. А. Мельников,  
Л. Р. Нейман, И. И. Петров, С. И. Рабинович, В. А. Самохвалов, В. В. Солодовников,  
И. А. Сыромятников, А. М. Федосеев, М. Г. Чиликин, А. С. Шаталов

Адрес редакции: Москва, Б. Черкасский пер., д. № 2/10. Телефон: К 4-24-80.

Почтовый адрес: Москва, Главный почтamt, почтовый ящик № 648.

Адрес для телеграмм: МОСКВА, ЭЛЕКТРИЧЕСТВО.

**„ХЕМОЛИМПЕКС“**



ВЕНГЕРСКОЕ  
ВНЕШНЕТОРГОВОЕ ПРЕДПРИЯТИЕ  
ПО ЭКСПОРТУ И ИМПОРТУ  
ХИМИЧЕСКИХ ТОВАРОВ



||| Будапешт, 5, почтовый ящик 121 |||