

ЭЛЕКТРИЧЕСТВО

1977



ИЗДАТЕЛЬСТВО · ЭНЕРГИЯ ·

2

УДК 621.311.16.016.351.001.24

Сходимость итерационных процессов установления режимов как критерий статической устойчивости

СОВАЛОВ С. А., БАРИНОВ В. А.

Введение. Анализ статической устойчивости обычно основывается на использовании математических моделей, соответствующих установившимся движениям. Возмущенное движение описывается при этом системой дифференциальных уравнений, в которых функции связи обобщенных координат не зависят явно от времени, а в качестве невозмущенного движения рассматривается состояние равновесия. Установившийся режим таких моделей является решением уравнений «статики», которые в общем случае можно получить из уравнений «динамики» (уравнений движения), приравнявая нулю производные от обобщенных координат. Статическая устойчивость исследуемого режима определяется с помощью тех или иных критериев устойчивости, а определение запаса устойчивости сводится к применению этих критериев для ряда последовательно утяжеляемых режимов.

Для сложных систем исследование статической устойчивости, включающее расчет ряда установившихся режимов и определение их устойчивости, сопряжено со значительными вычислительными трудностями и практически выполнимо только для относительно простых моделей при применении эффективных вычислительных средств и методов.

В связи с этим для исследования статической устойчивости представляет интерес возможность использования информации, которая получается в процессе расчета установившегося режима, в частности, критерия сходимости итерационного процесса, т. е. совмещение процесса решения уравнений статики и определения статической устойчивости. Ниже эти возможности рассматриваются для указанных моделей, дифференциальные урав-

нения которых содержат функции связи обобщенных координат, допускающих разложение в степенные сходящиеся ряды, а также для моделей, приводимых к рассматриваемым с помощью тех или иных допущений.

Уравнения динамики и статики электроэнергетических систем. В практике исследований статической устойчивости часто проверяемые режимы определяются параметрами потокораспределения, удовлетворяющего уравнениям Кирхгофа (в той или иной их форме). Заданное потокораспределение может соответствовать различным математическим моделям и поэтому при проверке осуществимости и исследовании устойчивости режима, соответствующего заданному потокораспределению, математическая модель, характеризующая динамические и статические свойства системы, должна быть predetermined.

Применяемые на практике подходы анализа статической устойчивости в ряде случаев не обеспечивают строгого соответствия уравнений статики уравнениям динамики и это соответствие сохраняется лишь в некоторых частных случаях. Использование различных моделей при расчете утяжеляемых режимов и при определении устойчивости этих режимов приводит, например, к тому, что Якобиан уравнений статики обращается в нуль неодновременно с прохождением через нуль свободного члена характеристического уравнения системы первого приближения (предел апериодической устойчивости). Такие подходы приводят к известной условности результатов анализа и правомерность их применения (допустимая область использования) каждый раз, когда несоответствие моделей

имеет место, должна рассматриваться и обосновываться.

Рассмотрим возможности исследования статической устойчивости по сходимости итерационного процесса расчета установившегося режима с общих позиций теории устойчивости установившихся движений [Л. 1—3].

Пусть поведение системы (изменение ее обобщенных координат) описывается уравнениями вида:

$$\frac{dy_k}{dt} = Y_k(y_1, y_2, \dots, y_n), \quad (1)$$

где y_k — обобщенные координаты системы — переменные, характеризующие ее состояние; Y_k — функции связи, определенные в некоторой области пространства переменных y_k ; $k=1, 2, \dots, n$.

Соответствующие уравнения статики

$$Y_k(y_1, y_2, \dots, y_n) = 0. \quad (2)$$

Решением уравнений (2) служат значения обобщенных координат y_k^* , определяющие установившийся режим. Введем отклонения обобщенных координат от их установившихся значений

$$v_k = y_k - y_k^* \quad (3)$$

и запишем уравнения возмущенного движения

$$\frac{dv_k}{dt} = V_k(v_1, v_2, \dots, v_n). \quad (4)$$

Уравнения первого приближения имеют вид:

$$\frac{dv_k}{dt} = a_{k1}v_1 + a_{k2}v_2 + \dots + a_{kn}v_n, \quad (5)$$

или в матричной форме

$$\dot{\mathbf{v}} = \mathbf{A}\mathbf{v}. \quad (6)$$

А. М. Ляпуновым установлено, что если вещественные части всех собственных значений (μ_j) матрицы \mathbf{A} (корни характеристического уравнения) отрицательны, то установившийся режим асимптотически устойчив. Если хотя бы одно собственное значение матрицы \mathbf{A} имеет положительную вещественную часть, установившийся режим неустойчив.

Если среди координат y_k нет производных от других координат, то матрица \mathbf{A} совпадает с матрицей Якоби уравнений установившегося режима (2), так как элементы матрицы \mathbf{A} — частные производные $\frac{\partial Y_k}{\partial y_j}$ в точке $\mathbf{v}(0, 0, \dots, 0)$, равны элементам

матрицы Якоби — частным производным $\frac{\partial Y_k}{\partial y_j}$ в точ-

ке решения. Якобиан уравнений статики в этом случае совпадает по модулю со свободным членом характеристического уравнения системы первого приближения, а знаки их одинаковы при четной степени n характеристического уравнения и различны при нечетной (при равенстве высшего члена характеристического уравнения единице).

Если некоторые m координат являются производными других, то матрица Якоби уравнений статики отлична от матрицы \mathbf{A} . Если $(n+m)$ четное, то Якобиан совпадает со свободным членом характеристического уравнения, нечетное — Якобиан и свободный член равны по абсолютному значению, но знаки их противоположны.

В ряде случаев исследование статической устойчивости ведется не на основе уравнений (1), а с использованием системы уравнений, в которую наряду с дифференциальными входят алгебраические. Такая система уравнений в матричной форме в самом общем виде может быть записана следующим образом:

$$\mathbf{D}(\mathbf{p})\mathbf{x} + \mathbf{F}(\mathbf{x}, \mathbf{y}) = \mathbf{0}; \quad (7)$$

$$\mathbf{Q}(\mathbf{x}, \mathbf{y}) = \mathbf{0}, \quad (8)$$

где (8) — алгебраические уравнения связи переменных.

Соответствующие уравнения установившегося режима $\mathbf{F}(\mathbf{x}, \mathbf{y}) = \mathbf{0}$ и $\mathbf{Q}(\mathbf{x}, \mathbf{y}) = \mathbf{0}$ запишем в виде одного матричного выражения:

$$\mathbf{G}(\mathbf{x}, \mathbf{y}) = \mathbf{G}(\mathbf{z}) = \mathbf{0}, \quad (9)$$

где среди компонент вектора \mathbf{z} нет обобщенных координат, являющихся производными других. И в этом общем случае Якобиан уравнений статики и свободный член характеристического уравнения обращаются в нуль одновременно.

В дальнейшем будем полагать, что уравнения (9) записаны таким образом, что Якобиан этих уравнений в устойчивой области положителен. Для уравнений (1) независимо от наличия производных от обобщенных координат условию положительности Якобиана в устойчивой области отвечает запись этих уравнений с переносом функций связи в левую часть. Будем считать, что эти условия записи выполняются, что приводит уравнения статики к общему виду (9).

Общая итерационная схема решения уравнений статики. Связь условий аperiodической устойчивости и сходимости итерационных процессов. Уравнения установившегося режима (9) нелинейны и решаются итерационными методами. В общем виде итерационная схема решения уравнений (9) может быть записана в матричном виде:

$$\mathbf{z}^{s+1} = \mathbf{z}_s + \mathbf{\Lambda}^s \mathbf{G}'(\mathbf{z}_s) = \mathbf{\Psi}(\mathbf{z}_s), \quad (10)$$

где $\mathbf{\Lambda}^s$ — некоторые неособенные матрицы.

Различный выбор матриц $\mathbf{\Lambda}^s$ приводит к разным итерационным методам. Наиболее часто используемые при анализе режимов электроэнергетических систем итерационные методы реализуются следующим выбором $\mathbf{\Lambda}^s$. Если $\mathbf{\Lambda}^s = -[\mathbf{G}'(\mathbf{z}_s)]^{-1}$ (где $\mathbf{G}'(\mathbf{z}_s)$ — матрица Якоби системы функций $\mathbf{G}(\mathbf{z}_s)$ относительно переменных \mathbf{z}_s), то итерационный процесс соответствует методу Ньютона; если $\mathbf{\Lambda}^s = -[\mathbf{G}'(\mathbf{z}^0)]^{-1}$ — модифицированному методу Ньютона; если $\mathbf{\Lambda}^s = -[\mathbf{K}][\mathbf{G}'(\mathbf{z}_s)]^{-1}$ — методу Ньютона с ускоряющими коэффициентами, вычисляемыми на практике по различным алгоритмам; если

$$\mathbf{\Lambda}^s = -\frac{(\mathbf{G}_s, \mathbf{W}_s \mathbf{W}_s^T \mathbf{G}_s)}{(\mathbf{W}_s \mathbf{W}_s^T \mathbf{G}_s, \mathbf{W}_s \mathbf{W}_s^T \mathbf{G}_s)} \mathbf{W}_s^T,$$

где $\mathbf{W}_s = \mathbf{G}'(\mathbf{z}_s)$, \mathbf{W}_s^T — транспонированная матрица Якоби, то (10) соответствует методу скорейшего спуска [Л. 4].

В зависимости от выбора $\mathbf{\Lambda}^s$ итерационные процессы имеют различные области и скорости сходимости. Однако общим для этих процессов, как бу-

дет показано ниже, является то, что при достижении границы апериодической устойчивости (обращении в нуль свободного члена характеристического уравнения системы первого приближения) достигается и граница сходимости итерационных процессов.

Действительно, сходимость итерационного процесса в точке решения определяется собственными значениями матрицы $\Psi'(z^*)$, элементы которой — частные производные $\frac{\partial \Psi_i}{\partial z_j}$ — определены для установившегося режима. Матрица $\Psi'(z^*)$, которую далее будем называть «итерационной матрицей», связана с матрицей Якоби $G'(z^*)$ уравнений установившегося режима соотношением

$$\Psi'(z^*) = E + \Lambda^s G'(z^*). \quad (11)$$

Соотношение (11) справедливо также в случае, когда Λ^s функционально зависит от z , так как для установившегося режима $G(z^*) = 0$.

При достижении границы апериодической статической устойчивости Якобиан уравнений статики обращается в нуль. При конечном значении определителя матрицы Λ^s это означает, что хотя бы одно вещественное собственное значение итерационной матрицы $\Psi'(z^*)$ равно единице, что соответствует достижению границы сходимости итерационного процесса.

Таким образом, при достижении границы апериодической устойчивости наступает предел сходимости итерационного процесса независимо от выбора Λ^s . Обратное утверждение несправедливо; достижение границы сходимости зависит от выбора Λ^s и необязательно означает достижение границы апериодической устойчивости. Поэтому применяющийся иногда в практических расчетах устойчивости подход, предусматривающий определение предельного по статической апериодической устойчивости режима как предела сходимости итерационного процесса решения уравнений статики без определения соответствующего критерия, может приводить к ошибочным результатам.

При применении методов расчета режима, связанных с вычислением матрицы Якоби (метод Ньютона, скорейшего спуска), для которых характерным является большой объем вычислений на каждой итерации и малое количество итераций, естественно использовать значение Якобиана для определения апериодической устойчивости. Что касается методов, требующих большого количества итераций при малом объеме вычислений на каждой итерации (метод простой итерации или метод, изложенный ниже), то при их использовании целесообразно для определения апериодической устойчивости использовать характеристики сходимости итерационного процесса.

При применении обычных итерационных методов расчета уравнений установившегося режима трудности состоят в том, что в зависимости от выбора начального приближения и особенностей метода, итерационный процесс может сходиться как к апериодически устойчивым режимам, так и к неустойчивым. В связи с этим возникает задача спе-

циальной организации вычислительного процесса для нахождения среди возможных положений равновесия тех, которые являются апериодически устойчивыми.

Основы итерационного метода определения апериодически устойчивых режимов. Упрощение исследования статической устойчивости может быть достигнуто, если вначале среди возможных решений находится установившийся режим, который обладает статической апериодической устойчивостью, а затем проводится исследование статической устойчивости с учетом самораскачивания. Ниже изложены принципы организации итерационного процесса, сходящегося только к устойчивым режимам и позволяющего одновременно решать задачи нахождения параметров установившегося режима и определения апериодической устойчивости для любых моделей, соответствующих установившимся движениям. Метод, изложенный в [Л. 5], является частным случаем предлагаемого ниже более общего метода.

Построим итерационный процесс решения уравнений общего типа (9) с использованием следующего принципа. Выбираем матрицу Λ^s диагональной $\Lambda^s = -\text{diag}[K_i]$ и в качестве ее элементов примем некоторые положительные действительные коэффициенты. Как показывает практика расчетов, при изменении знака одного или нескольких коэффициентов K_i итерационный процесс может сходиться к различным неустойчивым состояниям равновесия, что представляет самостоятельный интерес¹. Начнем рассмотрение с простейшего случая, когда все диагональные коэффициенты равны значению K . В этом частном случае предлагаемый итерационный процесс имеет вид:

$$z^{s+1} = z^s - K G(z^s) = \Psi(z^s). \quad (12)$$

Итерационный процесс (12) соответствует численному интегрированию уравнений некоторой динамической системы. Эта система эквивалентна реальной динамической системе (1), если отсутствуют переменные, являющиеся производными других. При наличии таких переменных и алгебраических уравнений связи эта динамическая система отличается от реальной (7) и (8) тем, что в ней приняты равными нулю коэффициенты при всех производных от обобщенных координат за исключением коэффициента при высшей производной, который принят равным единице, а порядок этой производной снижен до единицы, что означает по существу замену сложных динамических звеньев системы апериодическими. В то же время безынерционные звенья становятся инерционными звеньями первого порядка.

При малых отклонениях параметров системы от установившихся значений для сходимости итерационного процесса к решению необходимо и достаточно, чтобы все собственные значения η_j итерационной матрицы $\Psi'(z^*)$ были бы по модулю меньше единицы. Значения η_j и собственные значения λ_j

¹ Это положение легко доказывается для случая диагональной матрицы Якоби.

матрицы Якоби уравнений установившегося режима $G'(z^*)$ связаны соотношением [Л. 5]:

$$\eta_j = 1 - K\lambda_j. \quad (13)$$

Сходимость итерационного процесса может иметь место только при положительности вещественных частей всех собственных значений λ_j , т. е. при положительности Якобиана уравнений установившегося режима.

Чтобы проверить, удовлетворяет ли запись уравнений установившегося режима тому, что Якобиан в области статически устойчивых режимов положителен, можно провести итерационный расчет для заведомо устойчивого режима. Сходимость итерационного процесса к решению будет означать, что запись уравнений (9) выполнена правильно.

При последовательном утяжелении режима от заведомо устойчивого, для которого имеет место сходимость итерационного процесса, сохранение сходимости будет означать неизменность знака свободного члена характеристического уравнения. Граница аperiodической статической устойчивости будет достигнута, если среди собственных значений λ_j появится хотя бы одно равное нулю (при положительности вещественных частей всех других собственных чисел). При этом появится вещественное значение η_j , равное единице и это будет означать достижение границы сходимости итерационного процесса. Если K достаточно мало, это значение η_j будет наибольшим по модулю среди всех собственных значений итерационной матрицы и при достаточно большом количестве итераций, когда влияние наибольшего по модулю собственного значения на ход итерационного процесса станет преобладающим, будет определять характер итерационного процесса как монотонного [Л. 4 и 6].

Дальнейшее утяжеление режима приведет к расхождению итерационного процесса, причем расхождение процесса будет иметь место независимо от того, прошло ли через нуль одно или несколько вещественных собственных значений λ_j , т. е. независимо от того, изменился ли знак свободного члена характеристического уравнения или сохранился при переходе в область неустойчивых режимов.

Если при утяжелении режима до того, как пройдет через нуль вещественное значение λ_j , изменится знак вещественной части хотя бы одной пары комплексно-сопряженных собственных значений матрицы Якоби, то это также приведет к расхождению итерационного процесса и при достаточно большом числе итераций процесс будет иметь колебательный характер [Л. 4 и 6]. Расхождение итерационного процесса в этом случае не связано с нарушением аperiodической устойчивости.

Расхождение итерационного процесса в виде нарастающих колебаний будет также иметь место в аperiodически устойчивой области, если коэффициент K больше некоторого критического значения. При вещественном λ_j это будет в том случае, если хотя бы одно значение $K\lambda_j > 2$ и критическое значение K , соответствующее пределу колебательной сходимости, определяется условием $K\lambda_j = 2$.

В качестве критерия аperiodической устойчивости можно использовать характеристику сходи-

мости итерационного процесса — величину наибольшего по модулю вещественного собственного значения итерационной матрицы $\Psi'(z^*)$ и определять эту величину с помощью выражения

$$\eta_{\max} \approx \frac{\Delta z^{s+1}}{\Delta z^s}, \quad (14)$$

где Δz^{s+1} и Δz^s — любая компонента вектора приращений Δz в двух последовательных итерациях. Вычисления по формуле (14) ведутся для нескольких компонент вектора Δz и совпадение отношений для этих компонент с заданной степенью точности является критерием достаточности числа итераций.

В случае колебательной расходимости итерационного процесса можно проверить возможность обеспечения сходимости последовательным уменьшением коэффициента K .

Если последовательное уменьшение значения K не приводит к сходящемуся итерационному процессу, то причиной расходимости является наличие комплексно-сопряженных собственных значений матрицы Якоби с отрицательной вещественной частью. В этом случае для получения решения можно попытаться в приведенной итерационной схеме использовать принцип Зейделя, так как границы сходимости, определяемые наличием вещественных собственных значений, равных единице, при использовании принципа Зейделя и без него совпадают, а границы, определяемые наличием комплексно-сопряженных чисел, по модулю равных единице, различаются. Если использование принципа Зейделя не приводит к сходимости процесса, то в тех же целях могут быть использованы другие способы преобразования вычислительной схемы, например, можно преобразовать матрицу Якоби путем исключения части алгебраических уравнений. Если обеспечить сходимость не удастся, то предельные по аperiodической устойчивости установившиеся режимы не могут быть найдены предложенным методом. Практически такие случаи при использовании программы [Л. 8] не наблюдались.

Выводы о связи сходимости и аperiodической устойчивости справедливы и в том случае, если элементы диагональной матрицы Λ^s — различные коэффициенты K_i . В рассматриваемом случае итерационный процесс может быть представлен выражением

$$z^{s+1} = z^s - \alpha [K_i] G(z^s), \quad (15)$$

где α — положительный коэффициент.

Рациональным выбором коэффициентов K_i можно уменьшить область расположения собственных значений матрицы $[K_i] G'(z)$, что позволяет увеличить допустимое значение α и ускорить сходимость итерационного процесса. Если бы матрица $G'(z)$ была бы диагональной, то при условии

$$K_i^s = \frac{1}{\left| \frac{\partial G_i}{\partial z_i} \right|_s} \quad (16)$$

собственные значения итерационной матрицы в точке решения при $\alpha=1$ в устойчивой области обратились бы в нуль, и сходимость итерационного процесса была бы наилучшей.

Однако и в общем случае, когда недиагональные элементы матрицы Якоби не равны нулю, выбор коэффициентов K^s_i по формуле (16) оказывается практически весьма эффективным.

Если сумма модулей недиагональных членов матрицы Якоби $\sum_{\substack{j=1 \\ j \neq i}}^m \left| \frac{\partial G_i}{\partial z_j} \right| < \left| \frac{\partial G_i}{\partial z_i} \right|$ для всех i , то в со-

ответствии с оценками Гершгорина [Л. 6] для устойчивой области все собственные значения итерационной матрицы процесса (15) при $\alpha=1$ находятся в области, ограниченной кругом, центр которого находится в начале координат, а радиус меньше единицы, следовательно, все $|\eta_j|$ меньше единицы, что обеспечивает условия сходимости.

Если сумма модулей недиагональных элементов для какого-либо i больше модуля $\left| \frac{\partial G_i}{\partial z_i} \right|$, то может потребоваться введение некоторого положительного коэффициента α , меньшего единицы. Значение α , большее единицы, может быть использовано как ускоряющий коэффициент. При обращении на какой-либо итерации s частной производной $\frac{\partial G^s_j}{\partial z_j}$ для какого-нибудь j в нуль, в вычислительном процессе можно взять конечное значение K^{s-1}_j .

Что касается сходимости предложенного итерационного процесса при больших начальных отклонениях параметров системы от их установившихся значений, то целесообразно отметить, что в соответствии с теоремами сходимости [Л. 7] достаточными условиями сходимости предложенного итерационного процесса к единственному решению является выпуклость поверхности области, определяемой условием $\operatorname{Re} \lambda_j > 0$ ($j=1, 2, \dots, m$) и принадлежность исходного и всех последующих приближений к этой области. (Условие $|\eta_j| < 1$ во всех точках этой области при соответствующем выборе коэффициентов K_i выполняется.)

Определение статической устойчивости с учетом самораскачивания по сходимости итерационного процесса. При исследовании статической устойчивости электроэнергетической системы по сходимости итерационного процесса необходимо, чтобы элементы матрицы Якоби совпадали с матрицей \mathbf{A} коэффициентов системы уравнений первого приближения. Такое соответствие имеет место лишь для системы дифференциальных уравнений, разрешенных относительно первых производных, и при отсутствии производных от обобщенных координат среди переменных y_h . При невыполнении этих условий может быть использован следующий путь реализации рассматриваемой возможности.

Вначале проводится расчет установившегося режима по уравнениям $\mathbf{G}(\mathbf{z})=0$ с помощью изложенного выше итерационного метода, позволяющего выявить апериодическую устойчивость полученного режима. Вблизи точки решения осуществляется переход на итерационную схему с неизменным значением коэффициента K и систему уравнений $\mathbf{Y}(\mathbf{y})=0$ путем дополнительного введения обобщенных координат, являющихся производными от других, и

аналитического исключения алгебраических уравнений (случай, когда нет возможности аналитически исключить алгебраические уравнения, рассмотрен ниже).

Близость к точке решения должна быть такой, чтобы сходимость итерационного процесса определялась собственными значениями матрицы коэффициентов системы уравнений первого приближения, соответствующих точке решения.

При этих условиях собственные значения μ_j матрицы коэффициентов системы уравнений первого приближения \mathbf{A} и собственные значения η_j итерационной матрицы связаны уравнением

$$\eta_j = 1 + K\mu_j. \quad (17)$$

Для обеспечения сходимости итерационного процесса в точках решения, принадлежащих области статической устойчивости ($\operatorname{Re} \mu_j < 0$), необходимо, чтобы значение коэффициента K удовлетворяло условию:

$$|\eta_j| = |1 + K\mu_j| < 1, \quad (18)$$

откуда следует

$$0 < K < \frac{2|\operatorname{Re} \mu_j|}{(\operatorname{Re} \mu_j)^2 + (\operatorname{Im} \mu_j)^2}. \quad (19)$$

Критерием статической устойчивости может служить величина наибольшего по модулю собственного значения η_{\max} . Если η_{\max} вещественное и простое, оно определяется по формуле (14), если наибольшие по модулю собственные значения итерационной матрицы образуют комплексно-сопряженную пару, то они являются корнями квадратного уравнения

$$\eta^2 + p\eta + q = 0, \quad (20)$$

где

$$p \approx -\frac{\Delta y_{s-1}\Delta y_{s+2} - \Delta y_s\Delta y_{s+1}}{\Delta y_{s-1}\Delta y_{s+1} - \Delta y_s^2}; \quad (21)$$

$$q \approx \frac{\Delta y_s\Delta y_{s+2} - \Delta y_{s+1}^2}{\Delta y_{s-1}\Delta y_{s+1} - \Delta y_s^2}. \quad (22)$$

Наличие пары комплексно-сопряженных собственных чисел, наибольших по модулю, может быть обнаружено по характеру изменения компонент вектора приращений $\Delta \mathbf{y}$ в итерациях, так как в этом случае компоненты вектора $\Delta \mathbf{y}$ колеблются по величине и знаку в отличие от монотонного изменения компонент вектора $\Delta \mathbf{y}$ при наличии вещественного наибольшего по модулю собственного значения итерационной матрицы. Формулы (14) (20)–(22) соответствуют наиболее распространенным случаям, когда наибольшее по модулю вещественное собственное значение простое или когда наибольшие по модулю собственные значения образуют простую комплексно-сопряженную пару. Формулы для других случаев приведены в [Л. 6].

Из (17) следует, что если $|\eta_{\max}| < 1$, то система устойчива. Если $\eta_{\max} = 1$, то имеет место граница апериодической устойчивости. Если пара наибольших по модулю комплексно-сопряженных собственных значений итерационной матрицы имеет вещественную часть, равную единице, то это соответствует границе колебательной устойчивости. Критерием статической неустойчивости является

условие $\text{Re} \eta_{\max} > 1$. Если $|\eta_{\max}| > 1$, но $\text{Re} \eta_{\max} < 1$, то это означает, что значение коэффициента K велико. Значение K должно удовлетворять условию (19), поэтому в этом случае можно определить по значению η_{\max} , соответствующее ему μ_i из (17) и для нахождения требуемого значения K подставить μ_i в (19).

В случае, когда нет возможности на этапе исследования статической устойчивости с учетом самораскачивания аналитически исключить алгебраические уравнения и перейти на систему уравнений $\mathbf{Y}(\mathbf{y}) = \mathbf{0}$, можно использовать следующий вычислительный процесс. Как и ранее, порядок каждого из дифференциальных уравнений системы (7) снижается до единицы введением новых переменных — производных от обобщенных координат и, кроме того, на каждой итерации дополнительно решается система алгебраических уравнений.

Таким образом, рассматривается система уравнений

$$\mathbf{p}\mathbf{x}_1 + \mathbf{F}_1(\mathbf{x}_1, \mathbf{y}) = \mathbf{0}, \quad (23)$$

$$\mathbf{Q}_1(\mathbf{x}_1, \mathbf{y}) = \mathbf{0}. \quad (24)$$

Здесь \mathbf{x}_1 — вектор обобщенных координат, часть которых является производными других.

В каждой итерации s по параметрам \mathbf{x}_1^s находят из (24) параметры \mathbf{y}^s , затем находят значения \mathbf{x}_1^{s+1} для $(s+1)$ итерации. Для области малых отклонений параметров системы от их установившихся значений, для которой и рассматривается применение этого метода, итерационный процесс будет описываться следующими выражениями

$$\Delta \mathbf{x}_1^{s+1} = \Delta \mathbf{x}_1^s - K \frac{\partial \mathbf{F}_1}{\partial \mathbf{x}_1} \Delta \mathbf{x}_1^s - K \frac{\partial \mathbf{F}_1}{\partial \mathbf{y}} \Delta \mathbf{y}^s, \quad (25)$$

$$\frac{\partial \mathbf{Q}_1}{\partial \mathbf{x}_1} \Delta \mathbf{x}_1^s + \frac{\partial \mathbf{Q}_1}{\partial \mathbf{y}} \Delta \mathbf{y}^s = \mathbf{0}, \quad (26)$$

где значения частных производных определены для установившегося режима.

Решение системы уравнений (26) в каждой итерации

$$\Delta \mathbf{y}^s = - \frac{\partial \mathbf{Q}_1^{-1}}{\partial \mathbf{y}} \frac{\partial \mathbf{Q}_1}{\partial \mathbf{x}_1} \Delta \mathbf{x}_1^s. \quad (27)$$

Подстановка (27) в (25) приводит к итерационному процессу

$$\Delta \mathbf{x}_1^{s+1} = \Delta \mathbf{x}_1^s + K \left[\frac{\partial \mathbf{F}_1}{\partial \mathbf{y}} \frac{\partial \mathbf{Q}_1^{-1}}{\partial \mathbf{y}} \frac{\partial \mathbf{Q}_1}{\partial \mathbf{x}_1} - \frac{\partial \mathbf{F}_1}{\partial \mathbf{x}_1} \right] \Delta \mathbf{x}_1^s. \quad (28)$$

Итерационный процесс (28) соответствует применению предлагаемой итерационной схемы к линеаризованным уравнениям (25) и (26) при исключении алгебраических уравнений. Таким образом, решение системы алгебраических уравнений на каждой итерации равносильно исключению алгебраических уравнений из совокупности уравнений и поэтому все выводы о связи сходимости и статической устойчивости остаются такими же, как для системы только с дифференциальными уравнениями.

Выводы. 1. Уравнения статики для электроэнергетических систем, математические модели которых

описывают установившиеся движения, в общем случае соответствуют уравнениям динамики и получаются из них приравниванием нулю производных от обобщенных координат. В случаях, когда такое соответствие не имеет места, правомерность использования различных моделей должна специально обосновываться.

2. При последовательном утяжелении режимов достижению границы апериодической статической устойчивости соответствует достижение границы сходимости различных применяемых на практике итерационных методов, вписывающихся в рассмотренную общую итерационную схему решения. Эта граница сходимости определяется наличием хотя бы одного вещественного собственного значения итерационной матрицы, равного единице. Достижение границы сходимости итерационного процесса при последовательном утяжелении может не соответствовать достижению границы апериодической устойчивости, поскольку сходимость зависит от выбора матриц \mathbf{A} , отличающих между собой итерационные методы. Поэтому нахождение предела статической апериодической устойчивости, как предела сходимости итерационного процесса, без вычисления соответствующего критерия может приводить к ошибочным результатам.

3. Предложенный итерационный метод решения уравнений статики, основанный на выборе матрицы \mathbf{A} в виде диагональной матрицы различных положительных коэффициентов, обладает свойством сходимости только к статически апериодически устойчивым режимам и позволяет одновременно решать задачи нахождения параметров установившегося режима и определения апериодической устойчивости любых моделей электроэнергетических систем, соответствующих установившимся движениям. Тем самым предложенный метод позволяет выделить из всех возможных решений те, для которых имеет смысл проводить дальнейшее (более полное) исследование устойчивости.

Критерием апериодической статической устойчивости при использовании предложенного метода является наличие сходимости итерационного процесса, а его характеристикой может служить величина наибольшего по модулю вещественного собственного значения итерационной матрицы, определяемого в ходе итерационного процесса. При этом дополнительные вычисления, связанные с определением этого собственного значения, незначительны. Критерий сходимости выявляет апериодическую неустойчивость независимо от того, изменился ли знак свободного члена характеристического уравнения при переходе из области апериодически устойчивых режимов в область неустойчивых при условии, что расходимость итерационного процесса обусловлена прохождением через мнимую ось вещественных собственных значений матрицы Якоби, а не комплексно-сопряженных собственных значений, что может быть выявлено по характеру сходимости итерационного процесса при достаточном числе итераций.

4. При выборе итерационного коэффициента K , удовлетворяющего полученным в работе условиям, и использовании предложенной для установления режима вычислительной процедуры по сходимости

итерационного процесса может быть исследована статическая устойчивость с учетом самораскачивания любых моделей электроэнергетических систем, соответствующих установившимся движениям. Критерием статической устойчивости с учетом самораскачивания и критерием правильности выбора итерационного коэффициента K может служить величина наибольшего по модулю собственного значения итерационной матрицы, определяемого в ходе итерационного процесса установления режима по формулам степенного метода.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Малкин И. Г. Теория устойчивости движения. М., «Наука», 1966.

2. Воронов А. А. Основы теории автоматического управления. М., «Энергия», 1965.
3. Солодовников В. В. Теория автоматического управления. М., «Машиностроение», 1967.
4. Демидович Б. П., Марон И. А. Основы вычислительной математики. М., «Наука», 1970.
5. Маркович И. М., Баринов В. А. О критерии статической устойчивости, базирующемся на сходимости итерационного процесса установления исследуемого режима. — «Изв. АН СССР. Энергетика и транспорт», 1970, № 5.
6. Фаддеев Д. К., Фаддеева В. Н. Вычислительные методы линейной алгебры. М., Физматгиз, 1963.
7. Островский А. М. Решение уравнений и систем уравнений. Изд-во иностр. лит., 1963.
8. Баринов В. А. К исследованию апериодической устойчивости сложных электроэнергетических систем. — «Электричество», 1976, № 7.

[16.8.1976]

УДК 621.316.1:621.316.728

Выбор мощности и мест установки устройств компенсации реактивной мощности в сложных электрических системах

Канд. техн. наук ЖЕЛЕЗКО Ю. С.

ВНИИЭ

Современные электрические системы относятся к классу больших систем с неполно заданной информацией. Это затрудняет нахождение оптимальных решений в экономических задачах, в которых функциями цели являются потери мощности в сетях или затраты на производство и распределение электроэнергии. Число узлов питающих сетей (35 кВ и выше) современных систем иногда превышает тысячу, и к каждому узлу обычно присоединяется распределительная сеть (6—10 кВ), содержащая 200 и более узлов.

В результате подобные задачи становятся мультифакторными и решение их классическими оптимизационными методами становится практически невозможным. Одним из возможных путей решения таких задач является использование иерархического принципа, т. е. решения задачи на верхнем уровне иерархии с учетом нижних уровней в виде эквивалентных характеристик и последующего уточнения решения на каждом низшем уровне с сохранением контролируемых параметров на границах уровней. При этом ставится задача возможно более точного эквивалентирования нижних уровней по возможно меньшей информации о них, что фактически предполагает отыскание факторов, которые в основном определяют вид функции отклика, и построение на их базе регрессионных моделей.

До недавнего времени этот принцип не применялся в задаче оптимальной компенсации реактивной мощности (КРМ). Хотя необходимость системного подхода отмечалась, например, в [Л. 1 и 2], тем не менее разработка и доведение до практической реализации методик расчета, основанных на учете эффекта от КРМ во всех сетях системы производства и распределения электроэнергии (от генераторов станций до шин 380—660 В распределительных трансформаторов) встречала известные за-

труднения. Это было связано с действовавшими в этой области директивными документами, которые нормировали одинаковую степень компенсации в сетях всех потребителей электроэнергии, независимо от дальности передачи реактивной мощности по сетям системы.

В связи с этим задача выбора оптимальной мощности и мест установки компенсирующих устройств (КУ), как правило, решалась в одной из следующих локальных постановок.

1. Выбор мощности и мест установки КУ в распределительных сетях (города, сельской местности, промпредприятия и т. д.) с учетом изменения потерь только в сетях 6—10 кВ.

2. Выбор мощности и мест установки КУ в распределительных сетях с учетом эффекта от снижения потерь мощности и энергии в части сетей более высоких напряжений. Такая постановка могла использоваться при одновременном проектировании сетей разных напряжений одной проектной организацией (например, при проектировании электроснабжения крупного промышленного предприятия, сетей сельскохозяйственного назначения, городских сетей с глубокими вводами и т. д.).

3. Выбор мощности и мест установки КУ в сетях энергосистем с учетом снижения потерь только в питающих сетях.

Такое распределение задачи выбора оптимальной мощности и мест установки КУ между различными ведомствами не является правомерным с точки зрения минимума общегосударственных затрат, так как известно, что сумма оптимумов отдельных подзадач общей задачи всегда больше оптимума суммы. Для иллюстрации рассмотрим результаты расчета оптимальной мощности КУ в распределительной сети, получающей питание от одной из удаленных подстанций 35/10 кВ системы при описанных выше постановках задачи. Условная схема

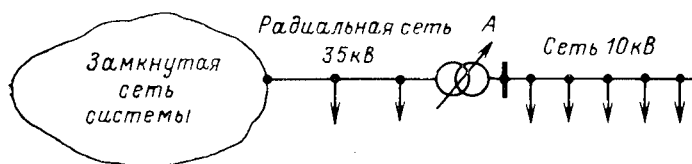


Рис. 1. Условная схема сети.

сетей изображена на рис. 1. Зависимости затрат, включающих стоимость потерь мощности и энергии в сетях и затраты на КУ, от реактивной мощности нагрузки узла А обозначены на рис. 2 цифрами, соответствующими постановке задачи. Точка Q_0 на оси абсцисс соответствует начальной, некомпенсированной нагрузке узла. Из рисунка видно, что мощности КУ, полученные при различных постановках задачи, отличаются друг от друга в два — три раза. Кривая 0 соответствует зависимости затрат во всей системе электроснабжения от реактивной нагрузки рассматриваемого узла при оптимально скомпенсированных нагрузках всех остальных узлов. Это решение получено из расчета всей схемы с одновременным учетом питающих и распределительных сетей и поэтому является эталонным для сравнения эффективности постановок задачи компенсации.

Экономия приведенных затрат, полученная во всей системе электроснабжения от установки в сети 10 кВ узла А КУ мощностью Q_{K0} составляет:

$$\Delta Z = Z_{H0} - Z_{00}.$$

Принимая это значение за 100%, получаем следующие величины экономии затрат при других постановках:

1. $Z_{H0} - Z_1 \approx 40\% \Delta Z$;
2. $Z_{H0} - Z_2 \approx 80\% \Delta Z$;
3. $Z_{H0} - Z_3 \approx 48\% \Delta Z$.

Все четыре решения являются оптимальными с математической точки зрения, так как соответствуют минимуму целевых функций. Однако только решение «0» обеспечивает технический оптимум, так как соответствует минимуму целевой функции, составленной корректно. Следует иметь в виду, что приведенные цифры соответствуют лишь конкретной схеме и в общем случае могут изменяться в весьма широких пределах. Общій же вывод, который можно сделать, таков: решение частных задач всегда приводит к заниженной мощности КУ и недополучению значительной доли эффекта по сравнению с глобальным решением.

Как известно, точность оптимального решения по компенсации при заданной схеме сети зависит от большого количества факторов: способа определения изменения потерь электроэнергии при установке КУ; учета или неучета влияния КУ на режим напряжения; допущения о непрерывности и гладкости целевой функции, имеющей в действительности разрывный характер, связанный с дискретностью изменения ряда переменных; учета изменения оптимальных параметров текущих режимов работы оборудования системы и потребителей электроэнергии и т. д. Учет какими-либо способами

части этих факторов приводит к уменьшению погрешностей оптимального решения, т. е. стягивает значения искомых переменных ближе к точке математического оптимума. Однако, как следует из результатов расчетов, стремление к уточнению целесообразно лишь при глобальной постановке задачи, а при частных постановках оно может даже уводить решение от технического оптимума, если уточнения стягивают переменные к точкам минимумов функций слева.

В 1974—1975 гг. введены в действие новые директивные документы, направленные на повышение эффективности компенсации реактивной мощности [Л. 3]. Принципиально новыми положениями [Л. 3] являются:

отказ от нормирования коэффициентов мощности потребителей и переход к определению их с помощью технико-экономического расчета, обеспечивающего минимум приведенных затрат на производство и распределение электроэнергии;

преодоление межведомственных барьеров, выражающееся в необходимости при технико-экономическом расчете обязательного учета эффекта во всей системе электроснабжения в целом, независимо от ведомственной подчиненности различных частей сети;

замена непоказательной величины средневзвешенного коэффициента мощности ($\cos \varphi_{ср.вз}$) величиной коэффициента реактивной мощности в максимум нагрузки ($\lg \varphi_m$).

В связи с положениями в условиях эксплуатации сетей должны решаться следующие задачи: выбор оптимальных мощностей КУ в узлах электрической системы при приближенном учете распределительных сетей и сетей проектируемых присоединений в виде эквивалентных сопротивлений и оптимальное распределение в сетях 6—10 кВ мощ-

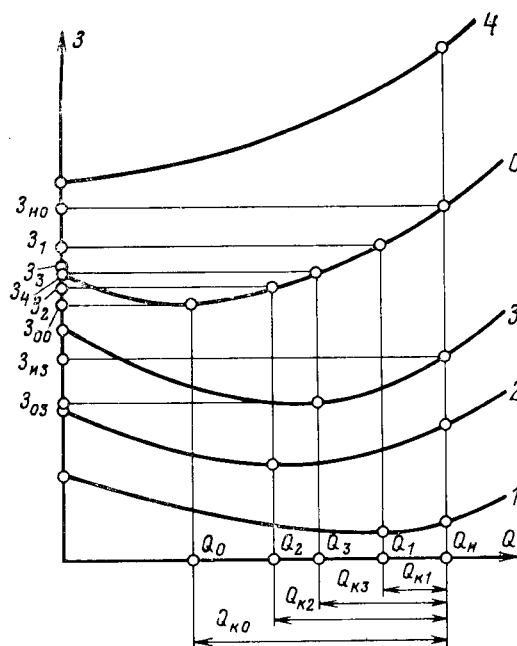


Рис. 2. Целевые функции оптимизационной задачи выбора мощности конденсаторных установок.

ности КУ, полученной из решения предыдущей задачи.

При проектировании сетей, как правило, должна решаться вторая задача. Условия присоединения проектируемой сети в отношении потребления реактивной мощности задаются энергосистемой в соответствии с предварительным решением первой задачи.

Так как эквивалентные сопротивления проектируемых сетей определяются по величине потерь мощности в них [Л. 3], то единственным эффектом в этих сетях, который учитывается энергосистемой при решении первой задачи, является эффект от снижения потерь мощности и энергии. Поэтому задаваемые условия присоединения соответствуют действительному оптимуму лишь приближенно. Возможно получение дополнительного эффекта, например за счет уменьшения числа трансформаторов в проектируемой сети, что приведет к целесообразности большей степени компенсации, чем заданная энергосистемой. Не всегда правильно могут быть оценены энергосистемой затраты на КУ предприятий, имеющих специфические режимы работы (резкопеременная, вентильная и другие нагрузки), так как в качестве КУ там могут использоваться либо специальные источники, либо обычные КУ, но с устанавливаемым дополнительно защитным оборудованием (фильтрами и т. д.). Кроме того, потери мощности в проектируемой сети могут быть оценены лишь ориентировочно.

В этом случае мощность КУ в сети может быть скорректирована путем решения задачи выбора оптимальной мощности КУ в проектируемой сети с учетом всех местных условий и затрат на передачу реактивной мощности по сетям системы к узлу присоединения, определяемых по формуле

$$Z_0 = Z_{10} + Z_{20} Q^2. \quad (1)$$

Коэффициенты выражения (1) различны для каждого узла и определяются стоимостью потерь мощности и энергии, схемой сетей и величиной реактивных нагрузок во всех остальных узлах, поэтому они должны определяться при реактивных нагрузках всех узлов, полученных при решении первой задачи.

Следует сказать, что если эффект от КРМ в проектируемой сети был определен точно на стадии решения первой задачи, то решение по выбору мощности КУ с использованием зависимости (1) приведет к аналогичному результату. В противном случае изменение реактивной нагрузки проектируемого присоединения приведет к изменению коэффициентов Z_{10} и Z_{20} во всех остальных узлах. Однако эти изменения незначительны по следующим причинам: основным эффектом от КРМ все-таки является снижение потерь мощности и энергии в сетях; мощность проектируемых присоединений, где оценка эффекта от КРМ может быть не совсем точной, мала по сравнению с мощностью остальных потребителей, в сетях которых эффект от КРМ определяется достаточно точно; основными источниками реактивной мощности являются батареи конденсаторов и синхронные машины, стоимости генерации реактивной мощности которых легко определяются. Поэтому в большинстве случаев,

особенно при проектировании сетей 6—10 кВ, решение второй задачи является достаточным.

Определение коэффициентов Z_{10} и Z_{20} при существующих (некомпенсированных) нагрузках в узлах систем приводит к неоправданно завышенной мощности КУ в проектируемой сети, так как вместо задачи оптимального выбора мощности и мест установки КУ в системе решается задача выбора мощности КУ в проектируемой сети, обеспечивающей минимум затрат с учетом снижения потерь во всей системе. Зависимость приведенных затрат при такой постановке задачи от реактивной нагрузки узла А (рис. 1) приведена на рис. 2 (кривая 4). Из нее следует, что в данном узле целесообразна не только полная компенсация, но и выдача реактивной мощности в сеть системы, так как минимум функции находится за осью ординат. При такой постановке задачи это естественно, так как считается, что остальные потребители не компенсируют нагрузок, и поэтому выгоднее передавать в ближайшие узлы реактивную мощность из узла А, а не от удаленных станций системы. После осуществления компенсации в других узлах экономический эффект от установки завышенной мощности КУ в сети 10 кВ узла А окажется равным: $Z_{10} - Z_4 \approx 70\% \Delta Z$.

Задача выбора оптимальной мощности КУ в электрической системе является частью более общей задачи определения оптимальных условий ее развития и функционирования. Компенсирующие устройства оказывают влияние на другие условия работы приемников и сетей (статическая устойчивость, токовые нагрузки элементов и т. д.), и поэтому принципиально правильным являлось бы совместное решение по выбору оптимальных значений всех параметров. Методик такого расчета в настоящее время не существует. Поэтому целесообразно воспользоваться методом групповой релаксации переменных [Л. 4], заключающимся применительно к рассматриваемой задаче в следующем. Сначала выбирается мощность КУ в узлах, обеспечивающая минимум приведенных затрат, включающих затраты на КУ и на потери мощности и энергии во всей системе электроснабжения в целом. При реактивных нагрузках, полученных в результате такого расчета, проверяются целесообразность дополнительной установки КУ из условий послеаварийных режимов, статическая устойчивость работы сетей и электроприемников и соответствие показателей качества электроэнергии у приемников допустимым величинам.

Если в результате проверки окажется необходимым изменение параметров сети или установка в ряде узлов дополнительных устройств, генерирующих реактивную мощность, то при фиксированных изменениях производится повторный расчет мощности КУ в узлах.

Задача нахождения оптимального решения с учетом эффекта во всех сетях системы была решена в [Л. 5].

Для получения общего решения в соответствии с [Л. 5] необходимо обработать всю информацию о схемах и нагрузках сетей 6—10 кВ с целью их эквивалентирования. Трудности такой обработки

привели к рекомендации использования парциального метода расчета КРМ, состоящего в следующем. Сначала выбирается мощность КУ в узлах системы, а затем для каждого узла отдельно рассматривается целесообразность перемещения части КУ в сети 380 В. Такое решение обеспечивает общесистемный минимум при двух условиях: не учитываются постоянные составляющие затрат на КУ; предполагается, что стоимость низковольтных КУ значительно превышает стоимость КУ на напряжении 6—10 кВ (приблизительно вдвое).

Так как учет постоянных составляющих может существенно изменить решение, а соотношение стоимостей комплектных конденсаторных установок (БК) 380 В и 6—10 кВ согласно данным завода-изготовителя составляет менее полутора, то для получения правильного решения эффект от КРМ в сетях потребителей приходится учитывать на стадии решения первой задачи. Указанные факторы, а также учет ряда специфических условий получения и обработки исходной информации для эксплуатируемых сетей привели к модификации метода решения [Л. 5], заключающейся в следующем. Обработка всех схем распределительных сетей с целью получения эквивалентных сопротивлений заменена обработкой выборки сетей объемом в 40—60 линий и выявленном на ее основании регрессионных зависимостей [Л. 6], позволяющих сократить объем работы в 50—100 раз.

Вместо среднегодовых значений реактивных нагрузок используются графики нагрузок всех узлов системы за контрольные сутки зимнего рабочего дня и графики общесистемной нагрузки за характерные периоды ее работы в течение года [Л. 7]. Это позволяет учесть влияние регулируемых КУ на графики нагрузок, а условие регулируемости КУ является весьма важным для обеспечения допустимых отклонений напряжения у потребителей как в режимах больших нагрузок, так и во время почных провалов ее. Кроме того, это дает возможность правильно учесть составляющую эффекта от установки КУ, обусловленную снижением максимальной нагрузки станций [Л. 3], приводящим к отсрочке капиталовложений. Введен учет снижения потерь в сетях не только за счет снижения потоков реактивной мощности, но и сопровождающего это снижение повышения напряжения в узлах. Дополнительный эффект получается соизмеримым, а иногда и больше учитываемого ранее [Л. 8].

Введен учет изменения оптимальности нагрузок существующих синхронных машин системы (генераторы станций, синхронные компенсаторы в узлах системы, синхронные двигатели потребителей), вызываемого установкой КУ и, в свою очередь, влияющего на их оптимальную мощность.

Введение в алгоритм ряда факторов, которые могут быть учтены лишь итерационным путем, привело к необходимости использования градиентного метода оптимизации, основу которого применительно к данной задаче составляют выражения:

$$\Delta Q_k^i = h_{dk}^i \sigma_3 \text{ и } Q_k^{i+1} = Q_k^i + \Delta Q_k^i, \quad (2)$$

где Q_k — вектор мощностей КУ в узлах системы; ΔQ_k — вектор приращений мощности КУ на каж-

дой итерации; h_d — диагонализированный вектор величины шага по каждой переменной; σ_3 — вектор удельных приростов затрат, связанных с компенсацией; i — номер итерации

$$\sigma_3 = \sigma_{3,п} - \sigma_{3,к},$$

где $\sigma_{3,п}$ — удельные приросты затрат на потери мощности и энергии в сети; $\sigma_{3,к}$ — удельные приросты затрат на КУ.

Итерационный расчет ведется до тех пор, пока для каждого узла не выполнится условие

$$|\sigma_3|_i \leq \xi, \quad (3)$$

где ξ — произвольная малая величина.

На каждом шаге процесса определяются графики оптимальной загрузки каждой из существующих синхронных машин (СМ) по формуле

$$Q_{с.м.}(t) = \frac{\sigma(t) - k_1}{\delta(t) + 2k_2}, \quad (4)$$

где $\sigma(t)$ — изменяющийся во времени удельный прирост потерь мощности в сети или первая производная потерь по реактивной нагрузке узла; $\delta(t)$ — вторая производная; k_1 и k_2 — параметры синхронной машины, определяющие потери в ней в соответствии с выражением

$$\Delta P = k_1 Q + k_2 Q^2. \quad (5)$$

Значения σ и δ для всех узлов питающей сети определяются путем дифференцирования зависимости потерь в сети

$$\Delta P = \frac{1}{U^2} \bar{S}_i R S \quad (6)$$

по реактивным нагрузкам узлов. С учетом влияния реактивной мощности на напряжение в узлах [Л. 8] формулы для σ и δ приобретают вид:

$$\left. \begin{aligned} \sigma &= -\frac{2}{U^2} \left(RQ - \frac{1}{U^2} XQ_d RQ - \right. \\ &\quad \left. - \frac{1}{U^2} X P_d R P \right) = \sigma_Q + \sigma_P; \\ \delta &= \frac{2}{U^2} \left(R - \frac{4}{U^2} X R Q_d + \frac{4}{U^4} X^2 Q_d R Q_d + \right. \\ &\quad \left. + \frac{4}{U^4} X^2 P_d R P_d \right), \end{aligned} \right\} \quad (7)$$

где R и X — квадратные матрицы активных и реактивных узловых сопротивлений сети; P и Q — столбцовые матрицы активных и реактивных нагрузок узлов, причем генерируемые мощности считаются положительными, а мощности нагрузок — отрицательными; U — средняя величина напряжения, усредненная как по режимам, так и по узлам, близкая к номинальной.

Для трансформаторов понижающих подстанций и распределительных сетей производные определяются по формулам:

$$\left. \begin{aligned} \sigma &= -\frac{2QR}{U^2} + \frac{2Q^2RX}{U^4} + \frac{2P^2RX}{U^4} = \sigma_Q + \sigma_P; \\ \delta &= 2\frac{R}{U^2} - 8\frac{QRX}{U^4} + 8\frac{Q^2RX^2}{U^6} + 8\frac{P^2RX^2}{U^6}, \end{aligned} \right\} \quad (8)$$

где R и X — активное и реактивное сопротивление трансформатора либо распределительной сети.

В формулах (7) и (8) символами σ_Q и σ_P обозначены составляющие удельных приростов, связанные с изменением потерь от потоков реактивной и активной мощности соответственно. Результирующие производные потерь в любом узле системы электроснабжения определяются суммой производных по пути передачи реактивной мощности.

Удельные приросты затрат на потери мощности и энергии в сети определяются по формуле:

$$\sigma_{3.к} = Ek_c(\sigma_Q + \sigma_P)_{\max} + \beta \sum_{i=1}^{24} (\sigma_{Pi} D_P + \sigma_{Qi} D_Q), \quad (9)$$

где E — суммарный коэффициент отчислений от капиталовложений, включающий нормативный коэффициент эффективности, отчисления на амортизацию, реновацию и обслуживание; k_c — стоимость 1 кВт установленной мощности на станциях системы ($Ek_c = \alpha$); β — топливная составляющая стоимости 1 кВт·ч; D_P и D_Q — эквивалентные числа дней наибольших потерь для активной и реактивной нагрузок соответственно [Л. 7].

В качестве КУ рассматриваются конденсаторные установки как наиболее экономичное средство. Удельная стоимость 1 квар при установке синхронных компенсаторов (СК) значительно выше, чем при установке БК, и становится сравнимой лишь при единичной мощности СК, равной 100 и более Мвар. Поэтому в основном СК устанавливаются из других условий и учитываются при расчете описанном выше методом групповой релаксации.

Удельные приросты затрат на БК определяются по их удельной стоимости — для БК 380 В усредненной с учетом коммутационной аппаратуры и монтажа [Л. 9], а для БК 6–10 кВ — без учета затрат на выключатели и монтаж:

$$\sigma_{3.к} = Ek_y + p_{БК}(\alpha + \beta T_{БК}), \quad (10)$$

где $p_{БК}$ — удельные потери активной мощности в БК; $T_{БК}$ — число часов работы БК в году.

Учет затрат на монтаж и выключатели, связанный с выбором оптимального числа секций БК 6–10 кВ производится также методом групповой релаксации числа секций и оптимальной мощности БК в узлах.

Если для какого-либо узла выполняется условие

$$\alpha \sigma_{P_{\max}} + \beta \sum_{i=1}^{24} \sigma_{Pi} > \sigma_{3.к}, \quad (11)$$

то это означает, что установка БК в данном узле оправдывается только за счет снижения потерь от потока активной мощности, вызванного повышением напряжения и, следовательно, целесообразна полная компенсация.

Выводы. 1. Решение задачи оптимальной компенсации реактивных нагрузок в системах электроснабжения при учете лишь части сетей общей системы приводит к заниженной мощности КУ и не обеспечивает получения минимума общегосударственных затрат на генерацию и распределение реактивной мощности.

2. Выбор мощности и мест установки КУ при учете эффекта во всей системе производства и распределения электроэнергии целесообразно производить, используя иерархический принцип решения с эквивалентным представлением сетей нижних уровней иерархии при расчете компенсации на верхнем уровне.

3. В целях сокращения объема необходимой для решения информации эквивалентирование сетей нижних уровней целесообразно осуществлять регрессионными методами.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Каялов Г. М. Основы рационального нормирования компенсации реактивных нагрузок электрических сетей. — «Промышленная энергетика», 1969, № 4.
2. Соколов В. И. К задаче оптимизации распределения и баланса реактивной мощности в энергетической системе. — «Электричество», 1974, № 8, с. 22–25.
3. Указания по компенсации реактивной мощности в распределительных сетях. М., «Энергия», 1974. 72 с.
4. Веников В. А., Идельчик В. И. Электрические станции, сети и системы. М., ВИНТИ, 1974, т. 7. 206 с.
5. Ковалев И. Н. Два метода расчета компенсации реактивных нагрузок в электрических сетях. — «Электричество», 1973, № 10, с. 5–11.
6. Железко Ю. С. Определение потерь мощности и энергии в распределительных сетях 6–10 кВ. — «Электрические станции», 1975, № 2, с. 44–47.
7. Железко Ю. С. Погрешности определения потерь энергии в электрических сетях. — «Электричество», 1975, № 2, с. 19–22.
8. Железко Ю. С., Карпов Ф. Ф. Учет потерь электроэнергии в сети энергосистемы при выборе компенсирующих устройств в распределительных сетях. — «Промышленная энергетика», 1975, № 3, с. 38–40.
9. Железко Ю. С., Соковцева Е. Г. Компенсация реактивной мощности при эксплуатации электрических сетей. — «Промышленная энергетика», 1975, № 6, с. 34–36.

[27.4.1975]

УДК (621.313.32+621.313.3-52).001

Соотношение основных размеров и параметров синхронной машины и управляемой машины переменного тока

Доктор техн. наук ШАКАРЯН Ю. Г., канд. техн. наук ЗАГОРСКИЙ А. Е., инж. МНАЦАКАНЯН В. С.

Москва

Известные преимущества управляемых машин переменного тока (УМПТ) обуславливают перспективность их применения в различного рода электри-

ческих системах. В связи с этим значительно возрос интерес к указанным машинам, появилось большое число работ, посвященных их исследованию и

сравнению с синхронными машинами (СМ).

Однако сравнение режимов работы УМПТ и СМ проводится в большинстве случаев без учета различия их параметров и массо-габаритных показателей, обусловленных наличием на роторе УМПТ двух взаимно перпендикулярных обмоток возбуждения.

Требование размещения обмоток возбуждения при прочих равных условиях приводит к необходимости увеличения размеров ротора УМПТ, а следовательно, к изменению массы, габаритов и параметров машины по сравнению с СМ аналогичной мощности.

Рассмотрим соотношение основных размеров и параметров СМ и УМПТ при одинаковых мощностях, напряжении статора, числе пар полюсов и номинальной частоте статора. Очевидно, что в этом случае магнитные потоки в воздушном зазоре машин должны быть также одинаковыми.

Величинам, относящимся к УМПТ, присвоим индекс «у», а СМ — индекс «с». Роторные величины будем записывать с индексом «*r*», статорные — без индекса.

По условию постоянства магнитного потока в воздушных зазорах можем записать:

$$B_{\delta} \equiv \frac{1}{D_f l_{\delta}},$$

где D_f и l_{δ} — внешний диаметр и длина активной части ротора соответственно.

Для простоты анализа примем $l_{\delta c} = l_{\delta y}$. Тогда

$$B_{\delta} \equiv \frac{1}{D_f} \text{ и } \frac{B_{\delta y}}{B_{\delta c}} = \frac{D_{fc}}{D_{fy}}.$$

Намагничивающая сила (н. с.) обмотки возбуждения равна:

$$F_f = \frac{B_{\delta} \delta}{\mu}.$$

Если принять, что исследуемые машины не насыщены, имеют одинаковый воздушный зазор и н. с. стали значительно меньше н. с. воздушного зазора, то

$$F_f \equiv 1/D_f. \quad (1)$$

При одинаковых с синхронной машиной токах возбуждения для двухфазной обмотки ротора УМПТ можно записать:

$$F_{fy} = \sqrt{2} \omega_{fy}, \quad (2)$$

где ω_{fy} — число витков фазы обмотки возбуждения УМПТ.

Подставив (1) в (2), получим:

$$\frac{\omega_{fy}}{\omega_{fc}} = \frac{1}{\sqrt{2}} \frac{D_{fc}}{D_{fy}},$$

где ω_{fc} — число витков обмотки возбуждения СМ.

В системе относительных единиц, где за базовые приняты соответствующие величины СМ, запишем:

$$\tilde{\omega}_f = \frac{1}{\sqrt{2}} \frac{1}{\tilde{D}_f}. \quad (3)$$

Примем также, что рассматриваемые машины имеют прямоугольные зубцы на роторе и на стато-

ре, индукция в которых неизменна. Шаг по пазам ротора считаем постоянным, т. е. $t_f = \text{const}$.

Нетрудно показать, что в этом случае

$$\left. \begin{aligned} \tilde{z}_f &= \tilde{D}_f; \\ \tilde{b}_{fz} &= \frac{1}{\tilde{D}_f}; \end{aligned} \right\} \quad (4)$$

$$\tilde{b}_{fn} = \frac{1 - \frac{b_{fzc}}{t_{fc}} \frac{1}{\tilde{D}_f}}{1 - \frac{b_{fzc}}{t_{fc}}}, \quad (5)$$

где z_f — число пазов ротора; b_{fz} и b_{fn} — ширина зубца и максимальная ширина паза соответственно.

Суммарная площадь пазов ротора

$$Q = z_f b_{f \text{ п. ср}} h_{fn}, \quad (6)$$

где $b_{f \text{ п. ср}}$ — средняя ширина паза; h_{fn} — высота паза.

Исходя из идентичности размещения обмоток возбуждения УМПТ и СМ, запишем:

$$\frac{Q_y}{Q_c} = \frac{m_f \omega_{fy}}{\omega_{fc}},$$

откуда $\tilde{Q} = 2\tilde{\omega}_f$.

Используя (3), (4) и (6), получим:

$$\tilde{z}_f \tilde{b}_{f \text{ п. ср}} \tilde{h}_{fn} = \sqrt{2} \frac{\alpha}{\tilde{D}_f}, \quad (7)$$

где α — коэффициент, характеризующий увеличение сечения витка обмотки. (Как будет показано ниже, это увеличение необходимо для сохранения нагрева УМПТ на уровне нагрева СМ.)

Исходя из известных геометрических соотношений в электрических машинах и используя (4) и (5), запишем:

$$\begin{aligned} \tilde{b}_{f \text{ п. ср}} &= \frac{[(D_{fy} - h_{fn, y}) \pi - b_{fzy} z_{fy}] z_{fc}}{[(D_{fc} - h_{fn, c}) \pi - b_{fzc} z_{fc}] z_{fy}}; \\ \tilde{h}_{fn} &= \frac{D_{fy} - D_{в, y}}{D_{fc} - D_{в, c}}, \end{aligned}$$

где $D_{в}$ — диаметр ротора по основаниям пазов.

Подставляя эти выражения в (7) и после несложных преобразований при $D_{в, y} = D_{в, c}$, получим:

$$\begin{aligned} \tilde{D}_f^3 - 2K_1 \tilde{D}_f^2 + K_2 (2K_1 - K_2) \tilde{D}_f - \alpha \sqrt{2} (1 + K_2 - \\ - 2K_1) (1 - K_2) = 0, \end{aligned} \quad (8)$$

где

$$K_1 = \frac{b_{fc}}{t_{fc}}, \quad K_2 = \frac{D_{в, c}}{D_{fc}}.$$

Коэффициенты K_1 и K_2 обычно заданы, пределы их изменения известны из практики проектирования электрических машин и из литературных источников (например [Л. 3]).

Из уравнения (8) можно определить \tilde{D}_f (приняв во внимание только реальные корни). Наиболее просто это уравнение решается графическим методом для конкретных численных значений коэффициентов.

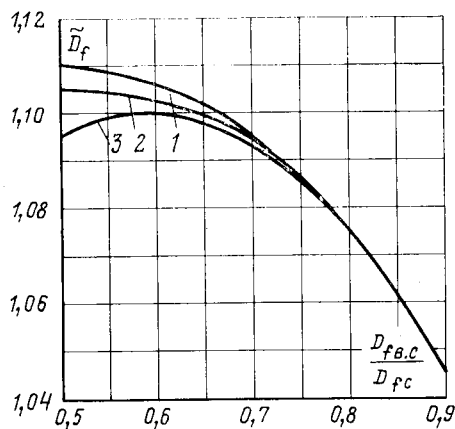


Рис. 1. Зависимость отношения диаметров роторов УМПТ и СМ от $D_{fв.с}/D_{fc}$.
1 — $b_{fzc}/t_{fc}=0,3$; 2 — 0,4; 3 — 0,5.

На основании известных выражений [Л. 3] найдем отношения активных сопротивлений:

$$\tilde{r}_f = \frac{1}{\alpha \sqrt{2} \tilde{D}_f} \left(\frac{1}{1 + K_3} + \frac{K_3}{1 + K_3} \frac{1 + K_2 \tilde{D}_f}{1 + K_2} \right), \quad (9)$$

где $K_3 = \frac{l_{fsc}}{l_{3c}}$; l_{fsc} — длина лобовой части полувитка.

Индуктивное сопротивление рассеяния фазы обмотки ротора при частоте статора:

$$x_{fs} = \frac{4\pi f l_{3c} \omega^2 f}{pq_j} \lambda_f, \quad (10)$$

где $q_f = \frac{z_f}{2pm_f}$ — число пазов на полюс и фазу.

Нетрудно показать, что $\tilde{q}_f = 0,5 \tilde{D}_f$.

В (10) λ_f — проводимость рассеяния обмотки ротора;

$$\lambda_f = \lambda_{fp} + \lambda_{fz} + \lambda_{fs},$$

где λ_{fp} — проводимость пазового рассеяния;

$$\lambda_{fp} = \frac{h_{fp}}{b_{fp}}.$$

Используя (5) и (7), можно записать:

$$\tilde{\lambda}_{fp} = \tilde{D}_f \frac{1 - K_1}{\tilde{D}_f - K_1} \frac{\tilde{D}_f - K_2}{1 - K_2}. \quad (11)$$

Для проводимости рассеяния высших гармонических λ_{fz} при принятых допущениях в первом приближении можно записать $\lambda_{fz} \approx \lambda_f$. Следовательно,

$$\tilde{\lambda}_{fz} = 1. \quad (12)$$

Для проводимости рассеяния лобовых частей λ_{fs} имеем:

$$\lambda_{fs} = q_f D_f,$$

откуда

$$\tilde{\lambda}_{fs} = 0,5 \tilde{D}_f^2. \quad (13)$$

С учетом (10) — (13) соотношение индуктивных сопротивлений рассеяния ротора получим в виде

$$\tilde{x}_{fs} = \frac{1}{\tilde{D}_f} \left[1 - K_4 - K_5 + K_4 \tilde{D}_f \frac{1 - K_1}{\tilde{D}_f - K_1} \times \right. \\ \left. \times \frac{\tilde{D}_f - K_2}{1 - K_2} + K_5 0,5 \tilde{D}_f^2 \right], \quad (14)$$

где

$$K_4 = \frac{\lambda_{fp.c}}{\lambda_{fc}}, \quad K_5 = \frac{\lambda_{fsc}}{\lambda_{fc}}.$$

Анализ полученных выражений и проведенные расчеты показали, что диаметр ротора УМПТ возрастает по сравнению с диаметром ротора СМ примерно на 10%, активное сопротивление каждой из обмоток ротора составляет примерно $0,6 r_{fc}$, а индуктивное сопротивление рассеяния в ряде случаев снижается до $0,7 x_{fsc}$.

На рис. 1 приведены кривые, построенные на основании анализа расчетных данных с учетом принятых допущений. Как видно из рис. 1, диаметр ротора УМПТ больше чем СМ на (5—11)%. При этом меньшие значения характерны для крупных многополюсных машин. Из рис. 1 также видно, что коэффициент K_1 мало влияет на изменение диаметра, поэтому с достаточной точностью ($\pm 1\%$) при определении \tilde{D}_f можно принимать $K_1 = 0,4$.

Проведенные расчеты показали также, что при изменении \tilde{D}_f до 11% и K_3 в диапазоне от 0,5 до 2 значения \tilde{r}_f меняются в сравнительно узких пределах: $\tilde{r}_f = 0,57—0,63$.

На рис. 2, а приведены кривые, характеризующие зависимость \tilde{x}_{fs} от K_2 и K_4 . Как показали проведенные расчеты, изменения K_1 и K_5 мало сказываются на \tilde{x}_{fs} : если $K_1 = 0,4$ и $K_5 = 0,2$, то при любых других значениях этих коэффициентов ошибка не превышает 3%. Как следует из анализа кривых, значения \tilde{x}_{fs} меняются в пределах от 0,7 до 1,05.

Рассмотрим статорные величины. Поскольку обмотки статора СМ и УМПТ одинаковы, то целесо-

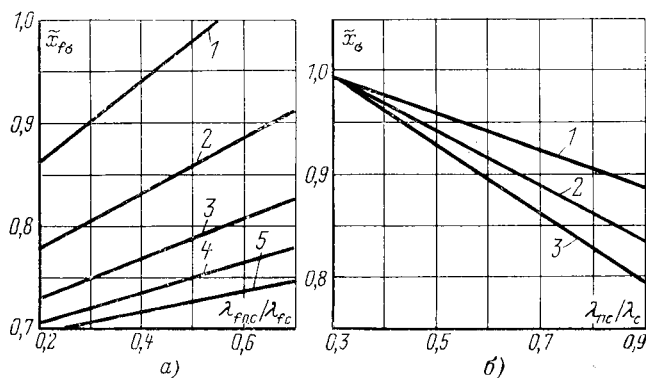


Рис. 2. Зависимость отношения индуктивных сопротивлений рассеяния обмоток возбуждения (а) и обмоток статора (б) УМПТ и СМ от $\lambda_{fp.c}/\lambda_{fc}$ и $\lambda_{fc}/\lambda_{sc}$ соответственно.
1 — при $D_{в.с}/D_{fc}=0,5$; 2 — 0,6; 3 — 0,7; 4 — 0,8; 5 — 0,9; 1' — при $D_{fc}/\lambda_{fc}=1,045$; 2' — 1,075; 3' — 1,1.

образно принять: $\omega_y = \omega_c$, $q_y = q_c$, $z_y = z_c$. Тогда $\tilde{t} = \tilde{D}_f$.

Ввиду того, что диаметр ротора, а следовательно и расточки статора, увеличился, можно в УМПТ уменьшить высоту пазов, разместив при этом то же число витков неизменного сечения. Из-за увеличения ширины пазов $h_n \approx h_z \approx 1/b_n$. После несложных преобразований получим:

$$\tilde{h}_z = \frac{1}{\tilde{b}_n} = \frac{1 - K_6}{\tilde{D}_f - K_6},$$

где $K_6 = \frac{b_{zc}}{t_c}$.

Наружный диаметр статора

$$D_a = D_f + 2h_z + 2h_a,$$

где h_a — высота спинки статора.

Тогда отношение наружных диаметров

$$\tilde{D}_a = 1 + K_7(\tilde{D}_f - 1) - K_8 \frac{\tilde{D}_f - 1}{\tilde{D}_f - K_6},$$

где $K_7 = \frac{D_{fc}}{D_{a,c}}$; $K_8 = \frac{2h_{zc}}{D_{a,c}}$.

Активные сопротивления обмоток статора по аналогии с (9)

$$\tilde{r} = \frac{1 + K'_3 \tilde{D}_f}{1 + K'_3}. \quad (15)$$

Индуктивные сопротивления рассеяния обмоток статора определяются по соотношениям, аналогичным роторным. Так как $\omega_y = \omega_c$ и $q_y = q_c$, то $\tilde{x}_s = \tilde{\lambda}$.

Имея в виду, что $h_z \approx h_n \approx \frac{1}{b_n}$, получим:

$$\tilde{\lambda}_n = \left(\frac{1 - K_6}{\tilde{D}_f - K_6} \right)^2; \quad \tilde{\lambda}_z = \tilde{D}_f; \quad \tilde{\lambda}_s = \tilde{D}_f.$$

[И окончательно

$$\tilde{x}_s = \tilde{D}_f \left\{ 1 - K_9 \left[1 - \frac{1}{\tilde{D}_f} \left(\frac{1 - K_6}{\tilde{D}_f - K_6} \right)^2 \right] \right\}, \quad (16)$$

где $K_9 = \frac{\lambda_{n,c}}{\lambda_c}$.

Индуктивное сопротивление реакции якоря согласно [Л. 2] запишется в виде

$$x_{ad} = 2mf \frac{\mu_0 D_f l_s \omega^2}{k_0 k_\mu \delta p^2}.$$

При принятых условиях сопоставления $x_{ad} \equiv D_f$. Тогда

$$\tilde{x}_{ad} = \tilde{D}_f. \quad (17)$$

Синхронные индуктивные сопротивления обмоток:

$$x = x_s + x_{ad}; \quad x_f = x_{fnp} + x_{ad},$$

где x_{fnp} — приведенное индуктивное сопротивление рассеяния ротора.

Коэффициент приведения

$$k_{np} = \frac{m}{2} \left(\frac{\omega k_{of}}{\omega_f k_{of}} \right)^2,$$

где m — число фаз обмотки статора.

Отношение коэффициентов приведения

$$\tilde{k}_{np} = \frac{1}{\tilde{\omega}_f^2} = 2\tilde{D}_f^2.$$

Тогда приведенные значения сопротивлений запишутся:

$$\tilde{r}_{fnp} \approx \sqrt{2} \tilde{D}_f \frac{1 + K_3 \tilde{D}_f}{1 + K_3}; \quad (18)$$

$$\tilde{x}_{fnp} \approx \frac{21}{\tilde{D}_f}. \quad (19)$$

Постоянная времени обмотки возбуждения при разомкнутой статорной обмотке

$$\tilde{T}_f = \frac{\tilde{x}_f}{\tilde{r}_{fnp}},$$

где

$$\tilde{x}_f = \frac{x_{f,y,np} + x_{ady}}{x_{fsc,np} + x_{adc}}. \quad (20)$$

Значения индуктивного сопротивления рассеяния x_s в большинстве машин значительно меньше x_{ad} . Поэтому на изменение \tilde{x}_f в основном влияет изменение x_{ad} . Проведенные расчеты показали, что $\tilde{x}_f \approx 1,1-1,3$; $\tilde{r}_f \approx 1,35-1,6$; $\tilde{x}_{fz} \approx 1,6-1,9$; тогда $\tilde{T}_f \approx 0,7-0,8$.

Следовательно, в УМПТ постоянная времени обмотки возбуждения при разомкнутой статорной обмотке примерно в 1,25—1,45 раза меньше, чем в СМ.

Как показал анализ, значение \tilde{r} меняется в пределах от 1 до 1,06 при любых K'_3 , т. е. активные сопротивления обмоток статора СМ и УМПТ близки друг другу. Кроме того, изменение K_6 мало сказывается на \tilde{x}_s , и если $K_6 = 0,4$, то ошибка не превышает $\pm 5\%$. На рис. 2,б приведены зависимости \tilde{x}_s от коэффициента K_9 при различных значениях \tilde{D}_f . Как видно из рисунка, \tilde{x}_s меняется в пределах от 0,8 до 1.

Используя эти данные, получаем, что постоянная времени статорной обмотки при разомкнутой роторной

$$\tilde{T}_i = \tilde{x}_f / \tilde{r}_f \approx 0,98 - 1,02,$$

т. е. можно считать, что практически $T_y = T_c$.

При исследовании переходных процессов важно знать постоянную времени обмотки ротора при замкнутых обмотках статора \tilde{T}'_f и переходное реактивное сопротивление статора \tilde{x}' :

$$\tilde{T}'_f = \frac{\tilde{x}'_f}{\tilde{r}_{fnp}},$$

где \tilde{x}'_f — переходное синхронное сопротивление обмотки ротора.

Согласно [Л. 2] можно записать:

$$x'_f = x_f - \frac{x_{ad}^2}{x} \approx x_{fz} + x_s.$$

Произведя ряд несложных преобразований с учетом (14), (16)–(18) и используя полученные расчетные значения параметров, имеем:

$$\tilde{r}_f \approx 0,85 - 0,95 \text{ и } \tilde{x}' \approx 1,05 - 1,1.$$

Проведенный анализ зависимости массо-габаритных показателей машин от конструктивных коэффициентов показал, что изменение K_6 практически не влияет на \tilde{D}_a (изменение до 1%). Поэтому при $K_6=0,4$ после расчета значений наружного диаметра и массы (считая массу пропорциональной $D_a^2 l_g$) ряда машин были получены зависимости, приведенные на рис. 3.

Обратимся к оценке потерь в УМПТ и СМ. Нетрудно показать, что потери в стали (P_{Fe}) и меди (P_{Cu}) статора УМПТ и СМ примерно одинаковы, а потери в обмотке возбуждения УМПТ возрастают в отношении $\tilde{P}_f = 2\tilde{r}_f \approx 1,15 - 1,25$.

Если за условную поверхность теплоотвода принять боковые поверхности статора и ротора, имеющие диаметр D_f и длину ($l_g + l_{в.с.}$), где $l_{в.с.}$ — вылет лобовых частей, то удельные потери равны:

$$\Delta \tilde{P} = \frac{1}{\tilde{D}_f} \approx 0,9 - 0,95; \quad (21)$$

$$\Delta \tilde{P}_f = \frac{\tilde{P}_f}{\tilde{D}_f} \approx 1,1 - 1,14. \quad (22)$$

Анализ (21) и (22) показывает, что удельные потери в статоре уменьшаются на 5–10%, а в роторе увеличиваются на 10–14%. Учитывая также и то обстоятельство, что скорость охлаждающего воздуха увеличивается из-за роста диаметра ротора, можно утверждать, что в полученных габаритных размерах, по-видимому, удастся обеспечить нормальный теплоотвод в УМПТ.

В заключении отметим, что полученные соотношения справедливы не только для УМПТ с двух-

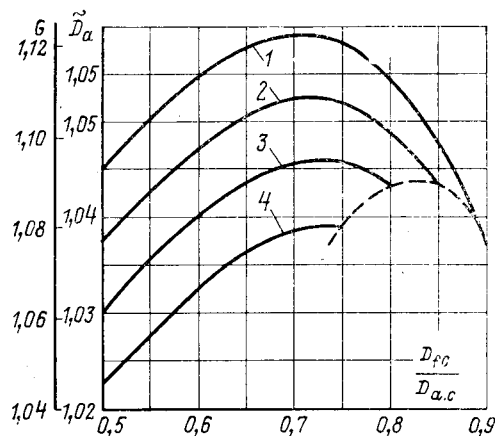


Рис. 3. Зависимость массы и наружного диаметра машины от $D_{fc}/D_{a.c.}$.

1 — при $2h_{zc}/D_{a.c.} = 0,05$; 2 — 0,1; 3 — 0,15; 4 — 0,2.

фазной обмоткой ротора, но и для машины с трехфазной обмоткой [Л. 4].

Вывод. При заданной длине машины наружный диаметр УМПТ возрастет примерно на 6, а масса на 12%. Однако при этом параметры УМПТ оказываются более предпочтительными по сравнению с СМ; так постоянные времени обмотки возбуждения при разомкнутой обмотке статора в 1,25–1,45 раза меньше, а при замкнутой обмотке статора в 1,05–1,25 раза меньше, чем в СМ.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Ботвинник М. М., Шакарян Ю. Г. Управляемая машина переменного тока. М., «Наука», 1969.
2. Вольдек А. И. Электрические машины. Л., «Энергия», 1974.
3. Сергеев П. С., Виноградов Н. В., Горяинов Ф. А. Проектирование электрических машин. М., «Энергия», 1969.
4. Шакарян Ю. Г., Казарян С. Д. Двух- и трехфазная конструкция ротора регулируемой машины переменного тока. — «Труды ВНИИЭ», 1972, вып. 41, с. 40–50.

[17.6.1973]



УДК 621.313.32.001.24:681.73.06

Расчет характеристик и процессов насыщенных явнополюсных синхронных машин

Кандидаты техн. наук ФИЛЬЦ Р. В., ГЛУХИВСКИЙ Л. И., инж. ЛЯБУК Н. Н.

Львов

Широкое внедрение ЦВМ в инженерную практику создает реальные условия для возможности выполнения расчетов переходных процессов (п. п.) и статических характеристик (с. х.) явнополюсных синхронных машин (ЯСМ) с учетом всех влияющих на них основных факторов и, в частности, с учетом нелинейности электромагнитных связей. При этом особенно актуальной становится задача разработки метода, позволяющего рассчитывать с. х. и п. п. по единой методике и допускающего обобщения на случай работы ЯСМ в более сложных схемах.

Возможность создания такого метода очевидна. Действительно, любой п. п. описывается зависимостями характеризующих машину режимных величин от времени, являющимися интегральными кривыми

нелинейной системы дифференциальных уравнений (н. с. д. у.), описывающих рассматриваемый процесс. Любая с. х. описывается зависимостями характеризующих машину режимных величин от аргумента рассматриваемой характеристики. Эти зависимости можно рассчитать, продифференцировав нелинейную систему конечных уравнений (н. с. к. у.), описывающую рассматриваемую характеристику, по аргументу этой характеристики и впоследствии проинтегрировав полученную таким способом н. с. д. у. численным методом [Л. 2]. Таким образом, при расчете как п. п., так и с. х. приходится интегрировать некоторую н. с. д. у., т. е. в математическом отношении обе эти задачи равноценны. То обстоятельство, что в н. с. д. у. переходного про-

цесса независимой переменной является время, а в н. с. д. у. статической характеристики — ее аргумент, естественно, не имеет принципиального значения.

Нелинейная система дифференциальных уравнений, описывающая рассматриваемый п. п. ЯСМ, состоит из уравнений, учитывающих накладываемые на данный процесс внешние условия, т. е. отражающих специфику процесса, и уравнений, отражающих внутренние электромагнитные связи машины и являющихся общими для всех переходных процессов данной ЯСМ. Нелинейная система конечных уравнений, описывающая рассматриваемую с. х. ЯСМ и, следовательно, получаемая из нее н. с. д. у., также состоит из уравнений, выделяющих данную характеристику из множества других с. х. ЯСМ, и уравнений внутренних электромагнитных связей, причем последние в силу отсутствия токов в демпферных контурах являются частным случаем уравнений электромагнитных связей в переходных процессах.

Эти рассуждения общего характера позволяют утверждать, что программы расчета п. п. и с. х. насыщенных ЯСМ должны содержать, по крайней мере, два общих блока — блок интегрирования н. с. д. у. и блок определения параметров машины. Но эти блоки, как будет видно из последующего изложения, являются основными как по объему памяти, так и по расходуемому при их работе машинному времени.

Для обеспечения достаточной точности определения электромагнитных связей в насыщенной ЯСМ необходимо учитывать распределенный характер н. с. контуров машины, неравномерность длины воздушного зазора вдоль полюсного деления, распределенность и нелинейность характеристик намагничивания зубцового слоя, а также нелинейность характеристик намагничивания полюсов и ярма якоря.

В статье излагается обобщенный метод расчета на ЦВМ п. п. и с. х. ЯСМ с произвольным числом $2n$ демпферных контуров (n продольных и n поперечных) при следующих допущениях [Л. 1—3].

1. Пренебрегаем потерями в стали.

2. Сложное магнитное поле ЯСМ разделено условно на две части — рабочее поле и поле рассеяния. Этому соответствует деление потокоцеплений всех контуров на рабочие потокоцепления и потокоцепления рассеяния. Последние считаются для всех контуров, кроме обмотки возбуждения, линейными однородными функциями токов контуров, расположенных по ту же сторону от воздушного зазора, что и рассматриваемый контур.

3. Рабочее поле плоскопараллельно.

4. Зубчатые яркорь и полюсные наконечники заменены равномерными магнитными слоями, характеристики намагничивания которых в радиальных направлениях тождественны характеристикам намагничивания реальных зубчатых структур, рассчитанным на одно зубцовое деление якоря и полюса соответственно. Обусловленное зубчатостью увеличение падения магнитного напряжения в зазоре учитывается коэффициентом Картера $k_{\delta\eta}$, рассчитываемым для реального магнитопровода с учетом

переменной по длине полюсного деления величины воздушного зазора. Магнитные проводимости эквивалентных равномерных магнитных слоев в тангенциальных направлениях равны нулю.

5. Падения магнитных напряжений F_a для всех силовых трубок, проходящих через ярмо якоря, одинаковы. Поток Φ_a ярма якоря равен потоку в воздушном зазоре на протяжении всего полюсного деления τ . Падения магнитных напряжений F_f для всех силовых трубок, проходящих через тело полюса и ярмо индуктора, также одинаковы. Поток Φ_f в полюсе и ярме индуктора равен сумме потоков Φ_a ярма якоря и потока $\Phi_{\sigma f}$ рассеяния полюса.

6. Намагничивающие силы всех контуров расположены в тонком слое на расточке гладкого якоря.

7. Обмотка якоря распределена вдоль полюсного деления по гармоническому закону, а демпферные контуры и обмотка возбуждения — сосредоточены.

Согласно п. 5 поток Φ_a равен:

$$\Phi_a = \frac{l\tau}{\pi} \int_{-\pi/2}^{\pi/2} B_{\eta}(E_{z\eta}) d\eta = b \int_{-\pi/2}^{\pi/2} B_{\eta} d\eta, \quad (1)$$

где l — расчетная длина якоря; B_{η} , $F_{z\eta}$ — индукция в воздушном зазоре и падение магнитного напряжения в зубцовом слое в точке, определяемой углом η , отсчитываемым от продольной оси d ($F_{z\eta}$ содержит также в пределах полюсной дуги падение магнитного напряжения в зубцовом слое полюсного наконечника при наличии демпферной обмотки).

Интеграл в (1) заменим суммой по формуле Симпсона. Для этого на полюсном делении возьмем g точек. Последние могут быть неравноудаленными, но будем полагать, что все они сгруппированы по три таким образом, что в каждой группе крайние точки равноудалены от средней. В местах расположения стержней демпферной обмотки будем размещать по две достаточно близких друг от друга точки, расстояния между которыми при замене интеграла суммой будем принимать равными нулю. Такое расположение этих точек необходимо для учета того, что кривая распределения индукции вдоль полюсного деления в точках расположения стержней демпферной обмотки при наличии в них токов имеет разрывы. С учетом сказанного вместо (1) запишем:

$$\Phi_a = \Phi_a(F_a) = b \vec{B}_{\eta} \vec{\Delta\eta}, \quad (2)$$

где

$$\vec{B}_{\eta} = \{B_1, B_2, \dots, B_g\}; \quad (2a)$$

$$\vec{\Delta\eta} = \{\Delta\eta_1, \Delta\eta_2, \Delta\eta_3, \dots, \Delta\eta_{k-1}, \Delta\eta_k, \Delta\eta_{k+1}, \dots$$

$$\dots, \Delta\eta_{g-2}, \Delta\eta_{g-1}, \Delta\eta_g\} = \left\{ \frac{1}{3} \Delta\eta_{1,3}, \frac{4}{3} \Delta\eta_{1,3}, \right.$$

$$\frac{1}{3} (\Delta\eta_{1,3} + \Delta\eta_{3,5}), \dots, \frac{4}{3} \Delta\eta_{k-2,k}, \frac{1}{3} \Delta\eta_{k-2,k},$$

$$\frac{1}{3} \Delta\eta_{k+1,k+3}, \dots, \frac{1}{3} (\Delta\eta_{g-4,g-2} + \Delta\eta_{g-2,g}),$$

$$\left. \frac{4}{3} \Delta\eta_{g-2,g}, \frac{1}{3} \Delta\eta_{g-2,g} \right\}. \quad (2b)$$

Здесь точки k и $k+1$ находятся в месте расположения стержня демпферной обмотки; приращения $\Delta\eta_{j,j+2}$ с двойными индексами — это угловые расстояния между равноудаленными точками j , $j+1$ и $j+2$.

Магнитное состояние ЯСМ для заданных токов контуров может быть однозначно определено из следующей н. с. к. у.:

$$\Phi_a(F_a) - b(B_1\Delta\eta_1 + B_2\Delta\eta_2 + \dots + B_g\Delta\eta_g) = 0; \quad (3a)$$

$$\Phi_f(F_f) - \Phi_a(F_a) - \Phi_{af} = \Phi_f(F_f) - \Phi_a(F_a) - \Lambda_{af}(a_f i_f - F_f) = 0; \quad (3б)$$

$$F_{zi} + B_j(F_{zi}) \rho_{\delta j} + F_a + F_f - a_d \omega^*_{d1} i_{d1} - a_q \omega^*_{q1} i_{q1} - a_f \omega^*_{f1} i_{f1} - a \omega^*_{D1} i_{D1} - \dots - a \omega^*_{Dn} i_{Dn} - a \omega^*_{Q1} i_{Q1} - \dots - a \omega^*_{Qn} i_{Qn} = 0, \quad (3в)$$

где $a_d = a_q = \frac{3\omega k_w}{\pi p_0}$; $a_f = \frac{\omega j}{2p_0}$; $a = \frac{1}{2p_0}$;

$$\rho_{\delta j} = \frac{\delta_j K_{\delta j}}{\mu_0}; \quad \mu_0 = 4\pi \cdot 10^{-7} \text{ Гн/м};$$

ω , k_w — число витков и обмоточный коэффициент фазы якоря; ω_j — число витков обмотки возбуждения; p_0 — число пар полюсов; Λ_{af} — проводимость полюсного рассеяния; δ_j , $K_{\delta j}$ — длина воздушного зазора и коэффициент Картера для j -й точки на расточке статора; i_d , i_q , i_f , i_{D1} , ..., i_{Dn} , i_{Q1} , ..., i_{Qn} — токи контуров машины.

Уравнение (3а) — это уже рассмотренное выше уравнение (2), записанное с учетом (2а) и (2б). Уравнение (3б) записано в соответствии с п. 5. Уравнение (3в) отражает закон полного тока для замкнутого контура, проходящего последовательно через зубцовую зону в полюсном наконечнике, воздушный зазор и зубцовую зону якоря в точке с угловой координатой η_j , через ярмо якоря, через зубцовую зону якоря, зазор и зубцовую зону полюсного наконечника в точке с координатой $\eta_j + \pi$, через тело полюса, ярмо полюса и тело соседнего полюса. Из условий симметрии уравнение (3в) записано для половины рассмотренного контура. В это уравнение входят величины вида ω^*_{sj} , представляющие собой численные значения в точке $\eta = \eta_j$ функций распределения витков контуров ЯСМ вдоль полюсного деления $\omega^*_{s\eta} = \omega^*_{s\eta}(\eta)$, где индексы $s = d, q, f, D_1, \dots, D_n, Q_1, \dots, Q_n$ указывают на принадлежность к продольному и поперечному контурам якоря, обмотке возбуждения, первому и n -му продольным демпферным контурам, первому и n -му поперечным демпферным контурам соответственно. Вид функций распределения приведен на рис. 1. В н.с.к.у. (3) имеется всего g уравнений вида (3в).

В н.с.к.у. (3) потоки Φ_a , Φ_f и индукция B рассматриваются не как независимые переменные, а как функциональные зависимости от падений магнитных напряжений F_f , F_a и $F_{z\eta}$ соответственно.

Потокосцепления контуров определяются из выражений:

$$\begin{aligned} \omega_n \Psi_d &= x_{\sigma d} i_d + b_d \int_{-\pi/2}^{\pi/2} B_{\eta} \omega^*_{d\eta} d\eta = x_{\sigma d} i_d + \\ &+ b_d (B_1 \omega^*_{d1} \Delta\eta_1 + \dots + B_g \omega^*_{dg} \Delta\eta_g); \\ \omega_n \Psi_q &= x_{\sigma q} i_q + b_q \int_{-\pi/2}^{\pi/2} B_{\eta} \omega^*_{q\eta} d\eta = \\ &= x_{\sigma q} i_q + b_q (B_1 \omega^*_{q1} \Delta\eta_1 + \dots + B_g \omega^*_{qg} \Delta\eta_g); \\ \omega_n \Psi_f &= b_f \Phi_f; \\ \omega_n \Psi_{D1} &= x_{\sigma D1D1} i_{D1} + \dots + x_{\sigma D1Dn} i_{Dn} + \\ &+ b \int_{-\pi/2}^{\pi/2} B_{\eta} \omega^*_{D1\eta} d\eta = x_{\sigma D1} i_{D1} + \dots + x_{\sigma D1Dn} i_{Dn} + \\ &+ b (B_1 \omega^*_{D11} \Delta\eta_1 + \dots + B_g \omega^*_{D1g} \Delta\eta_g); \\ \omega_n \Psi_{Dn} &= x_{\sigma DnD1} i_{D1} + \dots + x_{\sigma DnDn} i_{Dn} + \\ &+ b \int_{-\pi/2}^{\pi/2} B_{\eta} \omega^*_{Dn\eta} d\eta = x_{\sigma DnD1} i_{D1} + \dots + \\ &+ x_{\sigma DnDn} i_{Dn} + b (B_1 \omega^*_{Dn1} \Delta\eta_1 + \dots + \\ &+ B_g \omega^*_{Dng} \Delta\eta_g); \\ \omega_n \Psi_{Q1} &= x_{\sigma Q1Q1} i_{Q1} + \dots + x_{\sigma Q1Qn} i_{Qn} + \\ &+ b \int_{-\pi/2}^{\pi/2} B_{\eta} \omega^*_{Q1\eta} d\eta = x_{\sigma Q1Q1} i_{Q1} + \dots + \\ &+ x_{\sigma Q1Qn} i_{Qn} + b (B_1 \omega^*_{Q11} \Delta\eta_1 + \dots + \\ &+ B_g \omega^*_{Q1g} \Delta\eta_g); \\ \omega_n \Psi_{Qn} &= x_{\sigma QnQ1} i_{Q1} + \dots + x_{\sigma QnQn} i_{Qn} + \\ &+ b \int_{-\pi/2}^{\pi/2} B_{\eta} \omega^*_{Qn\eta} d\eta = x_{\sigma QnQ1} i_{Q1} + \dots + \\ &+ x_{\sigma QnQn} i_{Qn} + b (B_1 \omega^*_{Qn1} \Delta\eta_1 + \dots + \\ &+ B_g \omega^*_{Qng} \Delta\eta_g). \end{aligned} \quad (4)$$

где $b_d = b_q = \omega_n \frac{4\omega k_w}{\pi} \frac{l_{\tau}}{\pi}$; $b_f = \omega_n \omega_j$;

x_{σ} — индуктивное сопротивление рассеяния якоря; $x_{\sigma D1Dk}$, $x_{\sigma Q1Qk}$ ($j, k = 1, \dots, n$) — индуктивные сопротивления рассеяния продольных и поперечных демпферных контуров; ω_n — номинальная угловая частота.

Алгоритм расчета п.п. проиллюстрируем на прием электромеханического процесса в перегружаемой ЯСМ при ее работе на мощную сеть. Дифференциальные уравнения механического и

электрического равновесия в этом случае имеют вид:

$$\left. \begin{aligned} M_B + \frac{3p_0}{2\omega_H} (\omega_H \Psi_d i_q - \omega_H \Psi_q i_d) - j \frac{\omega_H^2}{p_0} p\alpha; \\ \alpha - 1 = p\theta; \\ u \sin \theta + p\omega_H \Psi_d - \alpha \omega_H \Psi_q + r i_d = 0; \\ u \cos \theta + p\omega_H \Psi_q + \alpha \omega_H \Psi_d + r i_q = 0; \\ -u_f + p\omega_H \Psi_f + r i_f = 0; \end{aligned} \right\} \quad (5)$$

$$\left. \begin{aligned} p\omega_H \Psi_{D1} + r_{D1} i_{D1} + \dots + r_{D1Dn} i_{Dn} = 0; \\ \vdots \\ p\omega_H \Psi_{Dn} + r_{DnD1} i_{D1} + \dots + r_{DnDn} i_{Dn} = 0; \\ p\omega_H \Psi_{Q1} + r_{Q1Q1} i_{Q1} + \dots + r_{Q1Qn} i_{Qn} = 0; \\ \vdots \\ p\omega_H \Psi_{Qn} + r_{QnQ1} i_{Q1} + \dots + r_{QnQn} i_{Qn} = 0, \end{aligned} \right\} \quad (6)$$

где $p = \frac{d}{d\omega_H t}$ — оператор дифференцирования по синхронному времени; u, u_f — амплитуда напряжения сети и напряжения питания обмотки возбуждения; θ — угол выбега ротора; α — относительная скорость ротора; r_{DiDk}, r_{QjQk} ($j, k = 1, \dots, n$) — активные сопротивления продольных и поперечных демпферных контуров; M_B — внешний приложенный к ротору момент.

Рассчитать процесс — это значит проинтегрировать н.с.д.у. (5) и (6) совместно с н.с.к.у. (4) и (3). Для этого следует преобразовать конечные уравнения (4) и (3) в дифференциальные.

Составив вектор зависимых от времени переменных

$$\vec{y} = \{\vec{y}_1, \vec{y}_2, \vec{y}_3, \vec{y}_4, \vec{y}_5\}, \quad (7)$$

где

$$\begin{aligned} \vec{y}_1 &= \{\alpha, \theta\}; \vec{y}_2 = \{\omega_H \Psi_d, \omega_H \Psi_q, \omega_H \Psi_f, \omega_H \Psi_{D1}, \dots \\ &\dots, \omega_H \Psi_{Dn}, \omega_H \Psi_{Q1}, \dots, \omega_H \Psi_{Qn}\}; \vec{y}_3 = \{i_d, i_q, i_f, \\ &i_{D1}, \dots, i_{Dn}, i_{Q1}, \dots, i_{Qn}\}; \vec{y}_4 = \{F_a, F_f\}; \\ \vec{y}_5 &= \{F_{z1}, F_{z2}, \dots, F_{zg}\}, \end{aligned}$$

и продифференцировав н.с.к.у. (4) и (3) по $\omega_H t$, получим полную н.с.д.у. исследуемого процесса, записанную в матричному виде (см. стр. 20—21).

В матрице коэффициентов н.с.д.у. (8) λ_{zj} ($j = 1, \dots, g$) — численные значения удельной дифференциальной магнитной проводимости зубцового слоя (якоря и, в пределах полюсной дуги, полюсного наконечника) в точке с координатой $\eta = \eta_j$; Λ_a и Λ_f — численные значения дифференциальной магнитной проводимости ярма якоря и полюса с ярмом. Численные значения этих проводимостей

определяются из зависимостей $\lambda_{z\eta} = \lambda_{z\eta}(F_{z\eta})$, $\Lambda_a = \Lambda_a(F_a)$ и $\Lambda_f = \Lambda_f(F_f)$, представленных аналитическими аппроксимациями или таблично и предварительно полученных путем численного дифференцирования кривых намагничивания $B_\eta = B_\eta(F_{z\eta})$ зубцового слоя, $\Phi_a = \Phi_a(F_a)$ ярма якоря и $\Phi_f = \Phi_f(F_f)$ тела полюса с ярмом.

Порядок н.с.д.у. (8) равен $8 + 4n + 2 + g$; при $2n = 6, g = 30$ он составляет 52, т. е. является достаточно высоким (в основном за счет g). Поэтому для представления матрицы коэффициентов н.с.д.у. (8) требуется большой объем памяти ЦВМ, а ее решение на каждом шаге интегрирования относительно производной $p\vec{y}$ путем обращения одним из численных методов матрицы коэффициентов неэкономично из-за большой затраты машинного времени. Указанные затруднения устраняются следующим способом.

Разбив матрицу коэффициентов решаемой н.с.д.у. на подматрицы, как показано в (8), получаем матричную систему дифференциальных уравнений:

$$\begin{bmatrix} v_{11} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & v_{22} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & v_{32} & v_{33} & v_{34} & v_{35} \\ 0 & 0 & v_{43} & v_{44} & v_{45} \\ 0 & 0 & v_{53} & v_{54} & v_{55} \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} p\vec{y}_1 \\ p\vec{y}_2 \\ p\vec{y}_3 \\ p\vec{y}_4 \\ p\vec{y}_5 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \vec{f}_1 \\ \vec{f}_2 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}. \quad (9)$$

Из последнего уравнения системы (9) имеем:

$$p\vec{y}_5 = -v_{55}^{-1} v_{53} p\vec{y}_3 - v_{55}^{-1} v_{54} p\vec{y}_4. \quad (10)$$

Подставив (10) в третье и четвертое уравнения н.с.д.у. (9), получим:

$$v_{32} p\vec{y}_2 + z_{33} p\vec{y}_3 + z_{34} p\vec{y}_4 = 0, \quad (11a)$$

$$z_{43} p\vec{y}_3 + z_{44} p\vec{y}_4 = 0, \quad (11b)$$

где

$$\left. \begin{aligned} z_{33} &= v_{33} - v_{35}^{-1} v_{53}; \quad z_{34} = v_{34} - v_{35}^{-1} v_{54}; \\ z_{43} &= v_{43} - v_{45}^{-1} v_{53}; \quad z_{44} = v_{44} - v_{45}^{-1} v_{54}. \end{aligned} \right\} \quad (12)$$

Из (11b) находим:

$$p\vec{y}_4 = -z_{44}^{-1} z_{43} p\vec{y}_3. \quad (13)$$

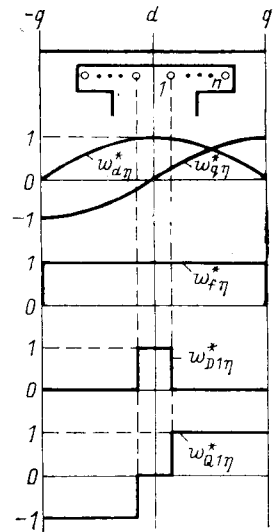


Рис. 1. Функции распределения вдоль полюсного деления контуров ЯСМ.

Подставив (13) в (11а), имеем:

$$v_{32}\vec{p}y_2 + x\vec{p}y_3 = 0, \quad (14)$$

где

$$x = (z_{33} - z_{34}z_{44}^{-1}z_{43}). \quad (15)$$

Матрица x имеет размерность $(3+2n)$. Из (14) видно, что она связывает между собой производные умноженных на ω_n потокосцеплений с производными токов, т. е. она тождественна (с обратным знаком) матрице дифференциальных индуктивных сопротивлений (д.и.с.) ЯСМ. Можно убедиться, что если выполнить операции (12) и (15) в буквенном виде, то мы приходим к выведенным ранее [Л. 1—3] общим выражениям д.и.с. насыщенной ЯСМ.

Численное определение матрицы x не требует большой затраты машинного времени, так как из подлежащих обращению матриц v_{55} и z_{44} первая диагональна, а вторая имеет всего лишь второй порядок. Для выполнения этих действий необходимо запоминать в ЦВМ только ненулевые подматрицы коэффициентов н.с.д.у. (8).

Таким образом, алгоритм расчета п.п. на каждом шаге интегрирования (блок правой части стандартной подпрограммы интегрирования) сводится к следующим операциям:

по известному вектору \vec{y} вычисляются коэффициенты н.с.д.у. (8);

по формулам (12) вычисляются матрицы z_{33} , z_{34} , z_{43} , z_{44} и по формуле (15) — матрица x ;

в н.с.д.у. (9) последние три уравнения заменяются уравнением (14);

полученная н.с.д.у., имеющая сравнительно низкий порядок $(8+4n)$, решается относительно вектора $\{py_1, py_2, py_3\}$ обычным способом;

векторы py_4 и py_5 вычисляются по результатам предыдущего пункта и по формулам (13) и (10).

Приращения вектора \vec{y} вычисляются стандартной подпрограммой интегрирования, составленной по методам Рунге — Кутты, Адамса или др.

Любой другой п.п. отличается от рассмотренного только переменными, входящими в вектор \vec{y}_1 , и соответственно специфика расчета различных п.п. сводится только к составлению соответствующих уравнений, отражающих накладываемые на рассматриваемый процесс условия; это — уравнения (5). Часть алгоритма, соответствующая исключению производных py_4 и py_5 , т. е. вычислению матрицы x , является общей для расчета всех п.п. и может быть оформлена в виде стандартной подпрограммы (блока, процедуры) численного определения параметров насыщенной ЯСМ.

Из структуры матрицы коэффициентов н.с.д.у. (9) следует, что ее решение может быть еще упрощено, например, за счет исключения части компонентов вектора \vec{y}_2 , соответствующих потокосцеплениям контуров ротора. Однако эта возможность характерна только для некоторых простейших задач. В более же сложных задачах (например, при наличии регулирования тока возбуждения или момен-

та на валу в функции угла θ , при наличии разветвленной внешней схемы в цепи якоря и др.) блоки v_{12} , v_{13} , v_{21} , v_{23} матрицы коэффициентов н.с.д.у. (9) будут ненулевыми, и тогда попытки такого упрощения не приведут к желаемым результатам.

Перейдем к изложению алгоритма расчета с.х. Пусть, например, необходимо рассчитать механическую характеристику ЯСМ в режиме динамического торможения при включении обмотки якоря на симметричные активные сопротивления и питании обмотки возбуждения током i_f , изменяющимся (из-за наличия автоматического регулирования) в функции относительной частоты тока статора по закону $i_f - \varphi(\alpha) = 0$.

В симметричных установившихся режимах ЯСМ токи в демпферных контурах отсутствуют, а из потокосцеплений (4) интерес представляют только первые два потокосцепления. Поэтому полная н.с.ж.у., описывающая рассматриваемую характеристику, имеет вид:

$$\begin{aligned} M - \frac{3p_0}{2\omega_n} (\omega_n \Psi_d i_q - \omega_n \Psi_q i_d) &= 0; \\ -\alpha \omega_n \Psi_q + r i_d &= 0; \\ \alpha \omega_n \Psi_d + r i_q &= 0; \\ i_f - \varphi(\alpha) &= 0; \\ \omega_n \Psi_d &= x_d i_d + b_d \int_{-\pi/2}^{\pi/2} B_\eta \omega^*_{d\eta} d\eta = x_d i_d + \\ &+ b_d (B_1 \omega^*_{d1} \Delta \eta_1 + \dots + B_g \omega^*_{dg} \Delta \eta_g); \\ \omega_n \Psi_q &= x_q i_q + b_q \int_{-\pi/2}^{\pi/2} B_\eta \omega^*_{q\eta} d\eta = x_q i_q + \\ &+ b_q (B_1 \omega^*_{q1} \Delta \eta_1 + \dots + B_g \omega^*_{qg} \Delta \eta_g); \\ \Phi_a(F_a) &= b \int_{-\pi/2}^{\pi/2} B_\eta d\eta = b (B_1 \Delta \eta_1 + \dots + \\ &+ B_g \Delta \eta_g); \\ \Phi_f(F_f) - \Phi_a(F_a) - \Lambda_{jf}(a/i_f - F_f) &= 0; \\ F_{zi} + B_i(F_{zi})\rho_{ij} + F_a + F_f - a_d \omega^*_{di} i_d - \\ - a_q \omega^*_{qi} i_q - a_f \omega^*_{fi} i_f &= 0, \end{aligned} \quad (16)$$

где M — электромагнитный момент ЯСМ; r — суммарное активное сопротивление фазы якоря.

Составим вектор переменных:

$$\vec{y} = \{\vec{y}_{1y}, \vec{y}_{2y}, \vec{y}_{3y}, \vec{y}_{4y}, \vec{y}_{5y}\}, \quad (17)$$

$$\begin{aligned} \text{где } \vec{y}_{1y} &= \{M\}; \vec{y}_{2y} = \{\omega_n \Psi_d, \omega_n \Psi_q\}; \vec{y}_{3y} = \\ &= \{i_d, i_q, i_f\}; \vec{y}_{4y} = \{F_a, F_f\}; \vec{y}_{5y} = \{F_{z1}, \dots, F_{zg}\}. \end{aligned}$$

Продифференцировав уравнения (16) по аргументу α искомой характеристики, получим н.с.д.у. (18), в которой производные элементов вектора \vec{y}_α по α отмечены верхним индексом α и $\frac{d(\cdot)(\alpha)}{d\alpha}$ обозначено $\dot{\varphi}^\alpha(\alpha)$:

[illegible]

$p\alpha$	$M_b + \frac{3p_0}{2\omega_H}(\omega_H \Psi_d i_q - \omega_H \Psi_q i_d)$
$p\theta$	$\alpha - 1$
$p\omega_H \Psi_d$	$-\omega \sin \theta + \alpha \omega_H \Psi_q - r i_d$
$p\omega_H \Psi_q$	$-\omega \cos \theta - \alpha \omega_H \Psi_d - r i_q$
$p\omega_H \Psi_f$	$u_f - r_f i_f$
$p\omega_H \Psi_{D1}$	$-r_{D1D1} i_{D1} - \dots - r_{D1Dn} i_{Dn}$
\vdots	\vdots
$p\omega_H \Psi_{Dn}$	$-r_{DnD1} i_{D1} - \dots - r_{DnDn} i_{Dn}$
$p\omega_H \Psi_{Q1}$	$-r_{Q1Q1} i_{Q1} - \dots - r_{Q1Qn} i_{Qn}$
\vdots	\vdots
$p\omega_H \Psi_{Qn}$	$-r_{QnQ1} i_{Q1} - \dots - r_{QnQn} i_{Qn}$
$p i_d$	0
$p i_q$	0
$p i_f$	0
$p i_{D1}$	0
\vdots	\vdots
$p i_{Dn}$	0
$p i_{Q1}$	0
\vdots	\vdots
$p i_{Qn}$	0
$p F_\alpha$	0
$p F_f$	0
$p F_{z1}$	0
\vdots	\vdots
$p F_{zg}$	0

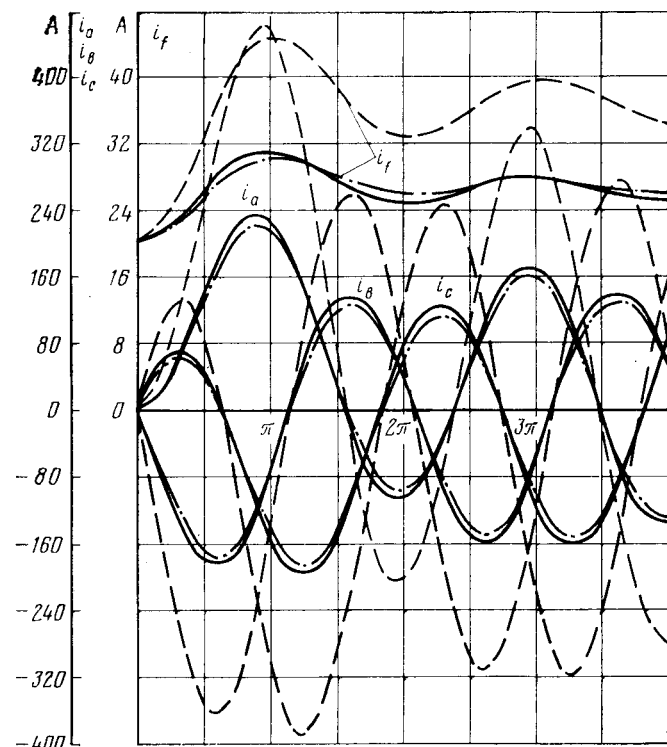


Рис. 2. Данные эксперимента и расчетов на ЦВМ переходного процесса.

— эксперимент; — — — расчет с учетом насыщения; ····· без учета насыщения.

технических статей. Эти программы составлены для ЦВМ М-222. После трансляции программа обработки данных в кодах этой ЦВМ занимает около 800 ячеек, программа расчета п. п. — около 1500 ячеек и программа расчета с. х. — около 1000 ячеек памяти. Время расчета одного периода п. п. при интегрировании п. с. д. у. методом Рунге — Кутты с автоматическим выбором шага (шаг получался равным от 3 до 20° электр.) при печати на каждом шаге всех переменных составляет около 2 мин.

При расчетах на ЦВМ был изучен вопрос рационального выбора числа g точек на полюсном делении. Если в ЯСМ отсутствует демпферная обмотка, то это число целесообразно выбрать, как

показали расчеты, в пределах от 17 до 23; при уменьшении значения g ощутимо снижается точность расчета, а при выходе вправо за указанные пределы точность повышается весьма незначительно. Для расчетов п. п. в ЯСМ с демпферной обмоткой следует иметь в виду, что между двумя соседними стержнями необходимо нанести как минимум три точки (для возможности применения формулы Симпсона). При малом числе демпферных стержней на полюс (меньше трех) между стержнями следует наносить не менее пяти точек. При расчете же с. х. ЯСМ наличие демпферной обмотки не оказывает влияния на выбор числа g , так как в установившихся режимах в стержнях демпферной обмотки токи отсутствуют.

На рис. 2 приведены результаты расчета переходного процесса при включении возбужденного номинальным током возбуждения явнополюсного синхронного генератора ДГС-914 со специально изготовленной демпферной обмоткой при $2n = 2(P_n = 30 \text{ кВт}, U_n = 230 \text{ В}, I_n = 94 \text{ А}, i_{fn} = 20 \text{ А})$ на активно индуктивную нагрузку $z = 1,45 \text{ Ом}$ и $\cos \varphi = 0,192$. На этом рис. 2 приведены кривые, рассчитанные на ЦВМ с учетом насыщения по описанному в статье алгоритму, а также без учета насыщения по уравнениям Парка — Горева. Там же показаны и экспериментальные кривые. При выполнении эксперимента замыкание фаз якоря на нагрузку выполнялось с помощью специального тиристорного контактора, обеспечивающего практически одновременную коммутацию фаз. Сравнение данных эксперимента и расчета с учетом насыщения показывает хорошую сходимость.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Фильц Р. В., Глухивский Л. И. Расчет статических характеристик насыщенных явнополюсных синхронных машин. — «Электричество», 1971, № 3, с. 51—55.
2. Фильц Р. В., Глухивский Л. И. Основные положения магнитно-нелинейной теории явнополюсной синхронной машины. — «Электричество», 1970, № 6, с. 30—34.
3. Фильц Р. В., Глухивский Л. И. Основы магнитно-нелинейной теории обобщенной явнополюсной синхронной машины в фазных координатах. — «Изв. вузов СССР. Электромеханика», 1973, № 1, с. 17—28.
4. Глухивский Л. И. Расчет на ЭЦВМ режимов работы насыщенных явнополюсных синхронных машин. — «Изв. вузов СССР. Электромеханика», 1970, № 4, 430—434.

[31.3.1975]



УДК 621.313.333.064.018.782.3

Анализ электромагнитных переходных процессов при включении асинхронного двигателя

ГРИНБЕРГ В. С., ГУСЕЛЬНИКОВ Э. М., КОНОНЕНКО Е. В.

Томск

Включение асинхронного двигателя в сеть сопровождается электромагнитными переходными процессами, оказывающими влияние на работу электродвигателя и привода. Изучению электромагнитных переходных процессов посвящено много работ,

в последнее время обычно связанных с расчетами на ЦВМ. Однако результаты известных исследований не дают достаточно полного представления о характере переходных процессов асинхронного двигателя, а в некоторых случаях даже являются

противоречивыми. Такое положение связано прежде всего с тем, что характер изменения переходного момента и потокосцеплений асинхронного двигателя до настоящего времени практически не исследован в общем виде.

Задача данной статьи — на основании аналитического исследования известных выражений переходных величин провести простое и общее рассмотрение вопросов, возникающих при изучении переходных явлений в асинхронном двигателе.

Приводимые ниже исходные выражения переходных величин асинхронного двигателя, допущения, при которых они получены, а также основные обозначения заимствованы из [Л. 1].

Начальный темп изменения и знак первого пика переходного момента асинхронного двигателя. Исходное выражение электромагнитного переходного момента при вращающемся роторе запишем в виде [Л. 1]:

$$M_{s \neq 1} = M_{уст} \{ 1 + m_{a1} e^{-2\alpha_1 \tau} + m_{a2} e^{-2\alpha_2 \tau} + (m_{a2} - m_{a1} - 1) e^{-\alpha_1 \tau} \cos \omega_1 \tau + (m_{a1} - m_{a2} - 1) \times e^{-\alpha_2 \tau} \cos \omega_2 \tau + (-m_{a1} - m_{a2} + 1) e^{-(\alpha_1 + \alpha_2) \tau} \cos (\omega_1 - \omega_2) \tau + K [-e^{-\alpha_1 \tau} \sin \omega_1 \tau + e^{-\alpha_2 \tau} \sin \omega_2 \tau + e^{-(\alpha_1 + \alpha_2) \tau} \sin (\omega_1 - \omega_2) \tau] \}, \quad (1)$$

где

$$K = \frac{\alpha_1}{s - \omega_1} m_{a1} - \frac{\alpha_2}{s - \omega_2} m_{a2} + \frac{2(\alpha_2 \omega_1 - \alpha_1 \omega_2)}{(\alpha_1 - \alpha_2)^2 + (\omega_1 - \omega_2)^2}; \quad \left. \begin{aligned} m_{a1} &= \frac{(s - \omega_1)(\alpha_2^2 + \omega_2^2)}{s[(\alpha_1 - \alpha_2)^2 + (\omega_1 - \omega_2)^2]}; \quad m_{a2} = \\ &= \frac{(s - \omega_2)(\alpha_1^2 + \omega_1^2)}{s[(\alpha_1 - \alpha_2)^2 + (\omega_1 - \omega_2)^2]}; \end{aligned} \right\} \quad (2)$$

$$M_{уст} = \frac{3}{2} \frac{p}{\omega_0} U^2 \frac{k_r k_s}{\sigma x_s} \frac{\alpha' r s}{(\alpha_1^2 + \omega_1^2)(\alpha_2^2 + \omega_2^2)}; \quad (3)$$

$$k_r = \frac{x_0}{x_r}; \quad k_s = \frac{x_0}{x_s}; \quad \sigma = 1 - k_r k_s; \quad \alpha' r = \frac{r_1}{\sigma x_s}, \quad (4)$$

причем между частотами ω_1 , ω_2 и скольжением s имеет место следующее соотношение:

$$\omega_1 + \omega_2 = 1 + s. \quad (5)$$

Нарастание или убывание первого пика момента можно определить в соответствии с известной теоремой¹, найдя ближайшую, отличную от нуля, производную правой части (1) при $\tau=0$. Исследование (1) дает следующие соотношения (см. приложение):

$$M_{\tau=0} = 0; \quad \frac{dM}{d\tau} \Big|_{\tau=0} = 0; \quad \frac{d^2 M}{d\tau^2} \Big|_{\tau=0} = 0; \quad \frac{d^3 M}{d\tau^3} \Big|_{\tau=0} = 0; \quad (6)$$

$$\frac{d^4 M}{d\tau^4} \Big|_{\tau=0} = \frac{3U^2 m}{\omega_0 / p} \frac{r_2}{(x_1 + x_2 - x_1 x_2 / x_0)^2} (2s - 1) \approx \approx \frac{3U^2 m}{\omega_0 / p} \frac{r_2}{(x_1 + x_2)^2} (2s - 1). \quad (7)$$

Выражение (7) показывает, что в точке $\tau=0$ четвертая производная переходного момента в общем случае отлична от нуля. Знак алгебраической разности в (7) определяет знак четвертой производной. Учитывая (6) и (7), нетрудно установить, что знак первого пика переходного момента не зависит от параметров асинхронного двигателя, а определяется лишь значением скольжения s (или частоты вращения). Если скольжение превышает 0,5, то знак первого пика положителен; если же $s < 0,5$, первый пик переходного момента будет отрицательным. Этот вывод обобщает соответствующие данные [Л. 2—5 и др.] и может быть использован при проверке правильности вычисления переходного момента на ЦВМ².

Исходное выражение электромагнитного переходного момента при включении неподвижного асинхронного двигателя записывается в виде [Л. 1]:

$$M_{s=1} = M_n \left[1 + e^{-(\alpha_1 + \alpha_2) \tau} - (e^{-\alpha_1 \tau} + e^{-\alpha_2 \tau}) \cos \tau - \frac{1 + \alpha_1 \alpha_2}{\alpha_2 - \alpha_1} (e^{-\alpha_1 \tau} - e^{-\alpha_2 \tau}) \sin \tau \right], \quad (8)$$

где установившийся пусковой момент M_n определяется по формуле (3) при условии

$$\omega_1 = \omega_2 = s = 1. \quad (9)$$

Анализ (8) с учетом (П-1), (3), (4) и (9) позволяет выявить следующие соотношения:

$$\left. \begin{aligned} M_{\tau=0} &= 0; \quad \frac{dM}{d\tau} \Big|_{\tau=0} = 0; \quad \frac{d^2 M}{d\tau^2} \Big|_{\tau=0} = 0; \quad \frac{d^3 M}{d\tau^3} \Big|_{\tau=0} = 0; \\ \frac{d^4 M}{d\tau^4} \Big|_{\tau=0} &= \frac{3U^2 m}{\omega_0 / p} \frac{r_2}{(x_1 + x_2 + x_1 x_2 / x_0)^2} \approx \approx \frac{3U^2 m}{\omega_0 / p} \frac{r_2}{(x_1 + x_2)^2} > 0. \end{aligned} \right\} \quad (10)$$

(Отметим, что в [Л. 7] также указывается, что при включении неподвижного асинхронного двигателя переходный момент и его первая производная в точке $\tau=0$ равны нулю, однако дальнейшее исследование выражения для переходного момента в указанной работе не проводится.)

Соотношения (10) показывают, что при неподвижном роторе первый пик переходного момента всегда положителен.

Для анализа знака первого пика момента при включении неподвижного асинхронного двигателя выше было использовано исходное выражение (8), которое получается в результате строгого решения уравнений общепринятой математической модели асинхронного двигателя [Л. 1]. Поэтому при строгом и точном решении общепринятых исходных уравнений пуска асинхронного двигателя первый

² Здесь не рассматривается особый частный случай, когда асинхронный двигатель с одинаковыми параметрами статора и ротора включается при определенной частоте вращения, соответствующей равенству коэффициентов затухания $\alpha_1 = \alpha_2$ и частот $\omega_1 = \omega_2$ свободных составляющих [Л. 6]. В указанном случае знак переходного момента постоянен во времени и совпадает со знаком скольжения.

¹ Выгодский М. Я. Справочник по высшей математике. М., «Наука», 1973. 366 с.

ник вычисленной кривой переходного момента должен быть положительным, а положение о ложности вычисления на ЦВМ отрицательного первого пика³, выдвинутое в [Л. 8], можно считать достаточно строго обоснованным соотношением (10). Это положение подтверждается практически всеми известными расчетами и большинством экспериментальных исследований [Л. 1–3, 5, 6, 10 и 11]*.

Наблюдавшиеся же в некоторых экспериментальных исследованиях [Л. 4, 7, 9 и 12] отрицательные первые пики момента при пуске неподвижного электродвигателя, даже при одновременном включении контактов линейного контактора [Л. 4], указывают либо на недостаточную точность экспериментов, либо на второстепенные факторы, которые не учитываются теорией переходных процессов, по которым в отдельных случаях могут значительно влиять на характер переходного момента реального электродвигателя.

Сопоставив (6) и (7) с соответствующими соотношениями (10), нетрудно убедиться в том, что последние вытекают из (6) и (7) как частный случай ($s=1$). Поэтому результаты анализа общих соотношений (6) и (7) в дальнейшем могут быть распространены и на случай неподвижного ротора.

Из (7) видно, что начальный темп изменения переходного момента в общем случае прямо пропорционален активному сопротивлению ротора, но не зависит от активного сопротивления статора. Уменьшение индуктивных сопротивлений рассеяния статора и ротора приводит к увеличению начального темпа изменения переходного момента. Наименьший начальный темп изменения переходного момента асинхронного двигателя имеет место при полусинхронной частоте вращения ротора. С ее увеличением или уменьшением первый пик момента соответственно убывает или нарастает более резко.

Выражение (7), характеризующее плавность изменения электромагнитного момента в начальный период после включения, можно применить для определения показателя плавности процесса пуска или реверса [Л. 13], используемого при анализе регулируемых электроприводов, при этом не требуется вычисления самого переходного момента.

Характер переходного потокосцепления взаимной индукции при включении неподвижного асинхронного двигателя. Комплекс переходного потокосцепления взаимной индукции

$$\dot{\psi}_0 = \frac{x_0}{\omega_0} \dot{i}_0. \quad (11)$$

Комплекс переходного намагничивающего тока [Л. 1]

$$\dot{i}_0 = \dot{i}_1 + \dot{i}_2 = \frac{\omega_0}{\sigma x_s x_r} (x_1 \dot{\psi}_2 + x_2 \dot{\psi}_1). \quad (12)$$

³ В отдельных случаях вычисление отрицательного первого пика момента при включении неподвижного асинхронного двигателя может быть связано не с погрешностью вычисления, а с использованием для расчета переходного момента приближенных исходных выражений, как это имеет место в [Л. 9].

* В [Л. 11] следует ориентироваться на случай одновременного включения фаз, который рассматривается в обобщенной модели асинхронного двигателя.

Тогда модуль переходного потокосцепления взаимной индукции определяется через произведение сопряженных комплексов:

$$|\dot{\psi}_0| = \frac{x_0}{\omega_0} |\dot{i}_0| = \frac{x_0}{\sigma x_s x_r} \sqrt{(x_1 \dot{\psi}_2 + x_2 \dot{\psi}_1)(x_1 \dot{\psi}_2^* + x_2 \dot{\psi}_1^*)}. \quad (13)$$

Исходные выражения для комплексов переходных потокосцеплений статора $\dot{\psi}_1$ и ротора $\dot{\psi}_2$ в соответствии с [Л. 1] можно записать так:

$$\dot{\psi}_1 = \frac{U_m}{\omega_0} e^{j\tau} \left[\frac{a'r + js}{(a_1 + j\omega_1)(a_2 + j\omega_2)} + \frac{-(a_1 + j\omega_1) + (a'r + js)}{(a_1 + j\omega_1)(a_1 + j\omega_1 - a_2 - j\omega_2)} e^{-(a_1 + j\omega_1)\tau} + \frac{-(a_2 + j\omega_2) + (a'r + js)}{(a_2 + j\omega_2)(a_2 + j\omega_2 - a_1 - j\omega_1)} e^{-(a_2 + j\omega_2)\tau} \right]; \quad (14)$$

$$\dot{\psi}_2 = \frac{U_m}{\omega_0} e^{j\tau} \left[\frac{a'r k_s}{(a_1 + j\omega_1)(a_2 + j\omega_2)} + \frac{a'r k_s}{(a_1 + j\omega_1)(a_1 + j\omega_1 - a_2 - j\omega_2)} e^{-(a_1 + j\omega_1)\tau} + \frac{a'r k_s}{(a_2 + j\omega_2)(a_2 + j\omega_2 - a_1 - j\omega_1)} e^{-(a_2 + j\omega_2)\tau} \right]. \quad (15)$$

Из (13) с учетом (14) и (15) нетрудно установить, что модуль переходного потокосцепления взаимной индукции асинхронного двигателя в общем случае не зависит от начальной фазы напряжения γ . Это же относится и к модулям переходных результирующих потокосцеплений обмоток статора и ротора.

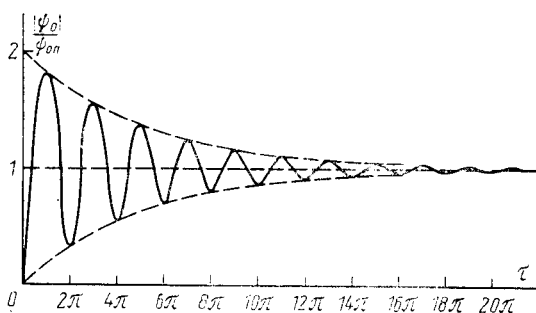
Выражение (13) для модуля потокосцепления взаимной индукции при неподвижном роторе с учетом (14), (15), (9) и (4) после преобразований приводим к виду:

$$|\dot{\psi}_0| = \dot{\psi}_{оп} \sqrt{f_0(\tau)}, \quad (16)$$

где значение модуля потокосцепления взаимной индукции в установившемся режиме короткого замыкания

$$\begin{aligned} \dot{\psi}_{оп} &= \frac{U_m}{\omega_0} \sqrt{\frac{r_2^2 + \frac{x_1^2 x_2^2}{x_0}}{(x_1 + x_2 + \frac{x_1 x_2 - r_1 r_2}{x_0})^2 + \frac{x_2^2}{x_0}}} \approx \\ &\approx \frac{U_m}{\omega_0} \sqrt{\frac{r_2^2 + x_2^2}{(x_1 + x_2)^2 + (r_1 + r_2)^2}}; \end{aligned} \quad (17)$$

$$\begin{aligned} f_0(\tau) &= 1 + \left[\frac{(\alpha_\tau - \alpha_1) e^{-\alpha_1 \tau} - (\alpha_\tau - \alpha_2) e^{-\alpha_2 \tau}}{(\alpha_2 - \alpha_1) \sqrt{1 + \alpha_\tau^2}} \right]^2 + \\ &+ \left[\frac{\alpha_2 (\alpha_\tau - \alpha_1) e^{-\alpha_1 \tau} - \alpha_1 (\alpha_\tau - \alpha_2) e^{-\alpha_2 \tau}}{(\alpha_2 - \alpha_1) \sqrt{1 + \alpha_\tau^2}} \right]^2 - \\ &- 2 \frac{(\alpha_\tau - \alpha_1) e^{-\alpha_1 \tau}}{(\alpha_2 - \alpha_1) (1 + \alpha_\tau^2)} [(1 + \alpha_\tau \alpha_2) \cos \tau + (\alpha_\tau - \alpha_2) \sin \tau] + \\ &+ 2 \frac{(\alpha_\tau - \alpha_2) e^{-\alpha_2 \tau}}{(\alpha_2 - \alpha_1) (1 + \alpha_\tau^2)} [(1 + \alpha_\tau \alpha_1) \cos \tau + (\alpha_\tau - \alpha_1) \sin \tau]; \end{aligned} \quad (18)$$



Характер изменения модуля потокосцепления взаимной индукции при включении неподвижного асинхронного двигателя с одинаковыми параметрами обмоток статора и ротора.

$$\alpha_s = \frac{r_2}{x_2} \quad (19)$$

При анализе переходного режима ограничимся рассмотрением асинхронного двигателя с одинаковыми параметрами статора и ротора

$$r_1 = r_2, \quad x_1 = x_2. \quad (20)$$

В этом случае коэффициенты затухания α_1 и α_2 при неподвижном роторе можно представить в виде [Л. 14]:

$$\left. \begin{aligned} \alpha_1 &= \frac{r_2}{2x_0 + x_2} = \frac{1}{T + T_s} = \frac{1}{k_s T}; \\ \alpha_2 &= \frac{r_2}{x_2} = \alpha_s = \frac{1}{T_s} \end{aligned} \right\} \quad (21)$$

где

$$T = \frac{2x_0}{r_2}; \quad k_s = 1 + \frac{T_s}{T} = 1 + \frac{x_2}{2x_0} \approx 1. \quad (22)$$

Выражение для модуля переходного потокосцепления взаимной индукции (16) записывается в виде:

$$\begin{aligned} |\psi_0| &= \psi_{0n} \sqrt{1 + e^{-2\frac{\tau}{k_s T}} - 2e^{-\frac{\tau}{k_s T}} \cos \tau} \approx \\ &\approx 0,5 \frac{U_m}{\omega_0} \sqrt{1 + e^{-2\frac{\tau}{T}} - 2e^{-\frac{\tau}{T}} \cos \tau}. \end{aligned} \quad (23)$$

Анализируя первое соотношение (23), нетрудно установить, что текущие значения пульсирующего во времени переходного модуля потокосцепления взаимной индукции ограничиваются сверху и снизу двумя экспоненциальными огибающими:

$$1 - e^{-\frac{\tau}{k_s T}} \leq \frac{|\psi_0|}{\psi_{0n}} \leq 1 + e^{-\frac{\tau}{k_s T}}, \quad (24)$$

причем мгновенное значение модуля через каждый полупериод сети $\tau = k\pi$ ($k=0, 1, 2, 3, \dots$) совпадает с нижней или верхней огибающей поочередно. Ударное значение модуля достигается через промежуток времени с момента включения электродвигателя $\tau_{0уд}$, несколько меньший полупериода сети π :

$$\left. \begin{aligned} \tau_{0уд} &\approx \pi; \\ \psi_{0уд} &\approx \psi_{0n} (1 + e^{-\frac{\pi}{k_s T}}) \approx 0,5 \frac{U_m}{\omega_0} (1 + e^{-\pi/T}). \end{aligned} \right\} \quad (25)$$

Из рассмотрения правой части (23) следует, что величина модуля потокосцепления взаимной индукции

неподвижного асинхронного двигателя как в переходном, так и в установившемся режимах практически не зависит от индуктивных сопротивлений рассеяния, но зависит от их соотношения.

Учитывая (23)–(25), можно построить кривую переходного модуля потокосцепления взаимной индукции при неподвижном роторе (см. рисунок).

Теперь рассмотрим соотношение между модулями потокосцеплений статора ψ_{1n} , ротора ψ_{2n} и взаимной индукции ψ_{0n} в режиме установившегося короткого замыкания. Учитывая лишь только принужденные составляющие в (14) и (15), с учетом (4), (9) и (17) найдем:

$$\psi_{1n} = \sqrt{\psi_1^* \psi_1} = \psi_{0n} \sqrt{\frac{r_2^2 + (x_1 + x_2)^2}{r_2^2 + x_2^2}}; \quad (26)$$

$$\psi_{2n} = \sqrt{\psi_2^* \psi_2} = \psi_{0n} \frac{r_2}{\sqrt{r_2^2 + x_2^2}}. \quad (27)$$

Отсюда нетрудно найти соотношения между модулями:

$$\psi_{1n} : \psi_{0n} : \psi_{2n} = \sqrt{1 + \left(\frac{x_1 + x_2}{r_2}\right)^2} : \sqrt{1 + \left(\frac{x_2}{r_2}\right)^2} : 1, \quad (28)$$

которые показывают, что в режиме установившегося короткого замыкания модуль потокосцепления взаимной индукции ψ_{0n} в общем случае меньше модуля результирующего потокосцепления статора ψ_{1n} , но больше модуля потокосцепления ротора ψ_{2n} , причем они являются величинами одного порядка. При равенстве параметров статора и ротора модуль потокосцепления взаимной индукции в соответствии с (23), (25) и (17), (20) равен:

$$\psi_{0n} \approx 0,5 \frac{U_m}{\omega_0}. \quad (29)$$

Последнее равенство подтверждает уже отмечавшееся в литературе положение, согласно которому в установившемся режиме короткого замыкания асинхронного двигателя или трансформатора э. д. с. от потока взаимной индукции примерно равна половине приложенного напряжения [Л. 14 и 15].

Это положение, а также соотношения (28) требуют уточнения существующего до настоящего времени физического представления о том, что при коротком замыкании асинхронного двигателя или трансформатора поток взаимной индукции якобы незначителен по сравнению с результирующими потоками первичной и вторичной обмоток [Л. 16]. Тем более такое представление не соответствует реальной картине изменения потокосцеплений и электромагнитного момента асинхронного двигателя в переходном режиме.

Приложение. Общее выражение для n -й производной переходного момента асинхронного двигателя можно представить так:

$$\frac{d^n M}{d\tau^n} = M_{уст} \frac{d^n [f(\tau)]}{d\tau^n}, \quad (\text{П-1})$$

где $f(\tau)$ — выражение для переходного момента в долях установившегося.

Дифференцируем выражения в фигурной скобке (1):

$$\left. \frac{df(\tau)}{d\tau} \right|_{\tau=0} = -2\alpha_1 m_{a1} - 2\alpha_2 m_{a2} - \alpha_1 (m_{a2} - m_{a1} - 1) - \alpha_2 (m_{a1} - m_{a2} - 1) - (\alpha_1 + \alpha_2) (-m_{a1} - m_{a2} + 1) + K(-\omega_1 + \omega_2 + \omega_1 - \omega_2) = 0; \quad (\text{П-2})$$

$$\left. \frac{d^2 f(\tau)}{d\tau^2} \right|_{\tau=0} = 2[m_{a1}(\alpha_1^2 + \omega_1^2) + m_{a2}(\alpha_2^2 + \omega_2^2) - (m_{a1} + m_{a2} - 1)(\alpha_1 \alpha_2 + \omega_1 \omega_2) + K(\alpha_1 \omega_2 - \alpha_2 \omega_1)]; \quad (\text{П-3})$$

$$\left. \frac{d^3 f(\tau)}{d\tau^3} \right|_{\tau=0} = -8\alpha_1^3 m_{a1} - 8\alpha_2^3 m_{a2} + (m_{a2} - m_{a1} - 1) \times \\ \times (3\alpha_1 \omega_1^2 - \alpha_1^3) + (m_{a1} - m_{a2} - 1)(3\alpha_2 \omega_2^2 - \alpha_2^3) + \\ + (-m_{a1} - m_{a2} + 1)[3(\alpha_1 + \alpha_2)(\omega_1 - \omega_2)^2 - (\alpha_1 + \alpha_2)^3] + \\ + 3K[(\alpha_1^2 \omega_1 - \alpha_1^2 \omega_2) + (2\alpha_1 \alpha_2 + \omega_1 \omega_2)(\omega_1 - \omega_2)]; \quad (\text{П-4})$$

$$\left. \frac{d^4 f(\tau)}{d\tau^4} \right|_{\tau=0} = 16\alpha_1^4 m_{a1} + 16\alpha_2^4 m_{a2} + \\ + (\alpha_1^4 - 6\alpha_1^2 \omega_1^2 + \omega_1^4)(m_{a2} - m_{a1} - 1) + \\ + (\alpha_2^4 - 6\alpha_2^2 \omega_2^2 + \omega_2^4)(m_{a1} - m_{a2} + 1) + \\ + [(\alpha_1 + \alpha_2)^4 - 6(\alpha_1 + \alpha_2)^2(\omega_1 - \omega_2)^2 + \\ + (\omega_1 - \omega_2)^4](-m_{a1} - m_{a2} + 1) + 4K[\alpha_1^3 \omega_1 - \alpha_1 \omega_1^3 - \\ - \alpha_2^3 \omega_2 + \alpha_2 \omega_2^3 - (\alpha_1 + \alpha_2)^3(\omega_1 - \omega_2) + \\ + (\alpha_1 + \alpha_2)(\omega_1 - \omega_2)^3]. \quad (\text{П-5})$$

Подставив выражения (2) в (П-3)–(П-5) и преобразовав последние, получим:

$$\left. \frac{d^2 f(\tau)}{d\tau^2} \right|_{\tau=0} = \\ = \frac{4\{(\alpha_1^2 + \omega_1^2)(\alpha_2^2 + \omega_2^2) - [(\alpha_1 \alpha_2 + \omega_1 \omega_2)^2 + (\alpha_1 \omega_2 - \alpha_2 \omega_1)^2]\}}{(\alpha_1 - \alpha_2)^2 + (\omega_1 - \omega_2)^2} = 0; \quad (\text{П-6})$$

$$\left. \frac{d^3 f(\tau)}{d\tau^3} \right|_{\tau=0} = \\ = \frac{3}{s[(\alpha_1 - \alpha_2)^2 + (\omega_1 - \omega_2)^2]} \{2(\alpha_1^2 + \omega_1^2)(\alpha_2^2 + \omega_2^2) + \\ + (\alpha_1 + \alpha_2)[(\alpha_1 \omega_2 + \alpha_2 \omega_1)] + (AB + CD)\}, \quad (\text{П-7})$$

где

$$AB + CD = (\alpha_1 + \alpha_2)(\alpha_1 \alpha_2 + 2\omega_1 \omega_2) - \\ - (\alpha_1 \omega_2 + \alpha_2 \omega_1)[2(\alpha_1 \alpha_2 + \omega_1 \omega_2)(\omega_1 + \omega_2 - 1) - \\ - \omega_1(\alpha_2^2 + \omega_2^2) - \omega_2(\alpha_1^2 + \omega_1^2)] + \\ + [(\alpha_2^2 \omega_1 - \alpha_1^2 \omega_2) + (2\alpha_1 \alpha_2 + \omega_1 \omega_2)(\omega_1 - \omega_2)] \times \\ \times [2(\alpha_2 \omega_1 - \alpha_1 \omega_2)(\omega_1 + \omega_2 - 1) + \alpha_1(\alpha_2^2 + \omega_2^2) - \\ - \alpha_2(\alpha_1^2 + \omega_1^2)]; \quad (\text{П-7а})$$

$$\left. \frac{d^4 f(\tau)}{d\tau^4} \right|_{\tau=0} = \\ = \frac{2}{s[(\alpha_1 - \alpha_2)^2 + (\omega_1 - \omega_2)^2]} (F + G + H), \quad (\text{П-8})$$

где

$$F = (\alpha_1^2 + \omega_1^2)[2\omega_2(\alpha_2^2 + \omega_2^2) - 3(\alpha_2^2 + \omega_2^2) + \\ + 4\alpha_2^2 \omega_2^3 - 6\alpha_2^2 \omega_2^2]; \\ G = (\alpha_2^2 + \omega_2^2)[2\omega_1(\alpha_1^2 + \omega_1^2) - 3(\alpha_1^2 + \omega_1^2) + \\ + 4\alpha_1^2 \omega_1^3 - 6\alpha_1^2 \omega_1^2]; \\ H = (\alpha_1^2 + \omega_1^2)(\alpha_2^2 + \omega_2^2)\{2[(\alpha_2^2 - \omega_2^2)\omega_1 + \\ + (\alpha_1^2 - \omega_1^2)\omega_2] - 4\alpha_1 \alpha_2(\omega_1 + \omega_2) + \\ + 6(\alpha_1 \alpha_2 + \omega_1 \omega_2)\}. \quad (\text{П-8а})$$

Правую часть (П-7а) можно преобразовать к виду:

$$AB + CD = (\alpha_1^2 + \omega_1^2)(\alpha_2^2 + \omega_2^2)(2\alpha_2 \omega_1 + \\ + 2\alpha_2 \omega_2 - 2\alpha_1 - 2\alpha_2). \quad (\text{П-7б})$$

Подставив последнее выражение в (П-7), нетрудно получить:

$$\left. \frac{d^3 f(\tau)}{d\tau^3} \right|_{\tau=0} = 0. \quad (\text{П-7в})$$

Коэффициенты F и G в (П-8а) можно преобразовать к виду:

$$F = (\alpha_1^2 + \omega_1^2)(\alpha_2^2 + \omega_2^2)[(2\omega_2 - 3)(\alpha_2^2 + \omega_2^2)]; \\ G = (\alpha_2^2 + \omega_2^2)(\alpha_1^2 + \omega_1^2)[(2\omega_1 - 3)(\alpha_1^2 + \omega_1^2)]. \quad (\text{П-8б})$$

Вычислив сумму $(F + G + H)$ и подставив ее в (П-8), получим:

$$\left. \frac{d^4 f(\tau)}{d\tau^4} \right|_{\tau=0} = \\ = \frac{2[2(\omega_1 + \omega_2) - 3](\alpha_1^2 + \omega_1^2)(\alpha_2^2 + \omega_2^2)}{s}, \quad (\text{П-9})$$

откуда с помощью (П-1) и (3)–(5) нетрудно перейти к выражениям (6) и (7).

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Электромагнитные переходные процессы в асинхронном электроприводе. М., «Энергия», 1967. 201 с. Авт.: М. М. Соколов, Л. П. Петров, Л. Б. Масандилов, В. А. Ладензон.
2. Bendt J., Schreier L. Contribution to the problem of transient phenomena in induction machines after switching on. — «Acta Techn. CSAV», 1975, 20, № 2, p. 222–256 (англ.). Экспресс-информация «Электрические машины и аппараты», № 41, 1975, реф. 176 «Исследование переходных процессов в асинхронных двигателях при прямом пуске», с. 3–13.
3. Шубенко В. А., Агафонов Ю. Г. Характерные зоны скоростей при импульсном регулировании асинхронных двигателей. — «Изв. вузов. Электромеханика», 1962, № 12, с. 1345–1354.
4. Соколов М. М., Масандилов Л. Б., Шинянский А. В. Экспериментальное исследование электромагнитных переходных процессов в асинхронных электродвигателях единой серии А. — «Электричество», 1965, № 8, с. 20–25.
5. Шубенко В. А. Некоторые вопросы динамики автоматизированных асинхронных электроприводов. — «Электричество», 1960, № 1, с. 10–18.
6. Takeuchi T. J. Starting transient torque of squirrel cage induction motor. — «Токё дэнки дайгакү кэнкю хококу». Res. Repts. Tokyo Electr. Eng. Coll., 1960, № 8, p. 9–24.
7. Nofelet F. Le couple transitoire de démarrage du moteur asynchrone triphasé. — «Revue Générale de l'électricité», 1970, t. 79, № 6, p. 513–520.
8. Кирпичников В. М., Зенкин Н. И., Томашевский Н. И. Исследование динамики пуска асинхронных короткозамкнутых двигателей на аналоговых вычислительных машинах. — «Труды Уральского политехнического института». 1964. сб. 138, с. 162–171.
9. Шафранов В. П. Момент вращения на валу асинхронного двигателя при включении. — «Вестник электропромышленности», 1958, № 8, с. 58–60.
10. Копылов И. П., Мамедов Ф. А., Беспалов В. Я. Математическое моделирование асинхронных машин, М., «Энергия», 1969. 97 с.
11. Петров Л. П. Динамические характеристики асинхронных короткозамкнутых двигателей. — «Вестник электропромышленности», 1959, № 5, с. 53–58.
12. Pavlášek F. Přechodné momenty asynchronního motoru se zabrzděným motorem. — «Electrotechn. Obzor», 1959, vol. 48, № 8, p. 410–415.
13. Шубенко В. А., Браславский И. Я. Тиристорный асинхронный электропривод с фазовым управлением. М., «Энергия», 1972. 200 с.
14. Ковач К., Рац И. Переходные процессы в машинах переменного тока. М. — Л., Госэнергоиздат, 1963. 744 с.
15. Важнов А. И. Электрические машины. Л., «Энергия», 1969. 768 с.
16. Костенко М. П., Пиотровский Л. М. Электрические машины, ч. II. М. — Л., «Энергия», 1973. 648 с.

Исследование динамических характеристик группового синхронного выбега

ГАМАЗИН С. И., СЕРЕБРЯКОВ В. Н., ГОЛОДНОВ Ю. М., ШАИН А. Д.

Москва

Широкое внедрение в системах электроснабжения промышленных предприятий таких элементов автоматики, как АВР и АПВ, вызванное потребностями увеличения надежности электроснабжения потребителей электроэнергии, обусловило повышенный интерес к процессам группового выбега и самозапуска двигателей, подключенных к кратковременно потерявшей питание секции. Являясь неизбежным этапом при работе этих систем автоматики, групповой выбег в значительной мере влияет на последующий групповой самозапуск и тем самым на работу автоматики в целом. В частности, процессы группового выбега определяют выбор и настройку параметров пусковых органов АВР и, следовательно, время перерыва электроснабжения потребителей, подключенных к потерявшей питание секции.

В опубликованных работах [Л. 1—4] вопросы теоретического и экспериментального анализа группового выбега освещены достаточно подробно. В них, в частности, доказано, что совместный групповой выбег синхронных и асинхронных двигателей на значительном интервале времени является синхронным, т. е. характеризуется одинаковой средней частотой вращения синхронных двигателей и скольжением, меньшим критического, асинхронных. При этом за счет взаимного обмена электромагнитной мощностью двигатели с меньшими механическими постоянными времени переходят в «двигательный режим» и выбегают с меньшей скоростью, чем при индивидуальном выбеге, а двигатели с большими механическими постоянными времени переходят в «генераторный режим» и выбегают со скоростью, большей, чем при индивидуальном выбеге. Таким образом, скорости выбега разнородных двигателей выравниваются, что и обуславливает их синхронный выбег. Поскольку основным источником э. д. с. при совместном выбеге синхронных и асинхронных двигателей являются возбудители синхронных двигателей, то такой выбег характеризуется также единой частотой напряжения на потерявшей питание секции, совпадающей со средней частотой вращения синхронных машин.

В статье исследуется влияние на процессы группового выбега важнейших параметров комплексной двигательной нагрузки, подключенной к потерявшей питание секции. Указываются границы синхронного выбега.

Основными параметрами, характеризующими процесс синхронного группового выбега, являются остаточное напряжение U на секции и его частота ω . Для выбора и настройки пусковых органов АВР необходимо выяснить, как влияет на характер изменения этих параметров в процессе выбега вариация следующих параметров двигательной нагрузки: отношения мощностей синхронной S_c и асинхронной S_a нагрузки на секции ($S_{сек} = S_c + S_a$); отношения между механическими постоянными

времени синхронной $T_{м.с}$ и асинхронной нагрузки $T_{м.а}$; отношения между механической постоянной времени $T_{м.с}$ и постоянной времени обмоток возбуждения T_d синхронных двигателей нагрузки; отношения между механическими постоянными времени отдельных синхронных двигателей ($T_{м.с1}/T_{м.с2}$); величины γ , характеризующей степень зависимости момента механизма от частоты его вращения [см. формулу (П-2) в приложении].

На рис. 1 и 2 приведены зависимости остаточного напряжения $U(t)$ и его частоты $\omega(t)$ в процессе группового синхронного выбега при различных вариантах сочетания отмеченных выше параметров двигательной нагрузки. Соответствующие вариантам значения варьируемых параметров приведены в табл. 1 и 2. Анализ результатов расчета процессов группового выбега позволяет сделать следующие выводы.

Таблица 1

Номер варианта	Параметры						Примечание
	$S_a/S_{сек}$	$S_c/S_{сек}$	$T_{м.с}'$	$T_{м.а}'$	T_d', c	γ	
1	0,1	0,9	2,5	2,5	2,7	2	Для всех вариантов зависимости $\omega(t)$ приведены на рис. 2, а зависимости $U(t)$ на рис. 1
2	0,5	0,5	2,5	2,5	2,7	2	
3	0,9	0,1	2,5	2,5	2,7	2	
4	0,5	0,5	2,5	2,5	2,7	0	
5	0,5	0,5	2,5	10	2,7	0	
6	0,5	0,5	10	2,5	2,7	0	
7	0,5	0,5	10	10	2,7	0	
8	0,5	0,5	2,5	2,5	10	0	

Таблица 2

Номер варианта	Параметры								Примечание
	$S_{a1}/S_{сек}$	$S_{c2}/S_{сек}$	$T_{м.с1}, c$	$T_{м.с2}, c$	$T_{м.а}, c$	$S_a/S_{сек}$	T_{d1}, c	T_{d2}, c	
1	0,25	0,25	2,5	2,5	2,5	0,5	2,7	10	Рис. 1 и 2
2	0,5	0,5	10	1	—	0	2,7	2,7	Рис. 5
3	0,1	0,9	9	1	—	0	2,7	2,7	Рис. 4

1. Изменение отношения мощности синхронной нагрузки¹ к мощности асинхронной нагрузки практически не влияет на характер изменения синхронной частоты при групповом выбеге (кривые 1, 2 и 3, рис. 2). Однако от этого отношения в значительной степени зависит характер изменения остаточного напряжения на секции. При увеличении доли синхронной нагрузки возрастает значение напряжения на секции в момент потери питания, увеличивается максимальное значение напряжения в процессе выбега и уменьшается скорость его затухания (кривые 1, 2 и 3, рис. 1).

¹ В расчетах для синхронных двигателей принята электромагнитная система возбуждения с глухим подключением возбудителя к самовозбуждению, расположенного на валу двигателя.

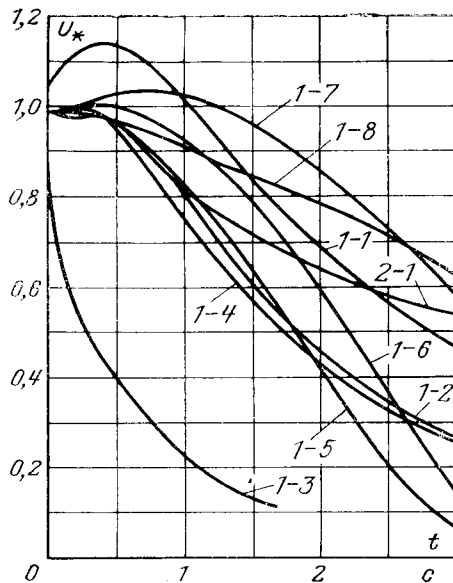


Рис. 1. Изменение напряжения U на секции при групповом выбеге.

(1-1)–(1-8) соответственно для вариантов 1-8 табл. 1; (2-1) для варианта 1 табл. 2.

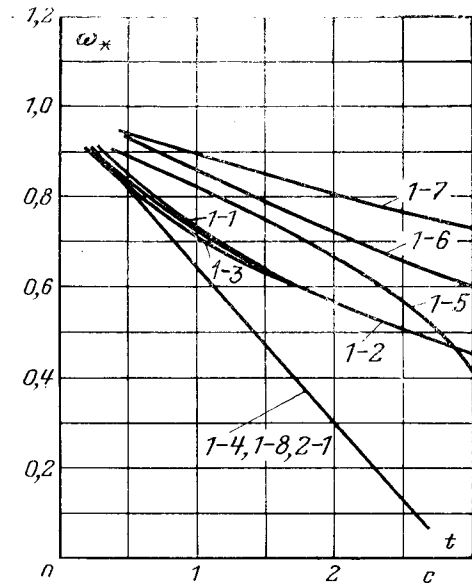


Рис. 2. Изменение частоты напряжения ω на секции при групповом выбеге.

(1-1)–(1-8) соответственно для вариантов 1-8 табл. 1; (2-1) для варианта 1 табл. 2.

2. Характер группового выбега зависит от отношения между механическими постоянными времени агрегатов с синхронными и асинхронными двигателями. Из данных рис. 1 и 2 (кривые 5 и 6) видно, что изменения напряжения на секции и его частоты происходят с большей скоростью в том случае, если механические постоянные времени агрегатов с асинхронными двигателями больше, чем у агрегатов с синхронными двигателями. В этом случае асинхронные двигатели в процессе группового выбега переходят в режим асинхронного генератора, следовательно, скорость изменения их частоты вращения больше, чем при индивидуальном выбеге (кривые 1 и 2, рис. 3). Напротив, синхронные двигатели переходят в двигательный режим и скорость изменения частоты их вращения меньше, чем при индивидуальном выбеге (кривые 3 и 4, рис. 3). Таким образом, скорости выбега синхронных и асинхронных двигателей выравниваются, но в течение всего процесса группового выбега частота вращения асинхронных двигателей (кривая 2, рис. 3) больше частоты вращения синхронных двигателей (кривая 3), определяющей частоту напряжения на секции.

В случае, если механические постоянные времени агрегатов с синхронными двигателями больше, чем у агрегатов с асинхронными двигателями, то при групповом выбеге синхронные двигатели переходят в генераторный, а асинхронные — в двигательный режим. При этом частота вращения синхронных двигателей будет больше, чем у асинхронных (кривая 3 и 2, рис. 3, поменяются местами), следовательно, скорость изменения частоты напряжения на секции будет меньше, чем в предыдущем случае.

3. Исследование влияния постоянных времени обмоток возбуждения T_{di} синхронных двигателей на характер процесса группового синхронного вы-

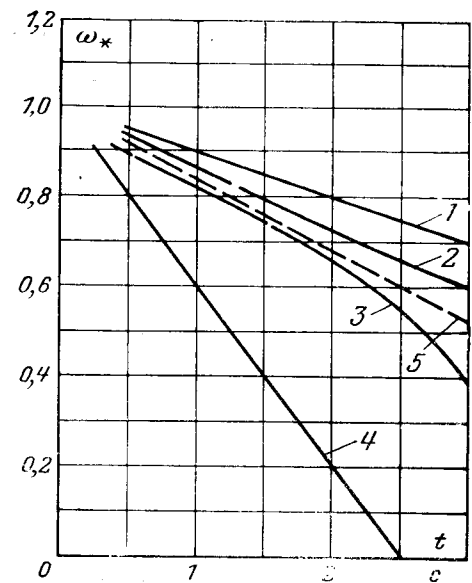


Рис. 3. Изменение частоты вращения двигателей при выбеге ($T_{м.с}=2,5$ с; $T_{м.а}=10$ с).

1 — асинхронного двигателя при индивидуальном выбеге; 2 — асинхронного двигателя при групповом выбеге совместно с синхронным двигателем; 3 — синхронного двигателя при групповом выбеге совместно с асинхронным двигателем; 4 — синхронного двигателя при индивидуальном выбеге; 5 — синхронная частота выбега эквивалентного двигателя по (1).

бега (табл. 1 и 2) показало, что синхронная частота выбегающих двигателей практически не зависит от значений T_{di} (кривые 1-4, 1-8, 2-1, рис. 2). Однако чем больше значение T_{di} , тем меньше скорость затухания остаточного напряжения на потерявшей питание секции (кривые 1-4, 1-8, 2-1, рис. 1).

4. Анализ результатов расчета процессов группового выбега показал, что способ эквивалентиро-

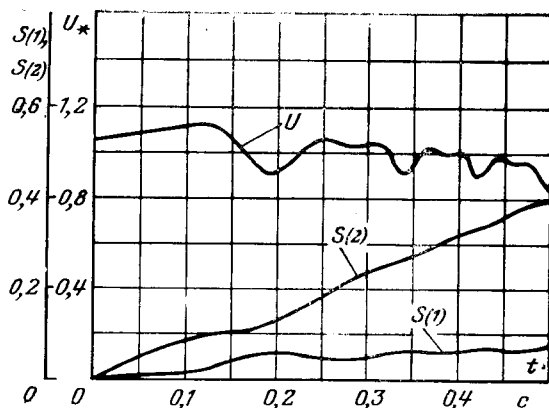


Рис. 4. Процесс группового выбега вне области существования синхронного выбега (вариант 3 табл. 2).
 s_i — скольжение i -го двигателя ($i=1,2$).

вания двигательной нагрузки по [Л. 2] при расчете синхронного группового выбега в ряде случаев может давать большие погрешности. Способ основан на двух допущениях: алгебраическая сумма мощностей, перераспределяемых между отдельными двигателями при их групповом выбеге, равна нулю; скорость изменения частоты вращения всех двигателей при групповом выбеге одинакова ($d\omega/dt = \text{const}$). С учетом этих допущений синхронная частота на секции в процессе выбега определяется из соотношения:

$$\omega(t) = \frac{\sum_{i=1}^n T_{mi} S_{ni} \omega_i(t)}{\sum_{i=1}^n T_{mi} S_{ni}}. \quad (1)$$

где S_{ni} — номинальная полная мощность i -го двигателя; $\omega_i(t)$ — частота вращения i -го двигателя в момент времени t при индивидуальном выбеге; n — число двигателей, участвующих в групповом выбеге.

Если первое допущение, на котором основан вывод выражения (1), выполняется всегда, то второе в ряде случаев может не выполняться. В частности, скорости изменения частоты вращения синхронных и асинхронных двигателей в процессе группового выбега могут различаться (например, кривые 2 и 3, рис. 3). Для 5-го варианта исходных данных табл. 1 погрешность в определении частоты по (1) составляет 13% к моменту времени $t=3$ с (кривые 3 и 5, рис. 3).

Погрешность способа эквивалентирования при расчетах синхронной частоты выбега по (1) зависит от отношения механических постоянных времени синхронных и асинхронных двигателей и возрастает при увеличении этого отношения.

5. Синхронный групповой выбег двигателей может иметь место только в том случае, если электромагнитный момент каждого двигателя, обусловленный обменом электромагнитной мощностью между ними, достаточен для поддержания синхронной частоты выбега, следовательно, граница существования синхронного группового выбега определяется

неравенством:

$$|M_{\partial i}| \leq M_{\max i} \quad (i=1, 2, \dots, n), \quad (2)$$

где $M_{\partial i}$ — требуемый для существования синхронного выбега электромагнитный момент i -го двигателя; $M_{\max i}$ — максимально возможный электромагнитный момент i -го двигателя, определяемый параметрами двигателя и параметрами процесса выбега; при синхронной частоте вращения в зависимости от параметров двигателя величина M_{\max} изменяется в пределах 2—3 о. е.

Требуемый для существования синхронного выбега электромагнитный момент по способу эквивалентирования (1) можно выразить в виде

$$M_{\partial i} = M_{ni} - T_{mi} \frac{\sum_{j=1}^n S_{nj} M_{nj}}{\sum_{j=1}^n S_{nj} T_{mj}}, \quad (3)$$

где T_{mi} , S_{ni} , M_{ni} — механическая постоянная времени, номинальная мощность и момент нагрузки i -го двигателя.

Из (2) и (3) следует, что существование и продолжительность синхронного группового выбега зависят не только от остаточного напряжения на потерявшей питание секции [Л. 1], но и от соотношения между параметрами двигателей, участвующих в групповом выбеге. В частности, область существования синхронного выбега для двух двигателей при условии их одинаковой загрузки $M_{n1} = M_{n2} = M_n$ в соответствии с (2) и (3) выражается в виде неравенства:

$$|M_{\partial 1}| = \left| M_n \frac{T_{m1}/T_{m2} - 1}{1 + T_{m1}/T_{m2} \cdot S_{n1}/S_{n2}} \right| \leq M_{\max 1}.$$

Например, при соотношениях между параметрами двигателей: $T_{m1}/T_{m2}=9$; $S_{n2}/S_{n1}=9$ и $M_n=0,9$ имеем $M_{\partial 1}=3,6$, в то время как $M_{\max 1}=2-3$. Следовательно, синхронный выбег этих двух двигателей невозможен даже вначале процесса группового выбега, что подтверждается результатами расчетов по исходным данным варианта 3 в табл. 2 (см. рис. 4).

6. Характер изменений остаточного напряжения на секции и частоты вращения двигателей в области существования синхронного группового выбега

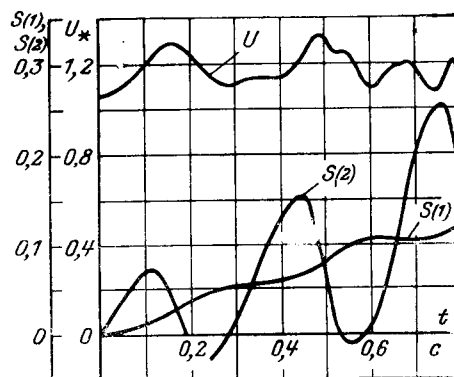


Рис. 5. Процесс группового синхронного выбега двух синхронных двигателей при $T_{m1}/T_{m2}=10$ (вариант 2 табл. 2).

зависит от отношения между механическими постоянными времени отдельных агрегатов с синхронными двигателями. При значительном отличии этих постоянных в процессе выбега имеет место качание двигателя с меньшей механической постоянной времени относительно двигателя с большей механической постоянной времени. При этом за счет периодического изменения перетоков мощностей между двигателями в отдельные моменты времени возможно существенное увеличение остаточного напряжения на секции. Так, для варианта исходных данных 2 табл. 2 уровень остаточного напряжения достигает $1,3U_n$ (рис. 5).

7. Характер изменения частоты напряжения при выбеге зависит от показателя γ , характеризующего момент механизма, и совпадает с данными [Л. 1 и 3].

8. Результаты расчетов хорошо согласуются с опытными данными, полученными при многочисленных исследованиях процессов группового выбега на предприятиях химической промышленности.

Приложение. Уравнения процесса группового выбега и краткая характеристика программы расчета. Обозначим через N и M соответственно число синхронных и асинхронных двигателей, участвующих в групповом выбеге. Выбег каждого двигателя определяется уравнениями электромеханических и электромагнитных процессов. Уравнение электромеханических процессов синхронного двигателя в режиме синхронного выбега можно представить в виде:

$$T_{mi} \frac{d^2 \delta_i}{dt^2} = M_{ni} - M_{ci}, \quad (\text{П-1})$$

где T_{mi} — механическая постоянная времени i -го агрегата «двигатель — механизм», с; δ_i — угол сдвига между синхронной э. д. с. E_{qi} и напряжением электрической системы, рад; M_{ni} — момент, развиваемый механизмом i -го двигателя, о. е.; M_{ci} — электромагнитный синхронный момент i -го двигателя, о. е.

Момент сопротивления различных механизмов в общем случае достаточно полно отражается следующей зависимостью [Л. 1 и 3]:

$$M_{ni} = M_{oi} + (k_{zi} - M_{oi}) \omega_i^{\gamma_i}, \quad (\text{П-2})$$

где M_{oi} — момент сопротивления механизма при скорости $\omega = 0$, о. е.; k_{zi} — коэффициент загрузки двигателя в синхронном режиме, о. е.; $\omega_i = 1 - s_i$ — частота вращения i -го двигателя (s_i — его скольжение); γ_i — показатель, характеризующий степень зависимости момента механизма от частоты его вращения.

Синхронный электромагнитный момент i -го двигателя

$$M_{ci} = \frac{P_{ci}}{\omega_i}, \quad (\text{П-3})$$

где P_{ci} — мощность, потребляемая двигателем в синхронном режиме [Л. 4];

$$P_{ci} = \frac{E_{qi} U}{x'_{di} \omega_i} \sin \theta_i - \frac{U^2}{2} \frac{x_{qi} - x'_{di}}{x_{qi} x'_{di} \omega_i} \sin 2\theta_i, \quad (\text{П-4})$$

где E_{qi} — переходная э. д. с. i -го двигателя по продольной оси; U — напряжение на секции, потерявшей связь с электрической системой; θ_i — угол сдвига между синхронной э. д. с. E_{qi} и напряжением на секции.

Уравнение электромагнитных переходных процессов синхронного двигателя можно представить в виде:

$$T_{di} \frac{dE'_{qi}}{dt} + E'_{qi} \frac{r_{x_{di}}}{x'_{di}} - U \frac{x_{di} - x'_{di}}{x'_{di}} \cos \theta = k_i \omega_i U_{fi}, \quad (\text{П-5})$$

где T_{di} — постоянная времени обмотки возбуждения i -го синхронного двигателя при разомкнутой обмотке статора, с;

U_{fi} — напряжение возбудителя синхронного двигателя; $k_i = \frac{E_{qi}(-0)}{U_{fi}}$ — кратность синхронной э. д. с. двигателя в исходном режиме к напряжению на обмотке возбуждения ротора, при котором напряжение статора на холостом ходу равно номинальному.

Напряжение электромагнитного возбудителя в относительных единицах достаточно точно определяется соотношением [Л. 3]:

$$U_{fi} = \frac{1,4 I_{ni} \omega_i}{1 + 0,4 I_{ni}}, \quad (\text{П-6})$$

где I_{ni} — ток в обмотке возбуждения возбудителя, о. е.

Из (6) следует, что уравнение электромагнитного возбудителя, расположенного на валу двигателя, без учета переходных процессов в возбудителе, имеет вид:

для возбудителя с самовозбуждением

$$U_{fi} = \begin{cases} 3,5 \omega_i - 2,5 R_{b.vi}; \\ 0, \text{ если } \omega_i \leq \frac{2,5 R_{b.vi}}{3,5}; \end{cases} \quad (\text{П-7})$$

для возбудителя с независимым возбуждением от выпрямительной установки

$$U_{fi} = U_{oi}, \quad (\text{П-7'})$$

где $R_{b.vi}$ — активное сопротивление в цепи возбудителя, о. е.; U — напряжение на шинах, от которых получает питание выпрямительная установка.

В случае отдельно стоящего электромагнитного возбудителя

$$U_{fi} = U. \quad (\text{П-8})$$

Для учета внешних характеристик различных схем управляемых выпрямителей на тиристорах, применяемых в качестве возбудителей, можно воспользоваться расчетными формулами, приведенными в [Л. 5].

Уравнение электромеханических переходных процессов асинхронного двигателя аналогично (1):

$$T_{mj} \frac{d\omega_j}{dt} = M_{aj} - M_{nj} = \frac{P_{aj}}{\omega} - M_{nj}, \quad (\text{П-9})$$

где ω — частота напряжения на секции, потерявшей питание;

$$\omega = \sum_{i=1}^N \omega_i / N. \quad (\text{П-10})$$

Электромагнитная мощность асинхронного двигателя [Л. 1]

$$P_{aj} = \frac{2b_{nj} U^2 s_{kj} s_j}{s_j^2 \omega_j^2 + s_j^2 s_{kj}}, \quad (\text{П-11})$$

где b_{nj} — кратность максимального момента; s_{kj} — критическое скольжение двигателя; s_j — скольжение двигателя.

Электромагнитные переходные процессы в асинхронном двигателе протекают более чем на порядок быстрее, чем в синхронных, поэтому при совместном выбеге синхронных и асинхронных двигателей электромагнитные процессы в последних можно не учитывать.

Кроме дифференциальных уравнений переходных процессов в синхронных и асинхронных двигателях процесс группового выбега характеризуется также следующими алгебраическими уравнениями связи, являющимися уравнениями баланса активной и реактивной мощности на потерявшей питание секции:

$$\left. \begin{aligned} \sum_{i=1}^N P_{ci} + \sum_{j=1}^M P_{aj} &= 0; \\ \sum_{i=1}^N Q_{ci} + \sum_{j=1}^M Q_{aj} &= 0. \end{aligned} \right\} \quad (\text{П-12})$$

Реактивную мощность синхронного и асинхронного двигателей соответственно можно представить в виде:

$$Q_{ci} = \frac{U^2}{x_{qi}\omega_i} - \frac{E'_{qi}U}{x'_{di}\omega_i} \cos \theta_i + \frac{U^2 (x_{qi} - x'_{di})}{x_{qi}x'_{di}\omega_i} \cos^2 \theta_i; \quad (\text{П-13})$$

$$Q_{aj} = \frac{k_{xj}U^2}{\omega} + \frac{P_{aj}s_j\omega}{s_{kj}}, \quad (\text{П-14})$$

где k_{xj} — кратность тока холостого хода асинхронного двигателя.

При групповом выбеге имеют место следующее очевидное соотношение для синхронных двигателей:

$$\theta_i - \theta_i = \delta_i - \delta_i; \quad i=1, 2, \dots, N. \quad (\text{П-15})$$

Уравнения (1)–(15), полностью определяющие параметры процесса группового выбега, и положены в основу алгоритма расчета этого процесса.

Алгоритм реализуется в следующей последовательности. Вначале осуществляется решение алгебраических уравнений (12) и (15), в ходе которого определяется напряжение U и углы θ_i в первый момент после потери электрической связи секции с системой. Решение системы осуществляется по итерационному методу Гаусса — Зейделя с ускорением сходимости итерационного процесса. Затем по методам численного интегрирования (улучшенный метод Эйлера) находится решение дифференциальных уравнений (1), (5) и (9) переходных процессов в двигателях на первом шаге интегрирования. Далее алгоритм циклически повторяется для второго, третьего и т. д. шагов интегрирования.

Сформулированный алгоритм реализован в виде программы² расчета группового выбега на ЦВМ «МИР-1». Ре-

зультатами расчетов являются следующие временные зависимости: для секции в целом — $U(t)$, $\omega(t)$; для синхронных двигателей — $P_{ci}(t)$, $Q_{ci}(t)$, $E'_{qi}(t)$, $s_i(t)$, $\omega_i(t)$, $\theta_i(t)$; для асинхронных двигателей — $P_{aj}(t)$, $Q_{aj}(t)$, $\omega_j(t)$, $s_j(t)$.

Программа позволяет осуществлять расчет процесса группового выбега секции, для которой $1 \leq N \leq 4$; $M \leq 6$.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Сыромятников И. А. Режимы работы синхронных и асинхронных электродвигателей. М., Госэнергоиздат, 1963. 528 с.
2. Павлюк К., Беднарек С. Пуск и асинхронные режимы синхронных двигателей. М., «Энергия», 1971. 271 с.
3. Голоднов Ю. М., Хоренян А. Х. Самозапуск электродвигателей. М., «Энергия», 1974. 144 с.
4. Веников В. А. Переходные электромеханические процессы в электрических системах. М., «Высшая школа», 1970. 472 с.
5. Глебов И. А., Логинов С. И. Системы возбуждения и регулирования синхронных двигателей. М., «Энергия», 1972.

[9.9.1976]

² Разработанная универсальная программа позволяет рассчитывать: параметры исходного режима и процесс выбега двигателей секции при внешнем коротком замыкании; процесс группового выбега двигателей после отключения короткого замыкания; процесс группового самозапуска двигателей после восстановления питания.

Однако, поскольку темой настоящей статьи является анализ процесса группового выбега после отключения короткого замыкания, здесь приведены алгоритм программы и ее характеристики только для этой части.

УДК 62-52.531.3

Динамика релейных систем регулирования с отрицательным гистерезисом

Доктор техн. наук, проф. НЕТУШИЛ А. В., канд. техн. наук БУРЛЯЕВ В. В.

Москва

Гистерезис в индуктивных и резистивных элементах электрических цепей, а также в преобразователях сигналов имеет свои специфические особенности. В индуктивных элементах положительный гистерезис связан с поглощением, а отрицательный — с генерированием электроэнергии. В резистивных элементах знак гистерезиса вольт-амперной характеристики не связан с поглощением или генерированием электроэнергии, а определяет индуктивный или емкостный характер свойств этого элемента, т. е. отставание или опережение тока относительно напряжения. В устройствах, преобразующих сигнал, знак гистерезиса является показателем фазового сдвига сигнала на выходе по отношению к сигналу на входе. При положительном гистерезисе выходной сигнал отстает от входного, а при отрицательном его опережает.

Если положительный гистерезис в релейных элементах возникает естественно за счет различия в напряжениях срабатывания и отпускания реле, то релейные элементы с отрицательным гистерезисом создаются искусственно, путем синтеза соответствующих релейных схем. Релейные элементы с отрицательным гистерезисом впервые были рассмотрены Л. С. Гольдфарбом [Л. 1] и исследо-

ваны А. А. Андроновым и А. С. Алексеевым в связи с задачами двухпозиционного регулирования [Л. 2]. Значительно позже исследование этих элементов было проведено Р. Хершелем [Л. 3], а затем Ямашита Сунао [Л. 4]. Применение таких элементов является эффективным способом повышения качества двухпозиционного регулирования [Л. 5 и 6]. Как показано в [Л. 7 и 8], они могут быть двух типов: с постоянной шириной

$$z(x) = \begin{cases} -B, & \text{если } x < -A; \\ +B, & \text{если } -A \leq x \leq A, \text{ и до этого было } x < -A; \\ -B, & \text{если } -A \leq x \leq A, \text{ и до этого было } x > A; \\ +B, & \text{если } x > A, \end{cases} \quad (1)$$

и переменной шириной гистерезиса

$$z(x) = \begin{cases} -B, & \text{если } x < -A, \\ +B, & \text{если } -A \leq x \leq A \text{ и } \frac{dx}{dt} > 0; \\ -B, & \text{если } -A \leq x \leq A \text{ и } \frac{dx}{dt} < 0; \\ +B, & \text{если } x > A, \end{cases} \quad (2)$$

где $2A$ — ширина зоны гистерезиса; $\pm B$ — уровни выходного сигнала релейного элемента; x, z — входной и выходной сигналы соответственно.

Как видно из (1) и (2), различия в работе этих элементов проявляются, когда амплитуда входного сигнала меньше ширины зоны гистерезиса. В этом случае в релейном элементе 1-го типа переключения отсутствуют и выходной сигнал имеет значения $+B$ или $-B$ в зависимости от предшествующего состояния, а в элементе 2-го типа переключения возникают и зависят от перемены знака производной входного сигнала.

Два способа получения таких элементов с помощью поляризованных реле и виды их характеристик приведены в [Л. 8].

Другие схемы релейных элементов с отрицательным гистерезисом, в том числе на решающих усилителях, полупроводниковых приборах, электропневматических устройствах и др., приведены в [Л. 3—5 и 11].

Рассмотрим, как влияет на динамику регулирования применение таких элементов в системах управления объектами второго порядка при наличии запаздывания (рис. 1, а).

Представим типовую передаточную функцию объекта без самовывравнивания в виде:

$$W(p) = \frac{k}{p(1+pt)} e^{-p\tau}, \quad (3)$$

где k, T — коэффициент усиления и постоянная времени объекта; τ — время запаздывания.

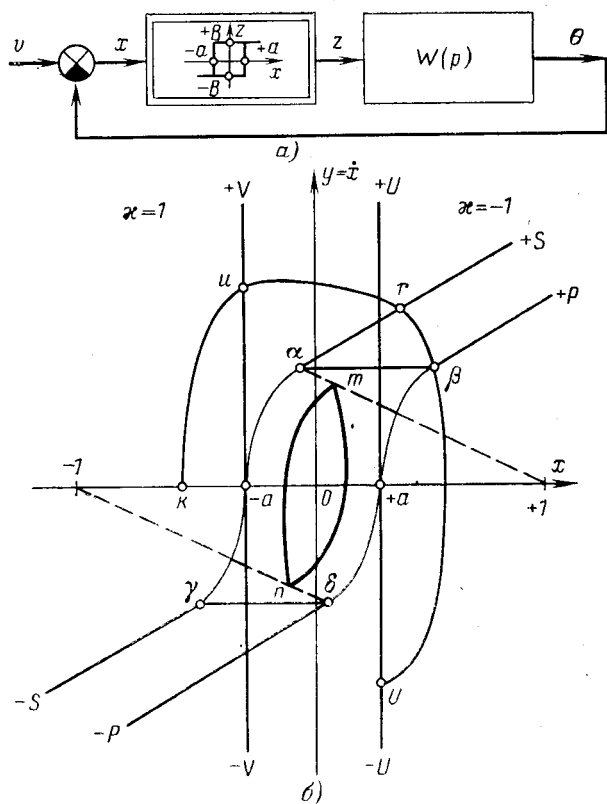


Рис. 1. Структурная схема (а) и фазовые траектории (б) системы регулирования с отрицательным гистерезисом.

Вводя относительные координаты $\bar{t} = \frac{t}{T}$, $\bar{x} =$

$$= \frac{x}{kBT}, \quad a = \frac{A}{kBT}, \quad \bar{z} = \frac{z}{B}$$

и опуская в дальнейшем черту над обозначениями координат, напишем дифференциальное уравнение системы без учета запаздывания:

$$\ddot{x} + \dot{x} + z(x) = 0, \quad (4)$$

где $z(x) = \pm 1$ и выражаются уравнениями (1) или (2) для $B=1$ и $A=a$. Обозначая $\kappa = -z(x)$ и $y = \dot{x}$, вместо (4) будем иметь:

$$\left. \begin{aligned} \dot{y} + y &= \kappa; \\ \dot{x} &= y. \end{aligned} \right\} \quad (5)$$

Интегрирование (5) дает:

$$y = y_0 e^{-t} + \kappa(1 - e^{-t}), \quad (6)$$

где $y_0 = y(0)$, и

$$x = x_0 + y_0(1 - e^{-t}) + \kappa(t + e^{-t} - 1), \quad (7)$$

где $x_0 = x(0)$.

Исключая t из (6) и (7), получаем уравнение фазовых траекторий:

$$x = x_0 + y_0 - y + \kappa \ln \frac{y_0 - \kappa}{y - \kappa}. \quad (8)$$

Рассмотрим фазовую плоскость x, y (рис. 1, б). Если для элемента 1-го типа имеются четыре линии переключения $(-a, +V)$, $(-a, -V)$, $(a, +U)$, $(a, -U)$, то при наличии гистерезиса переменной ширины добавится еще одна линия переключения $(a, -a)$. Для систем с запаздыванием эти отрезки прямых не будут действительными линиями переключения. Из-за запаздывания переключение произойдет через τ [с], например, в точке r , а не в точке u . Уравнение новой линии переключения $(a, +S)$, начинающейся в точке α [Л. 9]:

$$y = \frac{e^{-\tau}}{1 - e^{-\tau}} (x + a - \tau) + 1. \quad (9)$$

Рассуждая аналогично для прямых $(a, +U)$, $(-a, -V)$ и $(a, -U)$, получим все четыре новых линии переключения с учетом запаздывания $(\alpha, +S)$, $(\beta, +P)$, $(\gamma, -S)$ и $(\delta, -P)$. Вместо дополнительной линии переключения $(a, -a)$ для гистерезиса переменной ширины будем иметь две новых линии переключения в виде отрезков прямых (α, β) и (γ, δ) . Таким образом, движение системы с переменной шириной гистерезиса будет зависеть от попадания фазовой траектории на шесть возможных линий переключения.

Анализ движений в системах, обладающих гистерезисом, проводят обычно на фазовой плоскости, состоящей из нескольких листов «сшитых» между собой по особым правилам [Л. 10]. Рассмотрим движение изображающей точки на фазовой плоскости для двух случаев отрицательного гистерезиса, представляя фазовую плоскость в виде двух прямоугольных листов с различными интегральными кривыми, причем переходы точки с одного листа на другой происходят без изменения ее координат.

Гистерезис постоянной ширины. На каждом листе (рис. 2) изменением наклона штриховки указа-

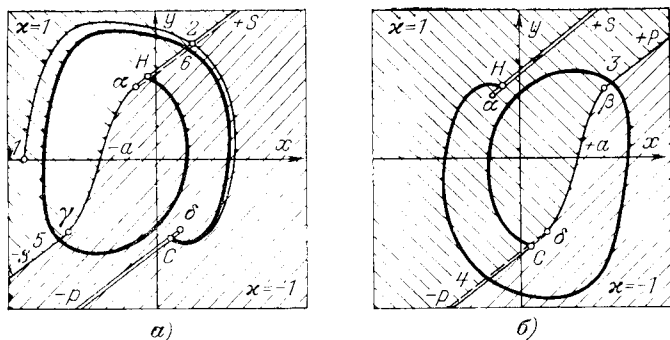


Рис. 2. Двухлистная фазовая плоскость для отрицательного гистерезиса постоянной ширины.

ны области двух различных значений χ . Границей областей служат линии переключения, например, для листа 1 (рис. 2,а) (α , $+S$) и (γ , $-S$) и куски фазовых траекторий (α , γ). Место перехода с одного листа на другой показано двойной линией. Образно говоря, его можно представить в виде щели (δ , $-P$), в которую «проваливается» изображающая точка, переходя с листа 1 на лист 2 (рис. 2,б), при условии, что координаты листа 1 совпадают с координатами листа 2. След щели (δ , $-P$) листа 1 на листе 2 обозначен пунктиром. Пусть начальные условия соответствуют точке 1 на листе 1, тогда согласно (1) и (8) изображающая точка будет двигаться по фазовой траектории 1—2. В точке 2 произойдет изменение знака χ , и дальнейшее движение будет осуществляться по траектории 2—С; в точке С изображающая точка перейдет на лист 2 и далее будет двигаться по траектории С—3—4—Н. В точке Н вновь произойдет переход на лист 1, двигаясь по которому (траектория Н—5—6) изображающая точка выходит на сложный предельный цикл С—3—4—Н—5—6—С, соответствующий при ширине гистерезиса рис. 2 трем колебаниям за период (полигармонические колебания). Эти колебания, как показал А. С. Алексеев [Л. 2], являются, как правило, нежелательными при работе систем автоматического регулирования.

Интересно установить максимальное значение ширины зоны гистерезиса, при котором еще устанавливается простой предельный цикл (одно колебание за период). Для этого воспользуемся методом точечных преобразований [Л. 8 и 10]. Найдем отображение точки u в точку v (рис. 1,б). Оно состоит из преобразований точки u в точку r и точки r в точку v . Из (6)—(8) имеем:

$$\left. \begin{aligned} y_r &= ue^{-\tau} - e^{-\tau} + 1; \\ x_r &= -a + u - y_r + \ln \frac{u-1}{y_r-1}; \\ a &= x_r + y_r + v - \ln \frac{1+y_r}{1-v}, \end{aligned} \right\} \quad (10)$$

откуда

$$2a - 2\tau - u + \ln(u + 2e^{\tau} - 1) = v + \ln(1 - v) \quad (11)$$

или

$$F_1(u, a, \tau) = F_2(v).$$

Для нахождения параметров простых автоколебаний надо решить уравнение (11) при заданных значениях a и τ , полагая $u=v$. Это можно сделать, например, графически [Л. 10]. В качестве примера на рис. 3 построены кривые F_1 , F_2 при $\tau=0,5$, где u и v за счет нормировки могут изменяться от 0 до 1. Точка 1 пересечения F_1 и F_2 определяет параметры простых автоколебаний в случае идеального реле, т. е. при $a=0$. При наличии отрицательного гистерезиса кривая F_1 перемещается вверх, положительного — вниз в зависимости от ширины зоны гистерезиса a . При некоторых значениях a возможны два предельных цикла (точки 2 и 4). Точка 3 является предельной точкой существования простых движений в системе. В этой точке

$$\left. \begin{aligned} \frac{dF_1}{du} &= \frac{dF_2}{dv}; \\ F_1(u) &= F_2(v). \end{aligned} \right\} \quad (12)$$

Решая (12), получаем:

$$\left. \begin{aligned} u_m &= 1 - e^{-\tau} + \sqrt{e^{\tau}(e^{\tau} - 1)}; \\ a_m &= \tau + u_m + \frac{1}{2} \ln(1 - u_m) - \\ &\quad - \frac{1}{2} \ln(2e^{\tau} + u_m - 1). \end{aligned} \right\} \quad (13)$$

Подставляя полученные выражения в исходные уравнения (6)—(8), можно определить предельные значения амплитуды и периода простых автоколебаний:

$$x_m = -a_m + \tau + u_m - \ln(u_m e^{-\tau} + 2 - e^{-\tau}); \quad (14)$$

$$T_m = 2[\tau + \ln(u_m e^{-\tau} + 2 - e^{-\tau}/(1 - u_m))]. \quad (15)$$

При дальнейшем увеличении ширины зоны гистерезиса $a > a_m$ пересечения кривых F_1 и F_2 отсутствуют, и в системе возникают сложные периодические движения, подобные показанным на рис. 2.

Гистерезис переменной ширины. Пусть и в этом случае движение начинается в точке 1 листа 1 (рис. 4,а), а ширина гистерезиса такая же, как и на рис. 2. Тогда согласно уравнениям (2) и (8) изображающая точка будет двигаться по траекто-

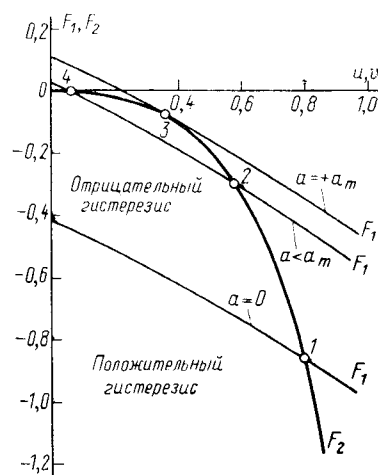


Рис. 3. К расчету параметров автоколебаний методом точечных отображений.

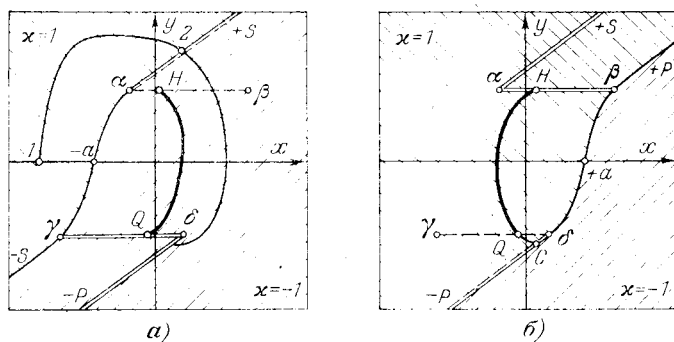


Рис. 4. Двухлиственная фазовая плоскость для отрицательного гистерезиса переменной ширины.

рии $1-2-C$, затем в точке C она перейдет на лист 2 (рис. 4, б) и далее по траектории $C-Q-H$ дойдет до точки H . Здесь снова произойдет переход на лист 1 и дальнейшее движение будет осуществляться по траектории $H-Q$, причем в точке Q вновь произойдет переход на лист 2. Как видно из рисунка, в системе устанавливается простой предельный цикл $H-Q-H$, соответствующий переключениям реле внутри зоны гистерезиса. Проводя несложные замены в уравнениях (6), (8) и (9), можно определить амплитуду и период автоколебаний в предельном цикле:

$$x_n = 0,5[\tau - \ln(2 - e^{-\tau})]; \quad (16)$$

$$T_n = 2[\tau + \ln(2 - e^{-\tau})]. \quad (17)$$

Исследование системы с самовыравниванием для объекта с передаточной функцией

$$W(p) = \frac{k}{(1 + pT_1)(1 + pT_2)} e^{-p\tau} \quad (18)$$

и отрицательным гистерезисом постоянной ширины подробно проведено в [Л. 2]. При использовании элемента с переменной шириной гистерезиса сложные периодические движения в системе не возникают, и устанавливается предельный цикл $m-n-m$ (рис. 1, б). Формулы для расчета параметров автоколебаний, полученные методом точечных преобразований, в этом случае достаточно сложны. Гораздо проще использовать для этих целей уравнения гармонического баланса [Л. 8]. Расчеты на ЦВМ показали, что при $T_2/T_1 = 0,2-1$ и $\tau/T_1 = 0,1-1$ относительная ошибка определения частоты и амплитуды автоколебаний точным и приближенным методами не превышает 10%, что вполне приемлемо для практических задач.

Двухпозиционные регуляторы получили наибольшее распространение для автоматического регулирования физических величин — расхода, давления и особенно температуры. На рис. 5 приведена диаграмма колебаний температуры в электропечи, возникающих в системе регулирования по схеме рис. 1, а при использовании различных видов двухпозиционных регуляторов: I — с положительным гистерезисом при $a = a_m$; II — при $a = 0$ (идеальное реле); III — с отрицательным гистерезисом постоянной ширины при $a = a_m$; IV — с отрицатель-

ным гистерезисом переменной ширины при $a = a_m$; V — с отрицательным гистерезисом постоянной ширины при $a > a_m$.

Температура регулировалась с помощью автоматического самопишущего потенциометра АСП-8410 с встроенным трехпозиционным регулятором. При этом из встроенного регулятора использовались лишь два переключающих контакта, а третий был отключен. Для получения сигнала, пропорционального производной от регулируемой величины, использовалось напряжение с выхода усилителя автопотенциометра, которое подавалось на фазовый детектор, нагруженный на поляризационное реле. Ширина зоны гистерезиса устанавливалась контактами встроенного в АСП регулятора.

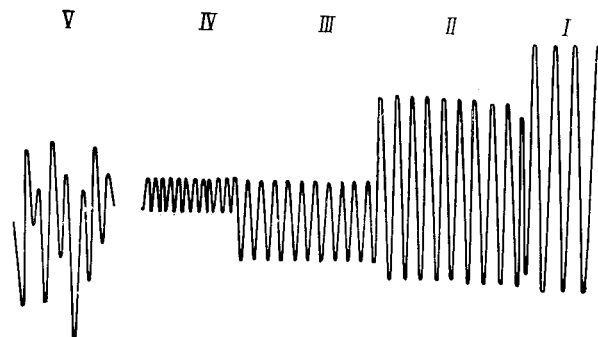


Рис. 5. Диаграмма колебаний температуры в электропечи при разных формах гистерезиса.

Как видно из рис. 5, элемент с отрицательным гистерезисом переменной ширины позволяет уменьшить амплитуду колебаний температуры в электропечи по сравнению с положительным гистерезисом в 7 раз, с идеальным реле — в 5 раз, с отрицательным гистерезисом постоянной ширины — более чем в 2 раза. На этом же рисунке видны сложные колебания температуры, возникающие в том случае, когда ширина зоны гистерезиса постоянной ширины больше предельной.

Выводы. 1. Применение многолистной фазовой плоскости позволяет достаточно наглядно рассмотреть сложные движения, возникающие в системах регулирования с отрицательным гистерезисом постоянной ширины, а также оценить максимальное значение ширины зоны гистерезиса, при котором устанавливается простой предельный цикл автоколебаний.

2. Анализ на фазовой плоскости систем с отрицательным гистерезисом переменной ширины показывает, что в этом случае не возникает сложных периодических движений, т. е. они обладают определенным преимуществом перед системами с постоянной шириной зоны гистерезиса, рассмотренными, например, в [Л. 3 и 4].

3. Практическое применение релейных элементов с отрицательным гистерезисом переменной ширины наиболее перспективно для повышения качества регулирования [Л. 11] и определения динамических характеристик промышленных объектов в производственных условиях [Л. 12].

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Гольдфарб Л. С. К вопросу теории вибрационных регуляторов. — «Автоматика и телемеханика», 1948, № 6, т. IX.
2. Алексеев А. С. Двухпозиционный регулятор с зоной опережения. — В кн.: Памяти А. А. Андропова. Изд. АН СССР, 1955.
3. Herschel R. Zweipunkt — Temperaturregelung. — «Regelungstechnische Praxis», 1959, № 1—2.
4. Yamashita Sunao. On-off control action improved by reverse hysteresis. — «J. Soc. Inst. and Cont. Eng.», 1963, vol. 2, № 3.
5. Цыпкин Я. З. Релейные автоматические системы. М., «Наука», 1974.
6. Нетушил А. В., Бурляев В. В., Ишмаева Э. Ф. Регулирующее устройство с релейной характеристикой. А. С. № 304552 (СССР). Оpubл. в бюл. — «Изобретения. Пром. образцы. Товарные знаки», 1971, № 17.
7. Нетушил А. В. Автоколебания в системах с отрицательным гистерезисом. — В кн.: Труды V Международной конференции по нелинейным системам. Изд. АН УССР, 1970, т. 3.
8. Теория автоматического управления. Под ред. А. В. Нетушила. М., «Высшая школа», 1972, ч. 2.
9. Горская Н. С., Крутова И. Н., Рутковский В. Ю. Динамика нелинейных механизмов. Изд. АН СССР, 1959.
10. Воронов А. А. Основы теории автоматического управления. М., «Энергия», 1966, ч. 2.
11. Нетушил А. В., Бурляев В. В., Юрин А. Н. Пневматический двухпозиционный регулятор с отрицательным гистерезисом переменной ширины. — «Автоматизация химических производств», 1970, вып. 5.
12. Нетушил А. В., Бурляев В. В., Чупахин А. С. К определению параметров объектов по автоколебательным режимам регулирования. — «Известия вузов. Электромеханика», 1975, № 8.

[17.3.1975]

УДК 621.314.2.004.6.001.24

Анализ аварийных режимов преобразователей с учетом подмагничивания трансформатора

Канд. техн. наук ЯКИМФЦ И. В., инж. КОЧКИН В. И.

Москва

Учет подмагничивания силового трансформатора при расчете аварийных режимов преобразователя является весьма существенным, особенно при авариях внутри самого преобразователя. Основные виды таких аварий — двухфазное опрокидывание инвертора и обратное зажигание или пробой защитных промежутков вентиля выпрямителя.

Двухфазное опрокидывание инвертора обычно связано с исчезновением управляющих импульсов в ветви преобразователя и в случае отказа защит или шунтирующих устройств может длиться несколько секунд. Поскольку при двухфазном опрокидывании трансформатор подмагничивается только нагрузочным током, то значительных динамических усилий, связанных с некомпенсированием ампер-витков, не возникает. Однако насыщение стали трансформатора вызывает увеличение намагничивающего тока, что может привести к ложному срабатыванию максимальной или дифференциальной защит, способствуя тем самым развитию аварии.

Обратное зажигание или пробой вентиля приводит к короткому замыканию через поврежденный вентиль и связанную с ним фазу вторичной обмотки трансформатора остальных, работающих в данный момент фаз. Наличие в сердечнике такой фазы некомпенсированной составляющей ампер-витков является причиной резкого возрастания электродинамических усилий, действующих на обмотки, что может привести к значительному повреждению трансформатора [Л. 1]. Знание характера и значения изменения тока при обратном зажигании вентиля выпрямителя необходимо при конструировании

трансформатора преобразователя, для контроля нагрузочной способности вентиля и правильного выбора элементов защитных устройств.

Анализу токораспределения в аварийных режимах преобразователя посвящен ряд работ [Л. 2 и 3], в которых исследовались электромагнитные процессы при опрокидывании и обратных зажиганиях в трехфазных схемах, причем влияние коэффициента взаимной индукции трансформатора не учитывалось. Поскольку изменение магнитной проницаемости сердечника является одним из основных факторов, определяющих характер переходного процесса при двухфазном опрокидывании инвертора и обратном зажигании выпрямителя, то анализ аварийного режима необходимо проводить на основе рассмотрения уравнений преобразователя, учитывающих коэффициенты взаимной индукции между фазами трансформатора.

Большое число исходных уравнений, переменные коэффициенты взаимной индукции, учет активных сопротивлений и намагничивающего тока делают расчет по мгновенным фазным переменным очень громоздким. В связи с этим преобразуем фазные переменные в комплексные на основе общего преобразования переменных, принятого в теории электрических машин с полупроводниковым коммутатором [Л. 4]. Комплексное преобразование позволяет упростить исходные уравнения с фазными переменными, разложив их на уравнения, составленные относительно комплексов токов, напряжений и потокоцеплений обмоток, а не фаз, и на ряд формул обратного преобразования. В соответствии с [Л. 4] уравнения преобразователя в комплексной

форме имеют следующий вид:

$$\left. \begin{aligned} \bar{V}_1 &= r_1 \bar{I}_1 + \frac{d\bar{\Psi}_1}{dt}; \\ \bar{V}_2 &= r_2 \bar{I}_2 + \frac{d\bar{\Psi}_2}{dt}; \\ \bar{\Psi}_1 &= L_{1s} \bar{I}_1 + \frac{n}{2} (M \bar{I}_1 + M \bar{I}_2) + \\ &+ \frac{1}{2} \sum_{k=1}^n e^{j2\alpha_{1k}} (M \bar{I}_1^* + M \bar{I}_2^*); \\ \bar{\Psi}_2 &= L_{2s} \bar{I}_2 + \frac{m}{2} (M \bar{I}_2 + M \bar{I}_1) + \\ &+ \frac{1}{2} \sum_{k=1}^m e^{j2\alpha_{2k}} (M \bar{I}_2^* + M \bar{I}_1^*), \end{aligned} \right\} \quad (1)$$

где M — максимальная взаимная индуктивность между фазами трансформатора; $\bar{I}_1, \bar{I}_2, \bar{V}_1, \bar{V}_2, \bar{\Psi}_1, \bar{\Psi}_2$ — результирующие вектора токов, напряжений и потокосцеплений обмоток трансформатора:

$$\left. \begin{aligned} \bar{I}_1 &= \sum_{k=1}^n i_{1k} e^{j\alpha_{1k}}, \quad \bar{I}_2 = \sum_{k=1}^m i_{2k} e^{j\alpha_{2k}}, \\ \bar{V}_1 &= \sum_{k=1}^n u_{1k} e^{j\alpha_{1k}}, \quad \bar{V}_2 = \sum_{k=1}^m u_{2k} e^{j\alpha_{2k}}, \\ \bar{\Psi}_1 &= \sum_{k=1}^n \psi_{1k} e^{j\alpha_{1k}}, \quad \bar{\Psi}_2 = \sum_{k=1}^m \psi_{2k} e^{j\alpha_{2k}}. \end{aligned} \right\} \quad (2)$$

В выражениях (2) $i_{1k} e^{j\alpha_{1k}}, i_{2k} e^{j\alpha_{2k}}, u_{1k} e^{j\alpha_{1k}}, u_{2k} e^{j\alpha_{2k}}, \psi_{1k} e^{j\alpha_{1k}}, \psi_{2k} e^{j\alpha_{2k}}$ — векторы фазных токов, напряжений и потокосцеплений. Модули векторов определяются мгновенными значениями токов, напряжений и потокосцеплений, а направления — расположением фаз на стержнях. Переход от комплексных переменных к мгновенным фазным производится в соответствии с числом одновременно работающих вентилей [Л. 4].

В комплексные уравнения преобразователя (1) входит коэффициент взаимной индукции M , значение которого меняется в зависимости от насыщения стали трансформатора. Для расчета этой зависимости удобно воспользоваться характеристиками, связывающими амплитуду 1-й гармоники индукции в стали B_{1m} и значение переменной составляющей H_{cp} при различной постоянной составляющей напряженности H_0 [Л. 5]. При вычислении усреднен-

ных значений функции $H_{cp} = f(B_{1m})$ при $H_0 = \text{const}$ в [Л. 5] не учитывалось явление гистерезиса и за исходную принималась основная кривая намагничивания, причем при сравнении расчетных данных с опытными точность вполне удовлетворяла требованиям практики.

На рис. 1 в относительных единицах построена кривая сопротивления взаимоиндукции трансформатора мощностью 20 тыс. кВт·А при подмагничивании схемной обмотки постоянным током.

Номинальное напряжение сетевой и схемной обмоток трансформатора — 10,4 и 84,3 кВ, номинальный ток сетевой обмотки 1100 А, ток холостого хода 10%. За базисные значения номинального тока и напряжения, приведенные к вторичной обмотке $u_6 = 119$ кВ, $I_6 = 192$ А, $z_6 = 620$ Ом, $t_6 = 1/314$ с. Сопротивления трансформатора (отн. ед.): $r_1 = 0,0024$, $r_2 = 0,0038$, $x_{1s} = x_{2s} = 0,045$.

При построении кривой принималось, что вольт-амперные характеристики трансформатора при различных токах подмагничивания следуют кривым намагничивания для стали Э 41 при соответствующих значениях H_0 . При этом пренебрегалось влиянием стыков магнитопровода, близостью бака и других металлических частей. Значения функции $H_{cp} = f(B_{1m})$ при $H_0 = \text{const}$ для сталей Э 41 и Э 42 толщиной 0,35 и 0,5 мм даны в [Л. 5]. При определении масштабов перехода от кривых намагничивания к вольт-амперным характеристикам считалось, что номинальному напряжению соответствует максимальная индукция в 1,35 Т. Соответствующая этой индукции напряженность при $H_0 = 0$ пропорциональна току холостого хода трансформатора и определяет масштаб тока. Сопротивление намагничивающей ветви трансформатора x_m получается делением номинального напряжения на фиксированное значение тока трансформатора при различных токах подмагничивания. Сопротивление намагничивающей ветви x_m соответствует сопротивлению трех фаз первичной обмотки и в 1,5 раза больше максимального сопротивления x_m между двумя фазами.

Наиболее подходящей эмпирической формулой для кривой 1 рис. 1 является экспонента

$$x_m = x_{mn} e^{-i_n/c}, \quad (3)$$

где x_{mn} — значение максимального сопротивления взаимоиндукции при подмагничивающем токе $i_n = 0$ и номинальном напряжении.

Значения постоянной c выбираются в соответствии с возможным диапазоном тока подмагничивания. Например, кривая 2 рис. 1 построена по формуле (3) и довольно точно повторяет кривую 1 в диапазоне подмагничивающего тока от 0 до 1. При выбранных базисных значениях в этом диапазоне находится ток подмагничивания инвертора в режиме двухфазного опрокидывания.

При расчете переходного процесса линия постоянного тока заменяется Т-образной схемой, включающей в себя как параметры реакторов, так и параметры линии, разнесенные по схеме [Л. 2]. Со стороны выпрямителя действует регулятор тока, поддерживающий постоянным выпрямленный ток $I_r = \text{const}$. При работе преобразователя в двухфазном режиме комплексное значение тока вторичной обмотки равно (рис. 2):

$$\left. \begin{aligned} \bar{I}_2 &= i_1 e^{j\alpha_1} + i_2 e^{j\alpha_2} = i (e^{j\alpha_1} - e^{j\alpha_2}); \quad i_1 = -i_2 = i; \\ \bar{I}_2^* &= i (e^{-j\alpha_1} - e^{-j\alpha_2}) = -\bar{I}_2 e^{-j(\alpha_1 + \alpha_2)}, \end{aligned} \right\} \quad (4)$$

где \bar{I}_2^* — сопряженное значение тока вторичной обмотки.

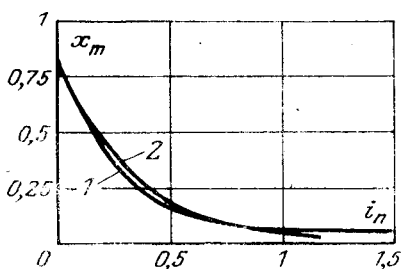


Рис. 1. Кривая сопротивления взаимоиндукции трансформатора.

С учетом (4) уравнения преобразователя (1) в операторной форме и относительных единиц будут иметь следующий вид:

$$\left. \begin{aligned} \bar{V}_1(p) + \bar{V}_{01}(p) &= Z_{11}\bar{I}_1(p) + Z_{12}\bar{I}_2(p); \\ \bar{V}_1^*(p) + \bar{V}_{01}^*(p) &= \bar{Z}_{11}^*\bar{I}_1^*(p) - \bar{Z}_{12}^*\bar{I}_2^*(p)e^{-j(\alpha_1+\alpha_2)}; \\ -\bar{V}_2(p) + \bar{V}_{02}(p) &= Z_{22}\bar{I}_2(p) + Z'_{21}\bar{I}_1(p) - \\ &\quad - Z'_{22}\bar{I}_2(p)e^{-j(\alpha_{21}+\alpha_{22})} + Z_{21}\bar{I}_1(p); \\ -\bar{V}_2^*(p) + \bar{V}_{02}^*(p) &= \bar{Z}_{22}^*\bar{I}_2^*(p)e^{-j(\alpha_{21}+\alpha_{22})} + \\ &\quad + \bar{Z}'_{21}\bar{I}_1^*(p) + \bar{Z}'_{22}\bar{I}_2^*(p) + \bar{Z}_{21}\bar{I}_1^*(p), \end{aligned} \right\} \quad (5)$$

где

$$Z_{11} = (p_1 + p)L_{11}; \quad Z_{12} = \frac{3}{2}pL_m; \quad Z_{21} = pL_m;$$

$$L_m = \frac{2}{3}L_\mu;$$

$$Z'_{21} = Z'_{22} = \frac{p}{2}(e^{j2\alpha_{21}} + e^{j2\alpha_{22}})L_m; \quad Z_{22} = (p_2 + p)L_{22};$$

$$L_{11} = L_{1s} + \frac{3}{2}L_m; \quad L_{22} = L_{2s} + L_m;$$

$$\rho_1 = \frac{r_1}{L_{11}}; \quad \rho_2 = \frac{r_2}{L_{22}};$$

L_μ — индуктивность намагничивающей ветви в схеме замещения трансформатора для симметричного режима; $\bar{V}_{01}(p)$; $\bar{V}_{02}(p)$ — напряжения, соответствующие начальным значениям токов в области изображений; $\bar{V}_1(p)$, $\bar{V}_2(p)$, $\bar{I}_1(p)$, $\bar{I}_2(p)$ — комплексы напряжений и токов первичной и вторичной обмоток в области изображений.

При работе преобразователя с трехфазной системой переменного тока

$$\bar{V}_1(p) = \frac{3}{2}u_m e^{j\psi} \frac{p}{p - j\omega}, \quad (6)$$

где u_m — максимальное значение приложенного к преобразователю напряжения; ψ — начальная фаза напряжений.

Комплексное значение напряжения вторичной обмотки в соответствии с рис. 2 равно:

$$\bar{V}_2(p) = \frac{1}{2}[Z_H\bar{I}_2(p) + \bar{U}] + \bar{U}_0, \quad (7)$$

где

$$Z_H = r_H + pL_H + \frac{1}{Cp}; \quad \bar{U} = u(e^{j\alpha_{21}} - e^{j\alpha_{22}});$$

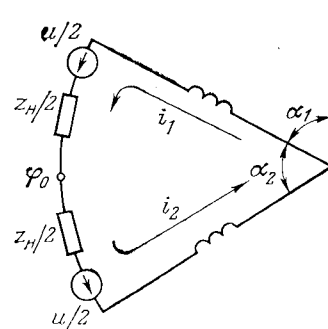
$$\bar{U} = -\bar{U}e^{-j(\alpha_{21}+\alpha_{22})}; \quad \bar{U}_0 = \varphi_0(e^{j\alpha_{21}} + e^{j\alpha_{22}}) = \\ = \bar{U}_0^*e^{j(\alpha_{21}+\alpha_{22})};$$

где r_H , L_H , C — активное сопротивление, индуктивность и емкость нагрузки, определяемые по Т-образной схеме замещения линии; u — постоянная составляющая напряжения инвертора перед его опрокидыванием; φ_0 — потенциал средней точки.

Для упрощения уравнений (5) и исключения из них потенциала средней точки проведем некоторые преобразования. Для этого запишем уравнения вторичной обмотки преобразователя в следующем виде:

$$-\frac{u}{2} - \bar{U}_0 + \bar{V}_{02}(p) = Z_{21}\bar{I}_1(p) + Z'_{21}\bar{I}_1^*(p) +$$

Рис. 2. Схема для определения нагрузочных токов преобразователя в двухфазном режиме.



$$+ (Z_{22} - Z'_{22}e^{-j(\alpha_{21}+\alpha_{22})} + \frac{Z_{11}}{2})\bar{I}_2(p); \quad (8)$$

$$-\frac{u}{2} - \bar{U}_0 + \bar{V}_{02}(p) = Z_{21}\bar{I}_1(p) + Z'_{21}\bar{I}_1^*(p) - \\ - (Z_{22} - Z'_{22}e^{j(\alpha_{21}+\alpha_{22})} + \frac{Z_H}{2})\bar{I}_2(p)e^{-j(\alpha_{21}+\alpha_{22})}. \quad (9)$$

Умножая (9) на $e^{j(\alpha_{21}+\alpha_{22})}$ и вычитая полученный результат из (8), получаем для вторичной обмотки преобразователя следующее уравнение:

$$\bar{V}_{02\Pi}(p) + \bar{U} = Z_{21\Pi}\bar{I}_{1\Pi}^*(p) + Z'_{21\Pi}\bar{I}_1(p) + Z_{22\Pi}\bar{I}_2(p), \quad (10)$$

где

$$\bar{V}_{02\Pi}(p) + \bar{U} = \bar{V}_{02}(p) - \bar{V}_{02}^*(p)e^{j(\alpha_{21}+\alpha_{22})};$$

$$Z'_{21\Pi} = -\frac{1}{2}pe^{j(\alpha_{21}+\alpha_{22})}L_{21\Pi}; \quad Z_{21\Pi} = \frac{1}{2}pL_{21\Pi};$$

$$Z_{22\Pi} = (\rho_{2\Pi} + p)L_{22\Pi} + \frac{1}{Cp}; \quad \rho_{2\Pi} = \frac{2r_2 + r_{1\Pi}}{L_{22\Pi}};$$

$$L_{22\Pi} = 2L_{2s} + 2L_m[1 - \cos(\alpha_{21} - \alpha_{22})] + L_H.$$

В результате проведенного преобразования число исходных уравнений сократилось до трех:

$$\begin{bmatrix} \bar{V}_1(p) + \bar{V}_{01}(p) \\ \bar{V}_1^*(p) + \bar{V}_{01}^*(p) \\ \bar{V}_{02\Pi}(p) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Z_{11} & Z_{12} & 0 \\ 0 & -Z_{12}e^{-j(\alpha_{21}+\alpha_{22})} & Z_{11} \\ Z_{21\Pi} & Z_{22\Pi} & Z'_{21\Pi} \end{bmatrix} \times \\ \times \begin{bmatrix} \bar{I}_1(p) \\ \bar{I}_2(p) \\ \bar{I}_1^*(p) \end{bmatrix}; \quad (11)$$

$$\bar{V}_{01}(p) = p(L_{11}\bar{I}_{01}(p) + L_{12}\bar{I}_{02}(p));$$

$$\bar{V}_{02}(p) = p\left(\frac{1}{2}L_{21\Pi}\bar{I}_{01}(p) + L_{22\Pi}\bar{I}_{02}(p) - \right. \\ \left. - \frac{1}{2}L_{21\Pi}e^{j(\alpha_{21}+\alpha_{22})}\bar{I}_{01}^*(p)\right).$$

Здесь $\bar{I}_{01}(p)$, $\bar{I}_{02}(p)$ — начальные значения комплексов тока первичной и вторичной обмоток.

Характеристическое уравнение системы (11) имеет вид:

$$\Delta = -\frac{L_{21\Pi}^2 L_{22\Pi} \sigma}{p} \left\{ p^4 + \frac{\rho_{2\Pi} + \rho_1(1 + \sigma)}{\sigma} p^3 + \right. \\ \left. + \left(\frac{2\rho_1 \rho_{2\Pi} + \rho_1^2}{\sigma} + \frac{1}{CL_{22\Pi} \sigma} \right) p^2 + \right. \\ \left. + \left(\frac{\rho_1^2 \rho_{2\Pi}}{\sigma} + \frac{2\rho_1}{CL_{22\Pi} \sigma} \right) p + \frac{\rho_1^2}{CL_{22\Pi} \sigma} \right\} = 0, \quad (12)$$

где $\sigma = 1 - \mu$ — коэффициент рассеяния обмоток силового трансформатора преобразователя; $\mu = \frac{L_{12}L_{21\Pi}}{L_{11}L_{22\Pi}}$ — коэффициент магнитной связи обмоток.

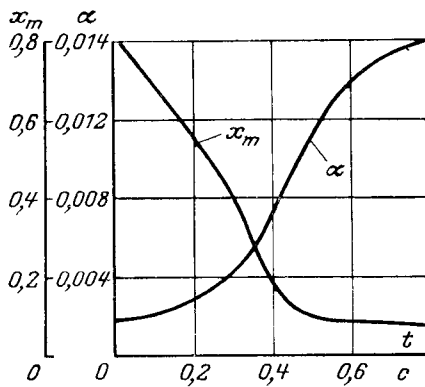


Рис. 3. График изменения сопротивления взаимной индукции и коэффициента затухания.

Корни характеристического уравнения, определяемые с достаточной для практики точностью, равны

$$\left. \begin{aligned} p_{1,2} &= -\delta \pm j\omega'; & p_3 &= -\frac{p_1}{\sigma}; \\ p_4 &= -p_1; & \delta &= \frac{p_{2n}}{2\sigma}; \\ \omega_0 &= \frac{1}{\sqrt{CL_{22n}\sigma}}; & \omega' &= \sqrt{\omega_0^2 - \delta^2}. \end{aligned} \right\} \quad (13)$$

Для определения комплексных значений токов в функции времени пользуемся формулой разложения, которая для рассматриваемого случая принимает следующий вид:

$$\left. \begin{aligned} \bar{I}_1(t) &= \frac{\Delta_1(j\omega)}{j\omega\Delta'(j\omega)} e^{j\omega t} + \frac{\Delta_1(-j\omega)}{-j\omega\Delta'(-j\omega)} e^{-j\omega t} + \\ &+ \sum_1^4 \frac{\Delta_1(p_k)}{p_k\Delta'(p_k)} e^{p_k t}; \\ \bar{I}_2(t) &= \frac{\Delta_2(j\omega)}{j\omega\Delta'(j\omega)} e^{j\omega t} + \frac{\Delta_2(-j\omega)}{-j\omega\Delta'(-j\omega)} e^{-j\omega t} + \\ &+ \sum_1^4 \frac{\Delta_2(p_k)}{p_k\Delta'(p_k)} e^{p_k t}, \end{aligned} \right\} \quad (14)$$

где

$$\Delta_1 = \begin{bmatrix} \bar{V}_1(p) + \bar{V}_{01}(p) & Z_{12} & 0 \\ \bar{V}_1^*(p) + \bar{V}_{01}^*(p) & -Z_{12}e^{-j(\alpha_{21}+\alpha_{22})} & Z_{11} \\ \bar{V}_{02n}(p) & Z_{22n} & Z'_{21n} \end{bmatrix};$$

$$\Delta_2 = \begin{bmatrix} Z_{11} & \bar{V}_1(p) + \bar{V}_{01}(p) & 0 \\ 0 & \bar{V}_1^*(p) + \bar{V}_{01}^*(p) & Z_{11} \\ Z_{21n} & \bar{V}_{02n}(p) & Z'_{21n} \end{bmatrix}.$$

Переход от комплексных величин к мгновенным фазным для токов вторичной обмотки и нагрузочной составляющей тока первичной обмотки осуществляется в соответствии с выражением (4), а для составляющей намагничивающего тока по формуле [Л. 4]

$$[i_\mu] = \frac{2}{3} \operatorname{Re} \left\{ \begin{bmatrix} 1 \\ e^{j240^\circ} \\ e^{j120^\circ} \end{bmatrix} \bar{I}_\mu \right\}. \quad (15)$$

В результате решения уравнения (11) после перехода к фазным переменным получаем выражения для токов преобразователя в режиме двухфазного опрокидывания с учетом магнитной связи между фазами силового трансформатора.

$$\begin{aligned} i_2 &= \frac{3um_\mu}{4L_{12}\sigma Z \sin \frac{\alpha_{21}-\alpha_{22}}{2}} \left\{ \sin \left(\omega t + \psi - \frac{\alpha_{21}+\alpha_{22}}{2} - \varphi \right) - \right. \\ &- \frac{\omega_0}{\omega_1} e^{-\delta t} \left[\cos(\omega' t + \lambda) \sin \left(\psi - \frac{\alpha_{21}+\alpha_{22}}{2} - \varphi \right) + \right. \\ &+ \left. \left. \frac{\omega_0}{\omega} \sin \omega' t \cos \left(\psi - \frac{\alpha_{21}+\alpha_{22}}{2} - \varphi \right) \right] \right\} + \\ &+ \frac{ue^{-\delta t}}{L_{22}\sigma\omega'} \sin \omega' t + I_B, \end{aligned} \quad (16)$$

где

$$z = \sqrt{\delta^2 + \left(\frac{\omega^2 - \omega_0^2}{\omega} \right)^2},$$

$$\varphi = \operatorname{arctg} \frac{\omega^2 - \omega_0^2}{\omega\delta}; \quad \lambda = \operatorname{arctg} \frac{\delta}{\omega'}.$$

Если в уравнении (16) принять $\psi - \frac{\alpha_{21}+\alpha_{22}}{2} = \psi_0$, $\frac{\alpha_{21}-\alpha_{22}}{2} = -\frac{\pi}{m}$, то при $x_\mu \rightarrow \infty$ для $m=6$ прихо-

дим к известному выражению тока инвертора при двухфазном опрокидывании, полученному в [Л. 2].

Между токами вторичной и первичной обмоток преобразователя существует соотношение:

$$i_1 = \frac{L_{12}}{L_{11}} i_2 + i_\mu, \quad (17)$$

где i_μ — намагничивающий ток силового трансформатора.

Значение тока i_μ , полученное в результате решения уравнения (11), равно:

$$i_\mu = \frac{um}{L_{11}\omega} \sin(\omega t + \varphi) + I'_B(1 - e^{\alpha t}), \quad (18)$$

где $\alpha = -p_1$; $I'_B = I_B \frac{L_{12}}{L_{11}}$ — значение нагрузочной со-

ставляющей тока первичной обмотки в момент начала переходного процесса двухфазного опрокидывания.

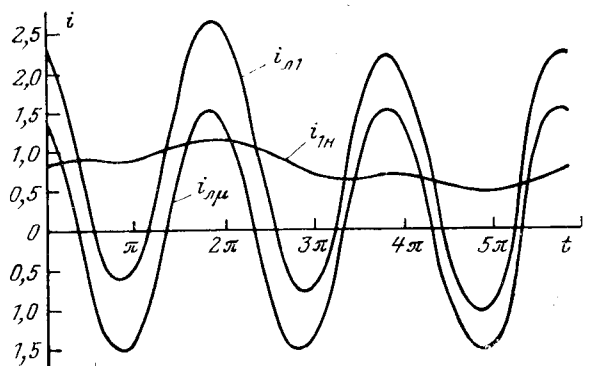


Рис. 4. Осциллограмма токов первичной обмотки трансформатора через 0,6 с после аварии.

Как видно из выражения (18), к концу переходного процесса трансформатор оказывается подмагниченным током $I'_в$, причем по мере намагничивания снижается магнитная проницаемость стали сердечника и соответственно меняются α и L_{11} . Это ведет к возрастанию намагничивающего тока, который достигает максимального значения в установившемся режиме.

На рис. 3 показано изменение сопротивления взаимной индукции и коэффициента затухания в течение переходного процесса при двухфазном опрокидывании инвертора. Сопротивление взаимной индукции

изменялось по экспоненте $x_m = 0,82e^{-\frac{t}{0,328}}$, $i_n = 0,78(1 - e^{\alpha t})$. Базисные значения токов, напряжений и сопротивлений уже упоминались.

На рис. 4 показаны токи в линейном проводе первичной обмотки силового трансформатора через 0,6 с после аварии. Передача постоянного тока работала с кабельной линией. Параметры линии по Т-образной схеме замещения: $C=12$ мкФ; $L_{11}=8$ Гн; $r=16$ Ом; $u=98,6$ кВ, $I_n=150$ А. Обмотки трансформатора соединены по схеме Δ/Δ . Поскольку при такой схеме соединения преобразователь работает в однофазном режиме в выражении (16), принято $\alpha_{21}=\alpha$, $\alpha_{22}=\alpha+\pi$, а параметры рассчитывались по формулам

$$L_{22п} = L_{2s} + L_m + L_{11} \frac{L_{21}}{L_{11}} = L_m, \quad L_{12} = \frac{3}{2} L_m,$$

$$p_{2п} = \frac{r_2 + r_{11}}{L_{22п}}.$$

Как видно из рис. 4, амплитуда тока первичной обмотки при двухфазном опрокидывании уже через 0,6 с достигает почти трехкратного значения номинального тока. Хотя такое значение тока и не представляет опасности для трансформатора, однако при высокой чувствительности защиты может привести к ее срабатыванию и отключению преобразовательного моста, что, как правило, способствует развитию аварии.

Следует отметить, что расчетные значения тока первичной обмотки по формуле (17) хорошо совпадают с опытными данными, полученными при экспериментальной проверке преобразователей передачи постоянного тока Кашира—Москва в аварийном режиме двухфазного опрокидывания инвертора [Л. 6].

При обратном зажигании или пробое вентиля должна срабатывать сеточная защита, которая снимает импульсы управления с вентиля. Однако вследствие тяжелого теплового режима, вызванного большим значением и скоростью изменения тока, в нормально работающем вентиле, связанном с поврежденным, возможна потеря управляемости. В этом случае приходит в действие максимальная защита, которая отключает трансформатор не более, чем за 0,2—0,3 с. В связи с этим характер изменения тока при обратном зажигании вентиля является определяющим при оценке нагрузочной

способности вентиля и при выборе защитных устройств. Естественно, что учет сопротивления взаимной индукции при определении токов обратного зажигания значительно уточняет расчет.

Полагая в (16) $C=\infty$, $L_n=0$, $r_n=0$, $I_n=0$, получаем выражение тока в фазе выпрямителя при обратном зажигании вентиля:

$$i_2 = \frac{3u_m \sin \varphi_1}{4x_{12} \sin \frac{\alpha_{21} - \alpha_{22}}{2}} \left[\sin \left(\omega t + \psi + \varphi_1 - \frac{\alpha_{21} + \alpha_{22}}{2} \right) - e^{-pt} \sin \left(\psi + \varphi_1 - \frac{\alpha_{21} + \alpha_{22}}{2} \right) \right] + i_0 e^{pt}, \quad (19)$$

где

$$\varphi_1 = \arctg \frac{1}{p}, \quad p = \frac{p}{\sigma}, \quad p = \frac{r_1}{x_{11}} + \frac{2r_2}{x_{22п}}.$$

При соединении обмоток трансформатора по схеме Δ/Δ в выражении (19) следует принять:

$$\alpha_{21} = \alpha, \quad \alpha_{22} = \alpha + \pi, \quad x_{22п} = x_{2s} + x_m, \quad x_{21п} = x_m, \\ x_{12} = \frac{3}{2} x_m, \quad x_{11} = x_{1s} + \frac{3}{2} x_m, \quad p = \frac{r_1}{x_{11}} + \frac{r_2}{x_{22п}}.$$

Ток первичной обмотки выпрямителя равен:

$$i_1 = \mu_{12} i_2 + i_n; \quad (20)$$

$$i_n = \frac{u_m}{x_{11}} [\sin(\varphi + t) - e^{\alpha t} \sin \varphi] + i_{0n} e^{\alpha t}, \quad (21)$$

где $\mu_{12} = \frac{x_{12}}{x_{11}}$ — коэффициент магнитной связи между фазами первичной обмотки; $\alpha = \rho$ — коэффициент затухания; i_{0n} — начальное значение тока.

Вывод. Предлагаемый метод расчета аварийных режимов эффективен при оценке нагрузочной способности вентиля и выборе защитных устройств преобразователя. Расчет двухфазного опрокидывания инвертора показал, что вследствие насыщения стали трансформатора ток первичной обмотки достигает почти трехкратного значения номинального. При высокой чувствительности защиты это может привести к ложному срабатыванию защиты и соответственно к дальнейшему развитию аварии. Полученные с учетом сопротивления взаимной индукции формулы токов позволяют более обоснованно оценить возможность потери управляемости вентиля при обратном зажигании.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Петров Г. П. Электродинамические усилия в обмотках трансформаторов для ртутных выпрямителей. «Бюллетень ВЭИ», 1935, № 5, с. 222—234.
2. Пименов В. П., Поссе А. В. Опрокидывание инвертора. Изв. НИИ постоянного тока, 1957, № 1, с. 74—92.
3. Утевский А. М. Электромагнитные процессы при аварийных режимах выпрямительных агрегатов (короткие замыкания и обратные зажигания). — «Изв. АН СССР. ОТН», 1949, № 2, с. 41—46.
4. Лутидзе Ш. И. Основы теории электрических машин с управляемым полупроводниковым коммутатором. М., «Наука», 1968. 304 с.
5. Либкинд М. С., Черновец А. К. Управляемый реактор с вращающимся магнитным полем. М., «Энергия», 1971. 80 с.
6. Мелик-Саркисов Б. С. Защита электропередачи постоянного тока. — «Изв. НИИПТ», 1957, № 3, с. 149—162.

[17.6.1976]

Учет дуги токоограничивающих защитных аппаратов при расчете аварийных токов

КРУГЛЯНСКИЙ И. М., МЕДВЕДЕВА Г. С.

Москва

Защита силовых полупроводниковых преобразователей, как и других чувствительных к перегрузкам электротехнических установок, обычно осуществляется с помощью быстродействующих коммутационных аппаратов — плавких предохранителей и автоматических выключателей. Токоограничивающее их действие проявляется за счет возникновения активной дуги, напряжение на которой больше напряжения питания. Введение такой дуги в контур короткого замыкания существенно меняет характер протекания аварийных процессов, что может, в свою очередь, при их анализе в корне изменить оценку влияния параметров преобразователя и нагрузки, а также условий возникновения и протекания аварии. Поэтому для расчета аварийных токов и выбора наиболее тяжелых расчетных режимов необходима модель защитного аппарата, довольно точно отражающая характеристики его дуги и достаточно простая для применения в сложных электрических цепях.

Ниже предлагается такая расчетная модель дуги (МД), дается методика определения ее параметров по экспериментальным данным, строятся некоторые ее характеристики.

После расплавления плавкой вставки быстродействующего предохранителя (рис. 1) в образовавшемся промежутке возникает электрическая дуга. Напряжение на предохранителе резко, практически скачком, возрастает, так как промежуток сразу оказывается в патроне с наполнителем, т. е. в условиях, аналогичных дугогасительной камере. Интенсивный отвод тепла приводит к деионизации дугового столба, увеличению напряженности электрического поля в нем и напряжения на предохранителе. В процессе отключения увеличивается также длина дуги.

Одной из важнейших характеристик дуги отключения является ее динамическая вольт-амперная характеристика, по которой могут быть определены потери мощности, перенапряжения в схеме и др. На рис. 2 приведены динамические вольт-амперные характеристики предохранителя ПНБ5-380/250 при его срабатывании в цепи с переменным напряжением $U_c=420$ В, $\cos \varphi=0,10-0,15$. Характеристики построены для различных значений ожидаемого тока контура I_k в зависимости от момента возникновения процесса ψ , отсчитываемого от точки перехода напряжения питания через ноль.

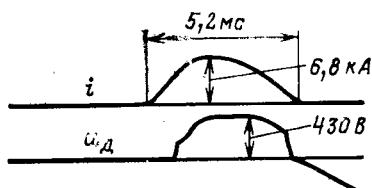


Рис. 1. Осциллограммы отключения цепи переменного тока предохранителем ПНБ5-380/250 ($I_{пл.вст}=160$ А; $U_c=420$ В; $\cos \varphi=0,13$; $I_k=10$ кА; $\psi=90^\circ$).

Все кривые имеют участок отрицательного сопротивления — от максимума тока до максимума напряжения, после чего напряжение уменьшается вместе с током. Как видно из рис. 2, напряжение на дуге предохранителя существенно зависит от значения ожидаемого тока контура и момента возникновения аварии. Ярко выражена его зависимость и от напряжения контура короткого замыкания [Л. 1]. На рис. 3 приведена эта зависимость для предохранителей типа GSMK [Л. 1], перестроенная в относительных единицах, где за базовые приняты номинальное напряжение предохранителя и максимальное напряжение дуги при номинальных условиях.

Физические процессы в дуге токоограничивающего автоматического выключателя с дугогасительной камерой аналогичны процессам в дуге предохранителя с наполнителем и отличаются лишь наличием в кривой напряжения на дуге автомата участка со сравнительно низким его уровнем и характером высокочастотных колебаний (рис. 4). Дуга после возникновения некоторое время находится между контактами вне камеры, перемещаясь под действием электродинамических сил по направлению к ней. Эти силы пропорциональны квадрату тока, однако из-за возрастания в связи с увеличением скорости движения дуги аэродинамических сил сопротивления время нахождения ее вне камеры практически не зависит от тока [Л. 2]. При втягивании дуги в дугогасительную камеру — узкую щель (ВАТ-42) или дугогасительную решетку (АЗ700) — напряжение на ней резко возрастает. При этом процесс гашения сопровождается интенсивным охлаждением и деионизацией дугового столба. При наличии дугогасительной решетки напряжение на дуге увеличивается также за счет увеличения околоэлектродных напряжений.

Частота и амплитуда колебаний напряжения на дуге автоматического выключателя значительно выше, чем в предохранителе. Однако в кривой тока эти высокочастотные колебания отсутствуют (см. рис. 4), что позволяет их не учитывать при построении МД автоматического выключателя. На

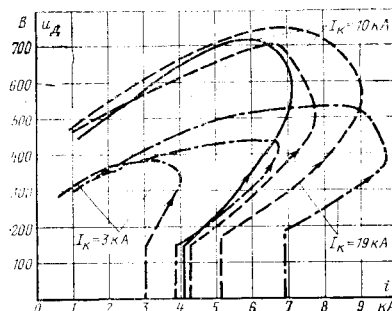


Рис. 2. Динамические вольт-амперные характеристики дуги предохранителя ПНБ5-380/250 ($I_{пл.вст}=160$ А).
— $\psi=0^\circ$; --- 45° ; - · - · - 90° .

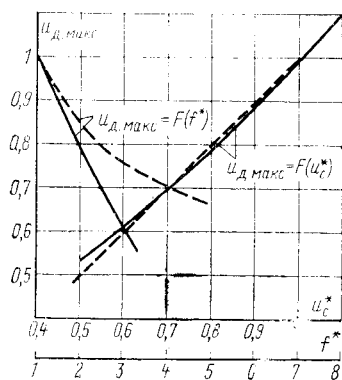


Рис. 3. Зависимость максимального напряжения на дуге предохранителя от напряжения сети ($I_K = \text{const}$, $f = \text{const}$) и от частоты ($I_K = \text{const}$, $U_c = \text{const}$).

— для GSMK; --- — расчетная кривая для ПНБ5-380/250, $I_{пл.вст} = 160$ А.

форму и значение напряжения на дуге автомата, так же как и предохранителя, большое влияние оказывают параметры сети [Л. 3].

Явно выраженная зависимость напряжения на дуге от параметров цепи и условий возникновения аварии не позволяет представлять дугу при расчете токов в различных аварийных ситуациях одним источником напряжения, как это сделано, например в [Л. 4], для быстродействующих автоматов или в [Л. 5] для плавких предохранителей. При этом оказывается также невозможным достаточно точно определить момент токоограничения [Л. 6] и перенапряжения на тиристорах [Л. 7] при срабатывании предохранителя в условиях, отличных от нормированных. В [Л. 3] дуга автомата заменяется источником с линейно возрастающим до определенного значения напряжением, которое затем остается постоянным до окончания процесса. Скорость изменения напряжения du_d/dt пропорциональна значению тока в момент возникновения дуги. Эта зависимость построена по экспериментальным данным, полученным при срабатывании автомата в цепи постоянного тока. Такая МД не учитывает влияние значения напряжения источника, невозможно ее использование в цепях переменного тока, и тем более, при сложной форме питающего напряжения.

В [Л. 8] дуга быстродействующего предохранителя заменяется источником с э. д. с., зависящей от напряжения питания, и линейно возрастающим во времени внутренним сопротивлением:

$$u_d = u_n(t) [1 - \exp(-at)] + bti(t), \quad (1)$$

где $u_n(t)$ — напряжение питания во времени горения дуги; a , b — конструктивные параметры предохранителя.

Использование выражения (1) для расчета аварийных токов приводит к существенному искажению процесса в его начальной (отсутствие скачка напряжения) и конечной (значительное затягивание времени горения дуги) фазах. Естественно поэтому обращение к параметрическому представлению дуги в надежде построить достаточно точную МД, не зависящую от параметров контура короткого замыкания.

В [Л. 9], например, дуга предохранителя учитывается введением в расчетный контур переменного во времени активного сопротивления:

$$R_d = kt. \quad (2)$$

Подобное представление, как и выражение (1), не учитывает существования начального скачка напряжения на дуге и резкого увеличения R_d к концу процесса. Можно было бы уточнить выражение (2) введением начального значения $R_d(t)$:

$$R_d = R_{d0} + kt \quad (3)$$

и увеличением в определенный момент коэффициента k . Однако тогда возникают новые трудности — в определении точки излома кривой $R_d(t)$, которая оказывается зависящей от параметров цепи и момента возникновения аварии.

Анализ многочисленных экспериментальных данных и динамических вольт-амперных характеристик дуги токоограничивающих предохранителей и автоматов позволяет выявить следующие характерные особенности процесса отключения аварийных токов:

максимум напряжения на дуге отстает от максимума тока;

начальный скачок напряжения пропорционален мгновенному значению тока в момент возникновения дуги и практически не зависит от параметров цепи и момента возникновения аварии ψ ; для данного типа аппарата коэффициент пропорциональности слабо меняется от опыта к опыту, например, для предохранителя ПНБ5-380/250 с плавкой вставкой на 160 А — в пределах от 0,25 до 0,38 Ом;

максимальное напряжение на дуге возрастает с ростом напряжения питания и зависит от его формы.

Эти особенности позволяют при расчете аварийных токов заменить дугу токоограничивающего аппарата в контуре короткого замыкания последо-

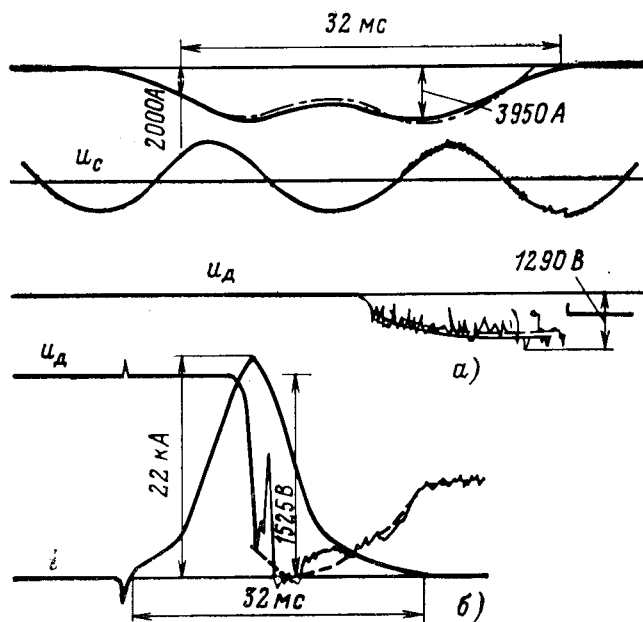


Рис. 4. Осциллограммы отключения автоматами. а — типа АЗ743Б — двухфазного опрокидывания инвертора агрегата АТР-1000/460; б — типа ВАТ-42-6300 цепи постоянного тока, $U_c = 850$ В, $I_K = 105$ кА; — эксперимент; --- — сглаженная экспериментальная кривая; — $R_d C_d$ -МД.

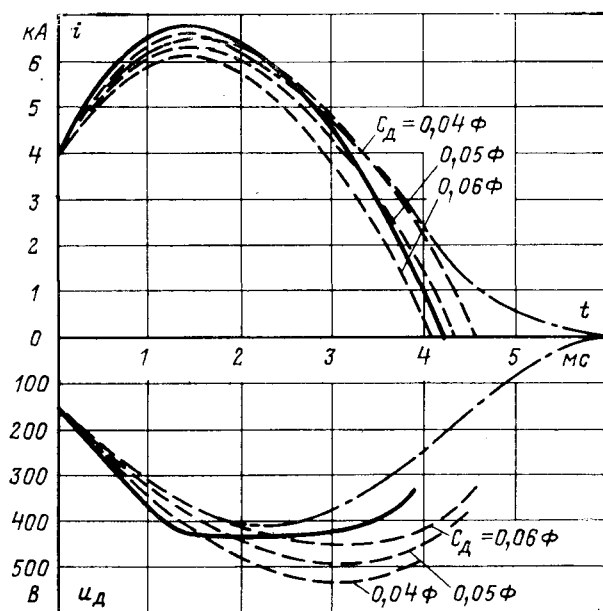


Рис. 5. Расчетные кривые тока и напряжения на дуге предохранителя ПНБ5-380/250 в цепи переменного тока ($I_{пл.вст}=160$ А; $U_c=420$ В; $\cos \varphi=0,13$; $I_k=10$ кА; $\psi=90^\circ$).
— — — $R_d(t)$ -МД; — — — — $R_d C_d$ -МД; $R_d=0,036$ Ом;
———— эксперимент.

вательной RC -цепью, что соответствует представлению дуги конденсатором с реальными характеристиками [Л. 10]. Такое представление дуги реальным конденсатором не только дает, как будет показано ниже, хорошее качественное и количественное описание процессов, но и имеет физическую интерпретацию: R_d характеризует омическое падение напряжения в дуге; C_d — процесс интенсивной деионизации. Другими словами, если при приложении напряжения к конденсатору происходит накопление зарядов на его обкладках, то в дуге происходит их нейтрализация.

Точность расчета аварийных процессов при представлении дуги защитного аппарата конденсатором с постоянной емкостью и активным сопротивлением существенно зависит от методики определения эквивалентных параметров дуги R_d и C_d по экспериментальным данным. Значение R_d естественно найти по начальному скачку напряжения на дуге:

$$R_d = \frac{u_d(0)}{i(0)}, \quad (4)$$

где $u_d(0)$ — начальный скачок напряжения на дуге; $i(0)$ — значение тока в момент возникновения дуги.

Значение C_d может быть найдено по осциллограммам тока и напряжения на дуге:

$$C_d = \frac{\int_0^t i dt}{u_d - i R_d}, \quad (5)$$

где u_d — значение напряжения на дуге в момент t ; i — значение тока в момент t .

Обработка осциллограмм в соответствии с (5) дает возрастающее к концу процесса (на 20—30% от среднего) значение C_d . Поэтому параметр

C_d следует определять из условия минимума среднеквадратичной ошибки расчетной кривой напряжения. Сумма квадратов ошибок в n точках осциллограммы равна:

$$Q = \sum_{j=1}^n \left[i_j R_d + \frac{1}{C_d} \int_0^{t_j} i(t) dt - u_{dj} \right]^2, \quad (6)$$

где i_j , u_{dj} — экспериментальные значения тока и напряжения в момент t_j .

Значение C_d , соответствующее минимуму Q , находится из условия равенства нулю частной производной $\partial Q / \partial C_d$ [Л. 11]:

$$C_d = \frac{\sum_{j=1}^n \left(\int_0^{t_j} i(t) dt \right)^2}{\sum_{j=1}^n \left(\int_0^{t_j} i(t) dt \right) (u_{dj} - i_j R_d)}. \quad (7)$$

Усредненные по результатам многочисленных экспериментов параметры МД для предохранителей двух типов приведены далее:

Тип аппарата	Параметры ВД	
	R_d , Ом	C_d , Ф
ПНБ5-380/250 $I_{пл.вст}=160$ А	0,35	0,050
ПНБ-380/250 $I_{пл.вст}=250$ А	0,20	0,035

Как уже указывалось на процесс гашения дуги в камере накладываются различные побочные явления, проявляющиеся на осциллограмме напряжения $u_d(t)$ в виде высокочастотных колебаний.

При обработке осциллограмм с целью определения параметра модели C_d в соответствии с (7) эти шумы необходимо предварительно отфильтровать. Эта задача успешно решается с помощью рядов Фурье, что обусловливается более быстрой сходимостью гармонического разложения искомой функции по сравнению с гармоническим разложением помехи. Чтобы сделать это различие в сходимости более резким, следуя [Л. 11], в ряд Фурье складывается не сама функция $u_d(t)$, а функция

$$g(t) = u_d(t) - u_d(0) - \frac{u_d(t_n) - u_d(0)}{t_n} t, \quad (8)$$

где t_0 и t_n — моменты возникновения и обрыва дуги.

Коэффициент k -го члена ряда $b_k \sin \frac{k\pi}{t_n} t$ определяется по экспериментальной кривой $u_d(t)$ с учетом (8):

$$b_k = \frac{2}{n} \sum_{j=1}^{n-1} g(t_j) \sin \frac{t_j}{t_n} k\pi, \quad (9)$$

где n — число экспериментальных точек.

Ряд Фурье ограничивается теми членами, коэффициенты которых убывают.

Сглаженные по этой методике экспериментальные кривые напряжений на дуге автоматов показаны на рис. 4 пунктирными линиями.

Результаты расчета кривых тока и напряжения на дуге предохранителя ПНБ5-380/250, $I_{п.л.вст} = 160$ А в цепи переменного тока с $U_c = 420$ В; $\cos \varphi = 0,13$; $I_k = 10$ кА и 90° электр. (см. рис. 1) для различных параметров МД приведены на рис. 5. Как видно из рисунка, наилучшее совпадение расчетных и опытных данных получается, когда расчетная модель имеет параметры, определенные по описанной выше методике.

В отличие от известных до сих пор моделей дуги токоограничивающих аппаратов представление ее реальным конденсатором позволяет получить достоверные результаты при расчете электромагнитных процессов в электрических цепях со сложной формой питающего напряжения и нелинейными или переменными параметрами. В качестве примера на рис. 4 приведены осциллограммы тока и напряжения на дуге при отключении автоматом АЗ743Б (два полюса включены последовательно) режима двухфазного опрокидывания инвертора агрегата АТР-1000/460, работающего на две соединенные последовательно машины постоянного тока П141-10.

Нелинейная зависимость индуктивности якорной цепи (суммарной — реактора и машин) от тока учитывалась методом кусочно-линейной аппроксимации, причем значения индуктивности в насыщенном и ненасыщенном состоянии отличались почти в 10 раз. Расхождение между опытными и расчетными данными не превышает 10—12%.

Важным достоинством предлагаемой МД является достаточно точное описание заднего фронта аварийного тока, что имеет большое значение при оценке теплового воздействия тока на приборы в полупроводниковых преобразователях. Для тиристорных нормируется не только максимальная температура перегрева структуры прибора (ΔT_{\max}) при прохождении импульса тока, но и температура в момент приложения к тиристорам прямого или обратного напряжения, т. е. в момент обрыва тока (ΔT_k). Значения ΔT_{\max} и ΔT_k тиристорных Т-150 при прохождении через них тока (кривые рис. 5) приведены далее:

Кривая тока	Температура перегрева тиристора $T = 150^\circ \text{C}$	
	ΔT_{\max}	ΔT_k
Экспериментальная	120	50
Расчетная модели $R_d C_n$	112	49
Расчетная модели $R_d(t)$	117	33

Температура рассчитывалась по переходному тепловому сопротивлению и мощности потерь [Л. 12, 13], определяемой кривой тока:

$$p(t) = u_{от} \frac{i(t)}{n} k_n + R_{д.т} \left[\frac{i(t)}{n} k_n \right]^2, \quad (10)$$

где $u_{от} = 1,195$ В, $R_{д.т} = 1,98 \cdot 10^{-3}$ Ом — параметры вольт-амперной характеристики тиристора Т-150; $n = 5$ — число параллельно включенных тиристорных; $k_n = 1,1$ — коэффициент неравномерности распределения тока по параллельным ветвям.

Как видно из рис. 5 и приведенных данных по температуре перегрева, искажение заднего фронта даже при очень малых токах может существенно

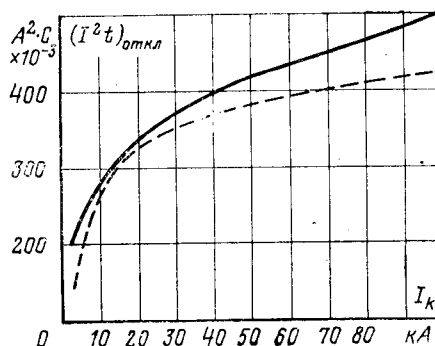


Рис. 6. Зависимость полного интеграла отключения предохранителя ПНБ5-380/250 ($I_{п.л.вст} = 250$ А) от ожидаемого тока контура.

— каталожная кривая; --- расчетная.

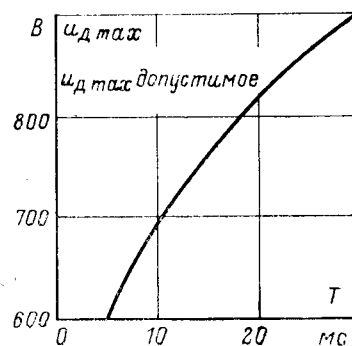


Рис. 7. Расчетная зависимость максимального напряжения на дуге предохранителя ПНБ5-380/250 от постоянной времени цепи постоянного тока ($I_{п.л.вст} = 160$ А; $U_c = 440$ В; $I_k = 15$ кА).

сказаться на оценке влияния аварийного режима на загрузку тиристорных.

Следует отметить, что предлагаемая МД позволяет качественно описать некоторые сложные аварийные процессы в тиристорных преобразователях, что оказывается в принципе невозможным при представлении дуги переменным во времени сопротивлением или источником напряжения. Например, процесс, вызванный самопроизвольным открытием тиристора в преобразователе, работающем в инверторном режиме на двигателе постоянного тока. Аварийный ток ограничивается дугой предохранителя, включенного последовательно с открывшимся тиристором. Через некоторое время на остальные тиристоры этого же плеча преобразователя приходят импульсы управления и открывают их. Дуга оказывается зашунтированной, ток и напряжение на ней быстро спадают. В контуре разряда эквивалентной емкости C_d МД при этом может быть включена индуктивность (например, индуктивных делителей тока).

Особый интерес представляет возможность построения с помощью предлагаемой МД различных характеристик защитных аппаратов (см. рис. 3, 6, 7), так как их экспериментальное определение не только достаточно трудоемко и дорого, но и связано с необходимостью иметь разнообразное и дорогостоящее оборудование.

На рис. 6 приведены расчетная и каталожная [Л. 14] зависимости наибольшего значения интеграла полного отключения предохранителя ПНБ-380/250 от ожидаемого тока короткого замы-

кания контура. При расчетах интеграл плавления вставки принят равным $I_{пл.вет}=100 \cdot 10^3 \text{ А}^2$ с наибольшему значению, указанному в каталоге [Л. 14]. Как видно из рис. 6, обе кривые имеют одинаковый характер, расхождение между ними не больше 13%.

На рис. 7 приведена зависимость максимального напряжения на дуге от постоянной времени цепи при срабатывании предохранителя ПН55-380/250. Как видно $u_{д.мах}$ растет с увеличением T , что соответствует действительности [Л. 15].

Выводы. 1. Зависимость напряжения на дуге от параметров цепи, величины и формы питающего напряжения, а также условий возникновения и протекания аварии не позволяет представлять при расчете токов короткого замыкания дугу токоограничивающего защитного аппарата источником напряжения или переменным во времени сопротивлением.

2. Представление дуги отключения токоограничивающих плавких предохранителей и автоматических выключателей последовательной RC -цепью позволяет рассчитать аварийные токи при практически любой форме питающего напряжения, режиме работы и параметрах цепи с точностью 10—15%.

Разработанная методика экспериментального определения эквивалентных параметров модели дуги не требует знания параметров контура, в котором испытывается защитный аппарат.

3. Предложенная модель дуги отключения дает достаточно точное описание заднего фронта кривой тока, что особенно важно для определения температуры перегрева структуры приборов при авариях в тиристорных преобразователях.

4. Предлагаемая модель дуги позволяет рассчитать характеристики токоограничивающих предохранителей и автоматических выключателей в достаточно широких пределах изменения параметров контура короткого замыкания.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Н. R. C. Fuse-links for Thyristor Protection, Type «GSM», Ratings up to 1250 A to 1000 V. GEC-English Electric Fusegear Ltd. 1972, p. 17.
2. Брон О. Б. Электрическая дуга в аппаратах управления. М., Госэнергоиздат, 1954. 532 с.
3. Dietrich R. Selektivität zwischen Gleichstrom-Schnellschaltern und den Ventilsicherungen von Halbleiterstromrichtern. — «Simens — Z», 1969, № 2, S. 83—88.
4. Голубев А. И. Быстродействующие автоматические выключатели. М., «Энергия», 1964. 239 с.
5. Kümmel F. Kurzschlußschutz von Thyristor-Stromrichtern in Dreiphasen-Brückenschaltung. — «ETZ — A», Jahrgang, 1965, Bd 86, H. 4, S. 102—110.
6. Круглянский И. М., Медведева Г. С. Защита тиристорных быстродействующими плавкими предохранителями. — В кн.: Некоторые вопросы производства и применения средств силовой преобразовательной техники в народном хозяйстве. М., Информэлектро, 1970, с. 3—19.
7. Круглянский И. М., Медведева Г. С. Перенапряжение на вентиллях при перегорании предохранителей. — В кн.: Силовые полупроводниковые приборы и установки. М., Информэлектро, 1967, с. 9—15.
8. Намитов К. К., Аникеева К. Н. Исследование процесса срабатывания предохранителей. — «ЭП. Аппараты низкого напряжения», 1974, № 6 (38), с. 3—5.
9. Антер Э. М., Левитан И. И., Элькин А. Г. Исследование характеристик быстродействующих предохранителей типа ПНБ5. — «ЭП. Аппараты низкого напряжения», 1972, № 5 (13), с. 7—10.
10. Закгейм Л. Н. Конденсатор. М., «Энергия», 1963. 300 с.
11. Ланцош К. Практические методы прикладного анализа. М., Гос. изд-во физ.-мат. лит-ры, 1961. 524 с.
12. Управляемые полупроводниковые вентили. М., «Мир», 1967. 454 с. Авт.: Ф. Джентри, Ф. Гутцвиллер, М. Голошьяк, Фон Застров Э.
13. Давидов П. Д. Анализ и расчет тепловых режимов полупроводниковых приборов. М., «Энергия», 1967. 180 с.
14. Предохранители с наполнителем, быстродействующие, серии ПНБ5 и ПНБ5Т. Техническое описание и инструкция по монтажу и эксплуатации № 149.004-67. Информэлектро, 1967. 12 с.
15. Кузнецов Р. С. Аппараты распределения электрической энергии на напряжение до 1000 В. М., «Энергия», 1970. 524 с.

[30.6.1975]

Измерение интенсивности частичных разрядов при эксплуатационном контроле силовых трансформаторов

Канд. техн. наук СВИ П. М.

Москва

Возможность использования результатов измерения частичных разрядов (ч. р.) для обнаружения в условиях эксплуатации процессов интенсивного разрушения изоляции силовых трансформаторов была показана в [Л. 1]. Измерения при этом велись, как правило, узкополосными приборами (дефектоскопами), причем основная частота настройки прибора выбиралась в области от 1 до 2 МГц. Примененный метод измерений, называемый методом высокочастотной дефектоскопии, обеспечивает лишь возможность качественного контроля путем сравнения между собой уровней разрядов у одно-

типных объектов, или оценки изменений во времени результатов, полученных на данном объекте.

Для оценки опасности обнаруженных ч. р., сопоставления результатов измерений с заводскими данными и установления браковочных норм, а также для определения реально выявляемой интенсивности ч. р. необходимы количественные измерения, т. е. приведение данных к значению кажущегося заряда импульса ч. р. на вводе ВН трансформатора (автотрансформатора). Это обеспечивается градуировкой измерительного устройства совместно со всей схемой измерения [Л. 2 и 3]. При эксплуата-

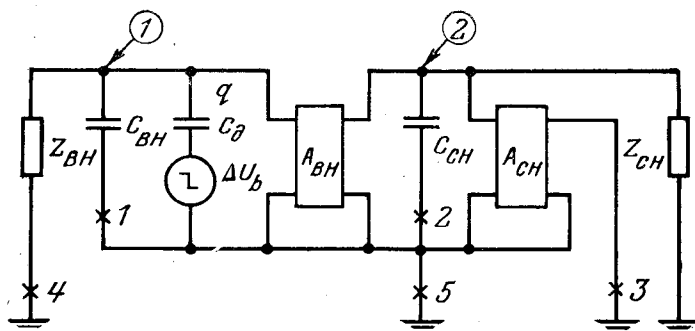


Рис. 1. Схема замещения при ч. р. вблизи ввода ВН.

Точки измерения в цепях заземления: 1 — ПИН (измерительного вывода) ввода ВН; 2 — ПИН (измерительного вывода) ввода СН; 3 — нейтраль; 4 — аппарата с большой емкостью вблизи от ввода ВН; 5 — бака; точки приложения градуировочного импульса: (1) — ввод ВН; (2) — ввод СН.

ционных измерениях необходима градуировка в рабочей схеме, без вывода трансформатора из работы (под напряжением). Общепринятые методы не обеспечивают возможности такой градуировки.

При заводских измерениях ч. р. применяются широкополосные измерительные устройства [Л. 3], обеспечивающие малую зависимость результатов измерения кажущегося заряда импульса от места дефекта в обмотке. Полоса частот такого устройства должна включать в себя частоты основных составляющих переходного (волнового) процесса, возникающего в обмотке трансформатора при ч. р. [Л. 4 и 5]. Обычно используют полосу частот от 20 кГц до 0,3—1,0 МГц. Высококачественные установки для передачи информации по воздушным линиям электропередачи занимают диапазон частот от 40 до 300 кГц. Из-за создаваемых ими помех при эксплуатационных измерениях ч. р. без отключения оборудования использование широкополосных приборов с рекомендованной в [Л. 3] полосой частот исключено. Измерение узкополосным прибором на одной из резонансных частот может привести к большой зависимости результатов измерения от места ч. р. на обмотке.

Методика количественных измерений интенсивности ч. р. в изоляции силовых трансформаторов без вывода их из эксплуатации (в рабочем режиме) должна определять способы градуировки под рабочим напряжением, а также область частот настройки прибора, в которой обеспечивается малая зависимость результатов измерений от места разряда в обмотке и в то же время отсутствуют мощные источники помех (установки высокочастотной связи, защиты и телемеханики, радиопередатчики и т. п.). Кроме того, на область частот настройки накладывает ограничение необходимость получения наибольшего отношения сигнала (импульса тока от ч. р.) к помехе, вызываемой коронными разрядами на выводах объекта и в схеме его присоединения (система шин распределительного устройства, отходящие линии и т. п.).

На рис. 1 приведена упрощенная схема замещения для рассмотрения условий измерения ч. р. в трансформаторе без вывода его из работы. Для расчетного случая разрядов вблизи ввода ВН в качестве схемы замещения одной фазы обмотки можно принять четырехполюсник A , на вход которого

через емкость C_d от эквивалентного источника напряжения ΔU_b подается заряд q , равный кажущемуся заряду импульса ч. р. Для рассмотрения переходного процесса во внешних цепях, возникающего при ч. р., схема замещения включает емкости $C_{ВН}$ и $C_{СН}$ вводов данной фазы и полные сопротивления $Z_{ВН}$ и $Z_{СН}$, эквивалентные входным сопротивлениям соответствующих частей распределительного устройства.

Доступные для измерения импульсов тока переходного процесса при ч. р. (в дальнейшем для краткости — импульсов тока ч. р.) точки включения входного преобразователя (датчика) измерительного устройства находятся в заземлениях выводов ПИН вводов, нейтрали и бака трансформатора, а также в заземлении ближайшего к трансформатору аппарата, имеющего большую емкость. Условия измерений в каждой точке могут быть охарактеризованы коэффициентом передачи γ , определяемым расчетом или градуировкой как отношение показаний прибора при приложении одинаковых импульсов, имитирующих ч. р., к вводу ВН и к соответствующему датчику. Коэффициент передачи на ПИН (или на вывод для измерения $\lg \delta$ ввода) $\gamma_{ПН}$ характеризует в основном влияние внешней части схемы (схемы присоединения трансформатора). Коэффициент передачи на нейтраль $\gamma_{НЗ}$, кроме влияния внешней схемы, характеризует еще и затухание импульса в обмотке трансформатора. Первая цифра индекса указывает точку приложения импульса при градуировке схемы (в нашем случае — ввод ВН), а вторая — место включения датчика (см. рис. 1).

Для количественных измерений интенсивности ч. р. объектов, находящихся в рабочей схеме, при применении широкополосного прибора можно использовать лишь участки диапазонов в области высоких (выше 300 кГц) и низких (до 40—70 кГц) частот, свободных от помех, создаваемых высокочастотными установками передачи информации по линиям электропередачи. В таблице приведены результаты измерения¹ коэффициентов передачи для трех блочных трансформаторов, проведенные широкополосными приборами в областях частот от 10 до 70 кГц (диапазон Ш70) и от 500 до 1500 кГц (диапазон Ш1,5). Обмотка НН при измерениях была замкнута накоротко и заземлена.

Существенное изменение коэффициентов передачи в области низких частот (диапазон Ш70) при подключении ошиновки свидетельствует о большом влиянии схемы присоединения трансформатора на растекание тока ч. р. При переходе на измерения в области высоких частот (диапазон Ш1,5) растекание тока ч. р. становится незначительным, что может быть объяснено влиянием индуктивности относительно длинного участка шин между трансформатором и распределительным устройством. При таких измерениях реализуется максимально возможная чувствительность и упрощается градуировка, так как вполне допустимо применение обще-

¹ В измерениях принимали участие О. В. Баромыкин и А. В. Прохоров. Работа проводилась совместно со службами изоляции Киевэнерго, Донбассэнерго и ряда других систем.

Тип трансформатора	Диапазон	$\gamma_{1,1}$, дБ		$\gamma_{1,2}$, дБ	
		Без оши- новки	С оши- новкой*	Без оши- новки	С оши- новкой*
ТДЦ-400000/220	Ш70	-11,0	-34,0	1,6	-28,0
	Ш1,5	-24,7	-26,9	—	-12,0
ТДЦ-400000/330	Ш70	-8,6	-20,0	2,9	-16,5
	Ш1,5	-18,4	-15,4	-17,8	-21,4
ТЦ-1000000/330	Ш70	-13,1	-27,5	4,2	-26,0
	Ш1,5	-9,0	-8,0	-14,4	-12,0

* Ошиновка стороны ВН заземлена на открытом распределительном устройстве.

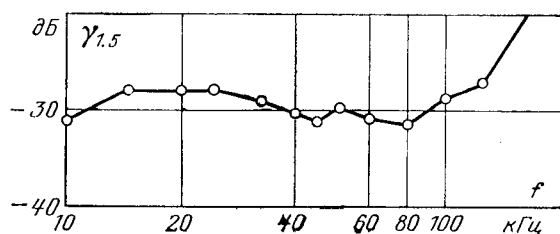


Рис. 2. Частотная зависимость коэффициента передачи тока импульса ч. р. в заземление бака автотрансформатора АТДЦТН-125000/330 (в рабочей схеме).

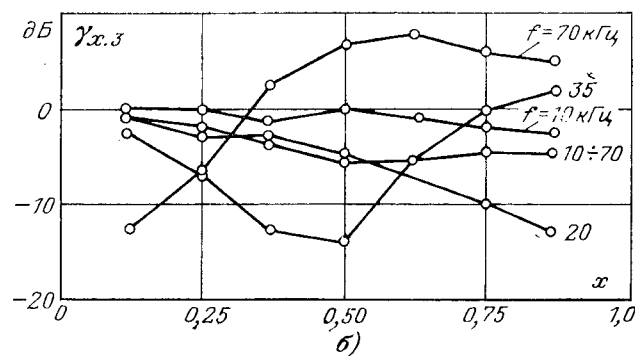
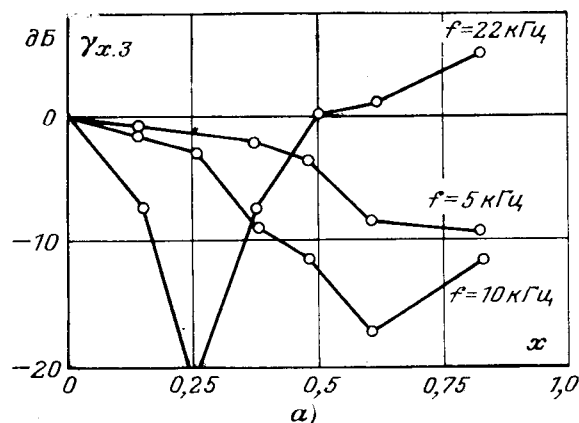


Рис. 3. Зависимость коэффициента передачи тока импульса ч. р. в заземление нейтрали от места дефекта.

а — модель катушечной обмотки по данным [Л. 5]; б — модель переплетенной обмотки.

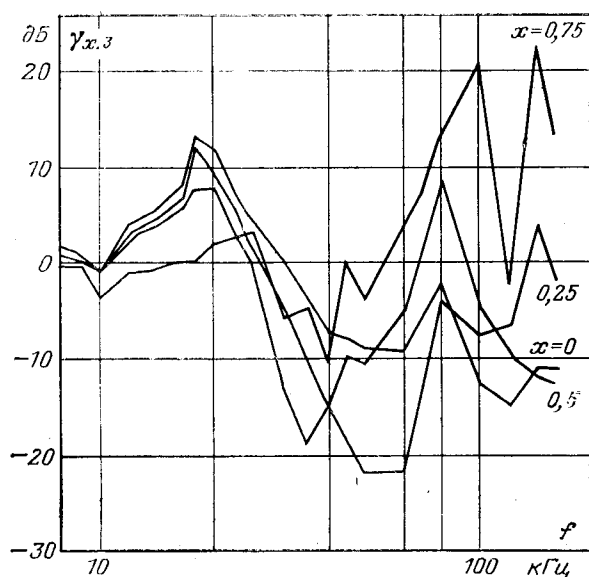
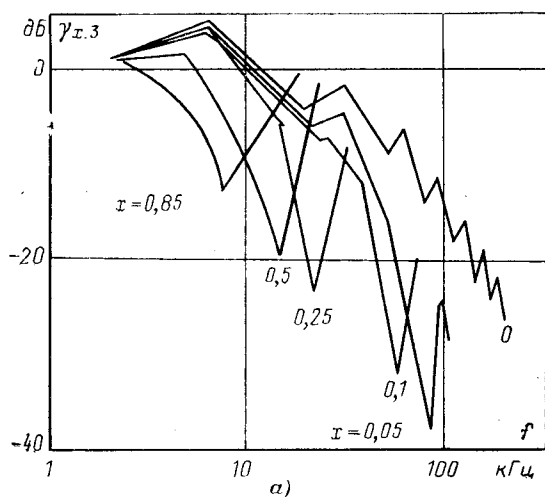
принятых способов градуировки с отключением объекта. Однако в области высоких частот передача импульса вдоль обмотки происходит по емкостям и, следовательно, если место ч. р. удалено от ввода ВН, будут измерены заниженные значения кажущегося заряда импульса ч. р. Поэтому измерения в точках 1 (ввод НН) и 2 (ввод СН автотрансформатора) на высоких частотах могут быть использованы для определения интенсивности ч. р. лишь в случаях разрядов во вводе или прилегающей к нему части обмотки.

Одним из способов устранения зависимости результатов измерения от места ч. р. является создание емкостной связи датчика измерительного устройства со всей обмоткой. Это реализуется путем измерения тока в заземлении бака (точка 5, рис. 1). На рис. 2 приведена зависимость коэффициента передачи $\gamma_{1,5}$, показывающая, что такие измерения возможны в достаточно широкой области частот. В реальных условиях по шине заземления бака нередко протекают значительные импульсы тока внешних помех (от разрядов в токопроводе и т. п.), исключающие возможность измерения малых интенсивностей ч. р. Поэтому необходимо рассмотреть возможность выбора области частот, при измерениях в которой затухание импульса ч. р. в обмотке будет находиться в допустимых пределах. Это позволит производить измерения в точках 1 и 3.

Введем коэффициент γ_x , характеризующий изменение импульса ч. р. при распространении его в обмотке. Значение коэффициента γ_x определим как отношение показаний прибора при приложении одинаковых импульсов в точке, отстоящей от начала обмотки на расстоянии x , и к датчику. На рис. 3,а приведены значения коэффициента $\gamma_{x,3}$, рассчитанные по опубликованным в [Л. 5] результатам измерений на модели катушечной обмотки, а на рис. 4,а — частотная зависимость коэффициента $\gamma_{x,3}$ для ряда значений x . Расстояния x от места ч. р. отсчитываются в относительных единицах от ввода ВН (нейтраль $x=1$). Интересующая область частот, пригодная для количественных измерений уровня ч. р., может быть определена как область сравнительно небольших (не более 10 дБ) изменений $\gamma_{x,3}$ для части обмотки, где реально возможно возникновение разрядов, т. е. $x=(0 \div 0,5)$. Из данных рис. 3,а и 4,а следует возможность измерений с достаточной точностью на низких частотах (до 10 кГц).

На рис. 3,б и 4,б приведены аналогичные зависимости, полученные на модели переплетенной обмотки, состоящей из 16 катушек. В отличие от опытов, описанных в [Л. 5], где обмотка заземлялась через сопротивление, равное волновому сопротивлению трансформатора, опыты с переплетенной обмоткой проводились в схеме, приближенной к эксплуатационной (нейтраль заземлена через достаточно малое сопротивление, обмотка НН замкнута накоротко и заземлена). В обоих случаях к отводам ВН моделей были подключены лишь емкости, соответствующие емкостям вводов ($C_{ВН}$), т. е. рассматривались процессы в обмотках без влияния схемы присоединения.

Опыты на модели с переплетенной обмоткой также показали возможность использования для рассматриваемых целей низкочастотного диапазона. При этом подтвердилось, что измерения узкополосным прибором при неправильном выборе частоты его настройки могут привести к повышенным ошибкам в определении заряда импульса ч. р. из-за существенной зависимости от места дефекта коэффициента $\gamma_{x,3}$ (см. рис. 3,а, частота 22 кГц и рис. 3,б, частоты 35 и 70 кГц). В то же время широкополосный прибор даже в ограниченной полосе частот (10—70 кГц, диапазон Ш70, см. рис. 3,б) обеспечивает малую зависимость результатов измерений от места ч. р. и тогда, когда упомянутые составляющие волнового процесса в обмотке охватываются полосой прибора.



б)

Рис. 4. Частотная зависимость коэффициента передачи тока импульса ч. р. в заземление нейтрали.

а — модель катушечной обмотки по данным [Л. 5] относительно значения $\gamma_{1,3}$ на частоте 2 кГц; б — модель переплетенной обмотки.

Опыты на реальном мощном трансформаторе (рис. 5, кривая 1) показали, что значение $\gamma_{1,3}$ изменяется сравнительно мало до частот 50—60 кГц, а характер его изменения соответствует результатам, полученным на модели (рис. 4,а). Аналогичные зависимости получены и для ряда других мощных трансформаторов напряжением 330 кВ. Исходя из полученных на трансформаторах 330 кВ данных можно считать, что в области низких частот (до 60 кГц), по крайней мере для широкополосного измерительного устройства, сглаживающего резонансные выбросы, можно выбрать полосу частот, в которой зависимость результатов измерений от места дефекта в обмотке будет находиться в допустимых пределах. Нижняя граница полосы частот определяется областью помех от гармоник и комбинационных частот рабочего напряжения (до 15—20 кГц), а верхняя — конструктивными особенностями обмотки.

Сравнение результатов измерения коэффициента передачи $\gamma_{1,3}$ при незаземленной и заземленной ошиновке (рис. 5) показывает, что в рассматриваемой области частот необходима градуировка в полной рабочей схеме под напряжением. Одним из наиболее просто реализуемых способов является создание малых нормированных изменений ее параметров [Л. 6]. Возникший при этом ток переходного процесса будет эквивалентен току переходного процесса при ч. р., так как во время ч. р. искрой замыкается накоротко часть емкости объекта, т. е. также происходит малое изменение параметров схемы.

Для трансформаторов наиболее удобна градуировка с использованием ввода ВН. Для этого последовательно с емкостью $C_{ВН}$ ввода (между выводом ПИН и баком) включается небольшое сопротивление z , шунтированное коммутатором. При замыкании коммутатора происходит изменение полного сопротивления ветви, вызывающее импульс тока с зарядом:

$$q_r = k_c C_{ВН} U_r \cos \varphi,$$

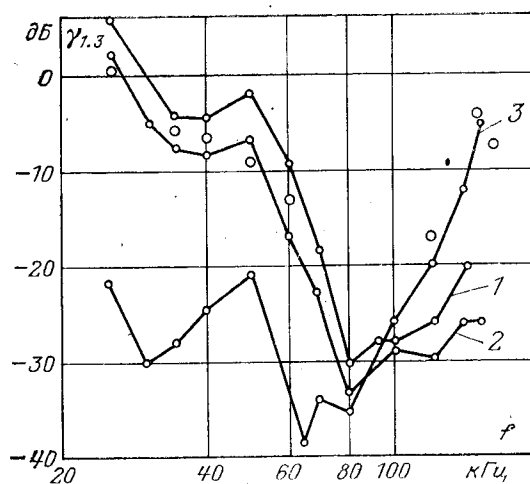


Рис. 5. Частотная зависимость коэффициента передачи тока импульса ч. р. в заземление нейтрали трансформатора ТДЦ 400000/220.

Градуировка отключенного трансформатора: 1 — без ошиновки ВН; 2 — с ошиновкой ВН (ошиновка не заземлена); 3 — с ошиновкой ВН (ошиновка заземлена на ОРУ); О — градуировка под напряжением.

где k_c — поправочный коэффициент; $C_{вн}$ — емкость ввода; U_r — максимальное значение падения напряжения на сопротивлении z от емкостного тока через ввод; φ — фаза коммутации.

Коэффициент k_c учитывает уменьшение градуировочного импульса из-за того, что емкость ввода сопоставима с входной емкостью трансформатора. Путем сравнения с результатами градуировки установлено, что для трансформаторов 330 кВ получается $k_c \approx 0,6$.

На рис. 5 кружками отмечены результаты расчета коэффициента $\gamma_{1,3}$ по данным градуировки под напряжением, которые показывают, что в этом конкретном случае влияние схемы присоединения проявляется в области частот выше 100 кГц (резонанс индуктивности ошиновки и входной емкости трансформатора). В других случаях это влияние заметно на более низких частотах и является следствием того, что значительная часть тока ч. р. замыкается через схему присоединения трансформатора, уменьшая значение $\gamma_{1,3}$. Это, в конечном счете, ухудшает отношение сигнал/помеха и приводит к увеличению реально выявляемой интенсивности ч. р.

Как показано в [Л. 1], реально выявляемый кажущийся заряд ч. р. может быть рассчитан по соотношению:

$$q_p = \frac{K_{с.п}}{\gamma_p} q_{п.д}, \quad (1)$$

где $q_{п.д}$ — заряд импульса помех, протекающих через датчик прибора; γ_p — коэффициент передачи импульса ч. р. к месту установки датчика; $K_{с.п}$ — отношение сигнал/помеха, необходимое для выявления импульса ч. р.

Измерения, проведенные в распределительных устройствах электростанций и в сетях напряжением 220—330 кВ, показали, что в зависимости от местных условий, выбранной полосы частот измерительного прибора и точки установки датчика уровень помех и связанный с ним уровень выявляемых разрядов могут существенно изменяться. Поэтому

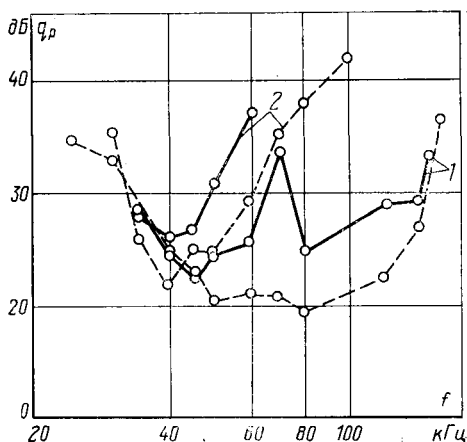


Рис. 6. Выявляемая интенсивность ч. р. при измерениях на трансформаторе ТДЦ 400000/330 в рабочей схеме (относительно $q_0 = 1 \cdot 10^{-8}$ Кл).

1 — измерения на вводе ВН (в заземлении защитного конденсатора);
2 — измерения в нейтрали;
— градуировка под напряжением; — — — градуировка отключенного трансформатора (ошиновка ВН заземлена на ОРУ).

в сложных случаях целесообразно при градуировке схемы измерений производить выбор оптимальной полосы частот прибора, обеспечивающей наилучшие условия измерений (наименьшую выявляемую интенсивность ч. р.). Из (1) следует, что этому соответствует наименьшее значение отношения $q_{п.д}/\gamma_p$.

На рис. 6 и 7 в качестве примера приведены результаты определения наименьшей выявляемой интенсивности ч. р. и необходимой для этого полосы частот прибора. Измерялась частотная зависимость уровня помех при установке датчиков на шине заземления нейтрали ($q_{пз}$), а для трансформатора ТДЦ-400000/330 — и в цепи заземления установленного вблизи ввода ВН защитного конденсатора ($q_{п4}$). Выявляемая интенсивность разрядов ($q_{рз}$ и $q_{р4}$) рассчитывалась в соответствии с (1) по результатам измерения $q_{п}$ и коэффициентов передачи схемы $\gamma_{1,3}$ и $\gamma_{1,4}$. Принято, что $K_{с.п} = 10$ дБ.

Как следует из рис. 6, оптимальная полоса частот для измерения в нейтрали лежит в области от 30 до 50 кГц. Ниже 30 кГц существенно растет уровень помех, а выше 50 кГц падает значение $\gamma_{1,3}$. Коэффициент передачи $\gamma_{1,3}$ этого трансформатора в указанной области частот не ниже — 12 дБ, что свидетельствует о достаточно малом затухании импульса в обмотке. Поэтому при применении широкополосного прибора зависимость результатов измерения от места дефекта будет приемлемой. При измерениях на вводе ВН выявляемая интенсивность ч. р. близка к наименьшему значению в широком диапазоне частот (от 30 до 100 кГц). Однако во избежание существенной зависимости результатов измерения от места дефекта и в этом случае верхняя граница полосы частот прибора не должна превышать 50 кГц. Коэффициент передачи $\gamma_{1,3}$ трансформатора ТДЦ-400000/220 начинает быстро уменьшаться при частотах выше 60 кГц (см. рис. 5), поэтому оптимальная полоса частот настройки измерительного прибора охватывает область от 20 до 60 кГц (см. рис. 7). Данные рис. 7 также подтверждают необходимость градуировки под рабочим напряжением.

При правильном выборе полосы частот измерительного устройства кажущийся заряд ч. р., выявляемых при данном уровне помех от короны, практически не зависит от места установки датчика (на вводе ВН или в нейтрали). Однако, если дефект находится внутри обмотки, доля тока ч. р., протекающего через заземление нейтрали, увеличивается, что при измерениях на нейтрали улучшает отношение сигнала к помехе. Это увеличение существенно лишь в том случае, если велико влияние схемы присоединения трансформатора (т. е. имеется значительное различие коэффициентов $\gamma_{1,1}$ и $\gamma_{1,3}$, измеренных в рабочей схеме и на отключенном от сети трансформаторе). Измерениям на нейтрали нередко препятствуют дополнительные помехи, воздействующие непосредственно на датчик. Поэтому при эксплуатационных измерениях в качестве основных целесообразно использовать обе точки включения датчика — на вводе и в нейтрали, оценивая в каждом случае выявляемую интенсивность ч. р. (или соответствующий ей эквивалентный уровень помех). В качестве дополнительной точки

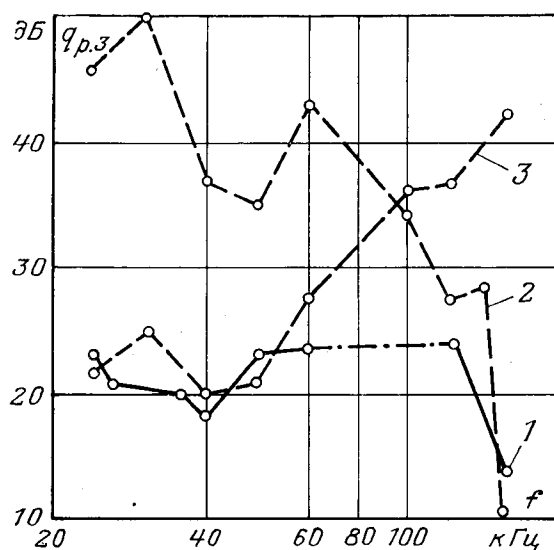


Рис. 7. Выявляемая интенсивность ч. р. при измерениях на трансформаторе ТДЦ 400000/220 в рабочей схеме (относительно $q_0 = 1 \cdot 10^{-8}$ Кл).

1 — градуировка под напряжением; 2 — градуировка отключенного трансформатора (ошиновка ВН заземлена на ОРУ); 3 — градуировка отключенного трансформатора (ошиновка ВН не заземлена).

включения датчика целесообразно использовать заземление бака (точка 5).

Как показали измерения в области низких частот, из-за шунтирующего влияния схемы присоединения на стороне СН в значительном числе случаев контроля автотрансформаторов использование датчика на нейтрали нецелесообразно. Нельзя использовать эту точку измерения и при наличии вольтодобавочного трансформатора. Поэтому при организации измерений ч. р. на автотрансформаторах необходимо в качестве второй точки включения датчика использовать заземление бака или ввода СН.

Описанная методика была применена для определения оптимальных условий измерения ч. р. в мощных блочных трансформаторах и подстанционных автотрансформаторах 330 кВ без вывода их из эксплуатации. Проведенная при этом оценка эквивалентного уровня помех на вводе ВН (кажущегося заряда ч. р. эквивалентных помехам) показала, что на большинстве объектов при хорошей погоде помехи не превышают $(3-5)10^{-8}$ Кл. При отношении сигнала к помехе $K_{с.л} = 10$ дБ, которое необходимо для достаточно надежного выявления ч. р. при импульсных помехах, минимальные выявляемые интенсивности ч. р. оцениваются значением $(1-2)10^{-7}$ Кл.

Полученные данные практически совпали с оценкой, приведенной в [Л. 1] применительно к методу высокочастотной дефектоскопии. Однако следует учесть, что рассмотренный метод измерений обеспечивает контроль при любом расположении дефекта по длине обмотки, а при измерениях на высокой частоте контролируется лишь часть обмотки, находящаяся вблизи ввода, где установлен датчик.

По данным [Л. 7] необратимые изменения твердой изоляции трансформатора вызываются дли-

тельным воздействием ч. р. интенсивностью около 10^{-8} Кл. Рассмотренным методом в рабочей схеме могут быть измерены ч. р. интенсивностью выше 10^{-7} Кл. Поэтому следует считать, что в эксплуатационных условиях, как правило, выявляются ч. р., вызывающие интенсивное разрушение твердой изоляции. Для повышения чувствительности метода необходимо подавление или исключение помех от короны, что существенно усложняет производство измерений [Л. 8 и 9].

Обнаружение в работающем трансформаторе ч. р. высокой интенсивности ($10^{-7}-10^{-6}$ Кл) может свидетельствовать о предаварийном состоянии его изоляции. Поэтому особую сложность при эксплуатационном контроле представляет идентификация внутренних ч. р., выявление их при наличии высоких уровней помех. Для этого дополнительно к значению кажущегося заряда ч. р. необходимо иметь информацию о других характеристиках измеряемой последовательности импульсов. Наиболее простой способ получения такой информации — использование осциллографического индикатора. При этом различаются и могут быть отнесены к помехам несинхронные с напряжением на объекте и непериодические импульсы, явления, одинаковые на всех трех фазах объекта, а также сигналы высокочастотных установок.

К явлениям, связанным с ч. р. в изоляции, следует отнести импульсы, возникающие лишь в одной из фаз объекта или в двух одновременно, а также происходящие в оба полупериода приложенного напряжения. Особо опасны разряды «вспышечного» характера: короткие серии импульсов большой амплитуды с сравнительно длинными перерывами между ними. Функции выявления импульсов ч. р. могут быть возложены и на автоматизированное измерительное устройство — сигнализатор ч. р.

Невозможность обнаружения начальных стадий процесса ч. р. в изоляции трансформатора требует проведения частого, а для особо важных объектов — непрерывного контроля. Во всех случаях обнаружения импульсов, относимых к внутренним ч. р., перед отключением объекта необходимо убедиться, что они происходят именно в изоляции контролируемого объекта. Локация места ч. р. обычно производится при помощи переносных индуктивных датчиков по максимальному значению измеряемого сигнала.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Сви П. М. Эксплуатационные измерения частичных разрядов в силовых трансформаторах. — «Электричество», 1972, № 2, с. 63—66.
2. Электрооборудование и изоляция на напряжение свыше 1000 В. Методы измерения характеристик частичных разрядов. ГОСТ 20074—74. Введ. 1/1 1977. 25 с.
3. Рекомендации по измерениям частичных разрядов в трансформаторах. — «Электротехника», 1967, № 9, с. 60—61.
4. Конторович А. М. Методика измерения частичных разрядов в силовых трансформаторах. — «Электротехническая промышленность», 1969, вып. 338, с. 4.
5. Widmann W. Messung innerer Teilentladungen bei Transformatoren. — «Bul. Schweiz. elektrotechn. Vereins», 1967, 58, № 22, S. 1001—1009.
6. Способ градуировки схем измерения частичных разрядов, А. С. № 446850 (СССР). Оpubл. в бюл. — «Открытия. Изобретения. Промышленные образцы. Товарные знаки», 1974, № 38.

Определение полной погрешности при расчетах установившихся режимов электрических систем

Кандидаты техн. наук ИДЕЛЬЧИК В. И., ПАЛАМАРЧУК С. И.

Полная погрешность расчета установившихся режимов определяется неточностью задания исходных данных, погрешностями математического описания (модели) и метода, ошибками округления в ЦВМ. В [Л. 1] показано, что ошибки округления при расчетах, далеких от предела по статической устойчивости установившихся режимов, на современных ЦВМ много меньше, чем погрешности, вносимые ошибками в исходных данных. Поэтому ниже ошибки округления не рассматриваются. В статье рассмотрены возможные погрешности в задании параметров режима электрических систем, приведены погрешности решения, вносимые неточностью задания исходных данных, применением упрощенных математических описаний и использованием итерационных методов расчета. Получены значения полных погрешностей результатов при расчетах установившихся режимов электрических систем.

Погрешности задания исходной информации. При расчете установившихся режимов погрешности в задании параметров режима складываются из ошибок измерений при контрольных замерах в энергосистемах и ошибок из-за несоответствия результатов контрольных замеров их значениям в момент расчета. И первое, и особенно второе слагаемое в конкретных энергосистемах имеют свои значения, зависящие от точности используемых приборов, частоты проводимых замеров, стабильности параметров режима и т. д. Поэтому в каждой энергосистеме необходима специальная оценка погрешностей. Рассмотрим результаты такой оценки, выполненной для характерных летних и зимних режимов в Иркутской энергосистеме¹.

При исследовании ошибок предполагалось, что все приборы и измерительные трансформаторы работают в своем классе точности. Кроме ошибок в измерительной аппаратуре учитывалось падение напряжения в соединительных кабелях. Как и принято в теории ошибок, погрешности измерительных

устройств в пределах класса точности считались случайными величинами, поэтому суммарная погрешность определялась как среднеквадратичная величина отдельных составляющих. Приводимые ниже значения погрешностей являются максимальными при условии работы измерительной аппаратуры в пределах класса точности. В действительности ошибки измерений, скорее всего, меньше этих значений. Однако с малыми вероятностями возможно появление наибольших значений.

Исследования [Л. 2 и 3] показали, что при замерах напряжений на подстанциях 110, 220 кВ возможны относительные ошибки, не превышающие 3,5%. На станциях, измерительные системы которых, как правило, оснащены приборами класса точности 1,5, ошибки измерения не превышают 2,75%. Напряжения на шинах 500 кВ в энергосистеме измеряются с погрешностями, меньшими 2%.

В Иркутской энергосистеме на линиях напряжением 500 кВ практически все установленные для измерения потоков мощности приборы имеют класс точности 1,5. Потоки в линиях 110 и 220 кВ измеряются приборами с классами точности 1,5 и 2,5. Используемые трансформаторы тока, как правило, имеют класс точности 1. Потоки активной мощности в линиях 500 кВ измеряются с погрешностями до 6,6%. Погрешности потоков, превышающих 10 МВт, в линиях 110—220 кВ могут достигать 33%. Потоки реактивной мощности, большие 10 МВ·А, измеряются с ошибками до 35%. Основную долю погрешности измерений составляют ошибки приборов, которые особенно велики при замерах потоков реактивной мощности. Уменьшение погрешностей может быть достигнуто установкой либо многопредельных приборов, либо дополнительных приборов с более узкой шкалой измерений.

Проведен анализ погрешностей измерения нагрузок более чем двадцати различных по номинальной мощности понижающих трансформаторов на подстанциях Иркутской энергосистемы. Возможная ошибка измерения активных нагрузок для большинства рассмотренных трансформаторов близка к 10%, а реактивных — к 15%. Активные нагрузки

¹ Обследование точности измерения параметров режима выполнено сотрудниками Иркутского политехнического института совместно с работниками РЭУ Иркутскэнерго.

7. Вопросы координации электрической прочности главной изоляции силовых трансформаторов высших классов напряжения. Трансформаторы. Переводы докладов XXIII сессии международной конференции по большим электрическим сетям (CIGRE), 1970, «Энергия», 1972, с. 64—72. Авт.: А. К. Лоханин, Т. И. Морозова, И. Д. Воеводин и др.

8. Баромыкин О. В., Сви П. М. Эксплуатационные измерения частичных разрядов с компенсацией помех. — «Электрические станции», 1974, № 11, с. 81—82.

9. Гурин В. В., Сви П. М. Испытание силовых трансформаторов на частичные разряды в условиях эксплуатации. — «Электрические станции», 1975, № 5, с. 67—70.

трансформаторов номинальной мощностью 40 МВ·А и больше замеряются с погрешностями, лежащими в пределах от 4,6 до 7,6%. Погрешности определения нагрузок отдельных слабозагруженных обмоток могут достигать 16%. Реактивные нагрузки трансформаторов измеряются с гораздо большими относительными ошибками, достигающими для малых мощностей 40%.

Значительные неточности в задании сопротивлений трансформаторов возникают из-за неучета отклонений параметров при работе переключающих устройств РПН и колебаний температуры обмоток. Возможные изменения сопротивлений определены по данным испытательной станции Московского электромеханического завода им. В. В. Куйбышева и приведены в [Л. 3]. Эти значения близки к результату численного анализа формул потерь, выполненного в [Л. 4].

Точность измерения суммарной мощности электрической станции исследована на Братской ГЭС [Л. 3]. При полной нагрузке агрегатов максимальная погрешность измерения суммарной мощности станции может быть близка к 3%.

Данные контрольных замеров часто используются для расчета в условиях, не совпадающих с условиями контрольного замера, приборы очень часто не работают в своем классе точности, контрольные замеры проводятся неодновременно. Все это приводит к дополнительным погрешностям. Указанные недостатки должны быть устранены при повышении культуры эксплуатации и в значительной степени при использовании системы идентификации состояния и параметров электрической системы.

Влияние погрешностей в исходной информации на результаты расчета установившихся режимов. В том случае, когда исходные данные являются независимыми случайными величинами и известна явная функция, определяющая зависимость решения от исходной информации, вероятностные характеристики результата могут быть найдены аналитически. Нам неизвестно аналитическое решение этой задачи, когда функция, определяющая зависимость решения от исходных данных является неявной. В таком случае, а это относится и к уравнениям установившегося режима, для исследования погрешностей может быть применен метод статистических испытаний. Реализующая этот метод АЛГОЛ-программа описана в [Л. 5 и 6]. В программе исходные данные предполагаются независимыми, а компоненты результата — некоррелированными случайными величинами. По заданному закону распределения моделируются исходные данные — фиксированные активные и реактивные мощности станций, фазы и модули напряжений узлов со свободной, соответственно активной и реактивной, мощностью, активные и реактивные мощности нагрузок и параметры схем замещения. За границы интервалов распределения (три среднеквадратичных отклонения при нормальном законе распределения) приняты приведенные выше значения предельных погрешностей исходных данных.

Далее рассмотрены полученные по методу статистических испытаний предельные значения погрешностей результатов расчета установившихся

режимов. При нормальном законе распределения ошибок компонентов результата эти значения соответствуют трем среднеквадратичным отклонениям. Значения погрешностей результатов расчета определены для схем замещения питающих сетей Иркутской и Читинской энергосистем, небольших частей схем замещения ОЭС Средней Азии и Европейской части ЕЭС СССР. При выборе для исследований этих схем замещения учитывалось, что в схемах Иркутской системы и части ЕЭС три уровня номинальных напряжений: 110, 220, 500 кВ, а линии этих сетей неравномерно загружены активной мощностью. В схеме части ОЭС Средней Азии все узлы имеют номинальное напряжение 110 кВ. В сети нет протяженных и коротких линий, поэтому все связи имеют близкие параметры. Схема Читинской системы содержит линии, сильно различающиеся своей протяженностью, а следовательно, и параметрами. Для перечисленных электрических систем рассмотрены установившиеся режимы с разным запасом статической устойчивости.

В проведенных расчетах сначала определено влияние ошибок в отдельных группах параметров, составляющих исходную информацию. Так, получены значения предельных погрешностей, вносимых только ошибками в параметры линий, только неточностями задания параметров трансформаторов или мощностей нагрузок потребителей. Затем найдены суммарные погрешности от совместного влияния перечисленных выше ошибок.

Расчеты показали, что ошибки в активных сопротивлениях линий незначительно искажают результаты расчета установившихся режимов. Максимально возможные погрешности определения напряжения в нормальных режимах работы всех анализируемых сетей не превышают $\pm 0,25\%$. Потоки активной мощности в линиях, превышающие 200 МВт, рассчитываются с погрешностями, достигающими $\pm 2,2\%$. Погрешность, вносимая отсутствием коррекции сопротивлений в зимних режимах, мала. В сетях 500 кВ 10%-ные систематические погрешности в емкостных проводимостях линий оказывают примерно вдвое большее влияние, чем 14%-ные ошибки в активных продольных сопротивлениях линий. В сетях с напряжением 110—220 кВ влияние ошибок гораздо слабее; 10%-ные неточности в емкостях дают примерно такие же малые погрешности, что и неучет температурных изменений активных сопротивлений линий.

Таким образом, погрешности задания активных сопротивлений линий из-за неучета колебаний температуры, возможные ошибки в емкостных проводимостях линий каждая в отдельности слабо влияют на расчет уровней напряжения. Особенно это касается сопротивлений связей. Ошибки в задании сопротивлений трансформаторов и емкостных проводимостей линий примерно одинаково искажают расчет установившегося режима.

Случайные погрешности в задании мощностей нагрузок потребителей при расчетах уровней напряжений вносят ошибки до 1,6%. Ошибки в вычислении потоков активной мощности в 200 МВт и больше, как правило, лежат в пределах от 18 до 25%. Погрешности суммарных потерь активной мощности составляют 8—12%.

Если сравнить погрешности в результатах, вносимые ошибками в задание параметров связей и нагрузок узлов, то можно сказать, что неточности нагрузок сильнее влияют на потоки и суммарные потери активной мощности, чем совместные ошибки в параметрах линий и трансформаторов. Это относится к нормальным и послеаварийным режимам. Об уровнях напряжения такой однозначный ответ дать нельзя. В сетях или отдельных районах с длинными и сильно загруженными линиями большую погрешность определения напряжения узлов дают ошибки в задании параметров связей. Напротив, в сетях с короткими линиями любого номинального напряжения ощутимее неточность задания нагрузок.

Ошибки в задании напряжений балансирующих по Q узлов приводят к наибольшим погрешностям в искомым уровнях напряжений (по сравнению с ошибками в исходных данных других компонентов). В сетях 110–220 кВ они достигают 4,5%, в сетях 500 кВ — 3,75%. Потоки активной мощности в линиях мало чувствительны к рассматриваемым ошибкам напряжений. Возникающие погрешности не превышают 9%.

При одновременном источном задании сопротивлений линий и трансформаторов, емкостных проводимостей линий, напряжений балансирующих по реактивной мощности узлов и мощностей нагрузок потребителей оказалось, что в нормальных режимах уровни напряжений определяются с погрешностями, достигающими в сетях 500 кВ 3,8%, в сетях 110, 220 кВ — 5% номинальных значений. Относительные погрешности расчета потоков зависят от величины передаваемой мощности. Возможные ошибки в потоках, больших 200 МВт, не превышают 26%. В расчетах ремонтных и послеаварийных режимов на решении сильнее сказываются неточности в исходной информации. Ошибки в искомым напряжениях достигают 7%, в потоках, больших 200 МВт, — 50%. В сложных сетях, потери мощности в которых составляют 60–100 МВт за счет совместных ошибок в исходных данных, вычисление суммарных потерь ведется с погрешностью, достигающей 14%.

Погрешности математической модели. Влияние статических характеристик нагрузки по напряжению на результат расчета нормальных установившихся режимов незначительно. Неучет статических характеристик нагрузки вносит существенную погрешность в результаты расчета послеаварийных режимов, когда отклонение напряжения от номинального достигает 15% [Л. 7].

Получены результаты сопоставления параметров установившихся режимов, рассчитанных с помощью различных по точности математических моделей. В частности, рассмотрены погрешности в параметрах режима, полученные по программам, в которых:

емкость линий представлена приведенными к концам постоянными отборами мощности;

не учитывается возможность задания статических характеристик нагрузки; мощности нагрузок потребителей считаются постоянными;

реализуются уравнения режима в форме балансов тока в узлах сети с представлением нагрузок

источников и потребителей постоянными задающими токами;

задающие токи определяются из мощностей нагрузок по номинальным напряжениям;

нагрузки источников и потребителей задаются постоянными проводимостями на землю, определяемыми по номинальным напряжениям.

Найденные с помощью этих программ установившиеся режимы сопоставлены с результатами, полученными по описанной в [Л. 8] программе. Математическая модель последней принята условно за эталонную и представляет собой уравнения сети в форме баланса мощности в узлах. В ней возможен учет действительных коэффициентов трансформации и задание, если это необходимо, нагрузок потребителей одним из семи типов статических характеристик. Линии представляются П-образными, а трансформаторы Г-образными схемами замещения.

Проведенные расчеты [Л. 9] показали, что малые значения погрешностей, вносимые заменой емкостных проводимостей линий на постоянные отборы мощности, позволяют использовать этот прием в практических расчетах нормальных установившихся режимов. Задание нагрузок постоянными проводимостями на землю при расчетах нормальных режимов приводит к таким же ошибкам, что и неучет зависимости мощностей нагрузки от напряжения. Обе эти модели могут применяться для определения уровней напряжения в узлах сети. Результаты расчетов потоков мощности, выполняемых по этим моделям для оценки близости нормального режима к пределу по статической устойчивости, содержат недопустимо большие погрешности. Задание нагрузок потребителей постоянными токами дает наибольшие погрешности в результатах расчета по сравнению с другими рассмотренными математическими описаниями. Большие погрешности не дают возможности применить такую математическую модель в эксплуатационных расчетах.

Погрешность итерационного метода. Проведено расчетное исследование погрешности решения, вносимой прерыванием итерационного процесса при определении установившихся режимов методом Ньютона. За точную реализацию итерационного метода принимался расчет установившегося режима с высокой точностью балансировки сети (остаточные небалансы по активной мощности не превышали $1 \cdot 10^{-7}$ МВт и $1 \cdot 10^{-7}$ МВ·А по реактивной). Результат такого расчета сравнивался с решением, полученным при обычной точности балансировки, равной 1 МВт и 1 МВ·А. Расчеты, проведенные для пяти схем замещения показали, что при балансировке сети до 1 МВт и 1 МВ·А погрешности в искомым напряжениях малы и для всех рассмотренных схем замещения не превышают 0,05%.

Ошибки определения перетоков активной мощности тоже малы. Потоки в 10 МВт и больше рассчитываются с относительными погрешностями, меньшими 0,6%. Погрешности в крупных потоках, превышающих 100 МВт, составляют сотые доли процента. Ошибки в суммарных потерях за счет прерывания итерационного процесса достигают 0,07%. При максимальных допустимых небалансах, равных 10 МВт и 10 МВ·А, погрешности в опреде-

ления напряжений не превышают 0,9%, потоков активной мощности — 12%, суммарных потерь по сети — 6%. Следовательно, при явно низкой точности расчета погрешности итерационного метода близки к ошибкам, вносимым рассмотренными выше приближенными способами математического описания режимов.

Остаточные погрешности итерационных методов определены и для приближенных математических моделей, например, при представлении нагрузок постоянными проводимостями на землю. Полученные погрешности по величине несколько меньше и практически не отличаются от значений, возникающих на точной модели.

Полная погрешность определялась при использовании разных по точности математических моделей для названных выше пяти энергосистем. Вектор полной погрешности можно разделить на следующие составляющие [Л. 10]:

$$\bar{\Delta}_F = [F(\bar{D}) - F(\bar{D}, \mu)] + [F(\bar{D}, \mu) - F(\bar{D}, \mu, \alpha)] + \\ + [F(\bar{D}, \mu, \alpha) - F(D, \mu, \alpha)] + [F(D, \mu, \alpha) - \\ - F(D, \mu, \alpha, \tau)]. \quad (1)$$

Слагаемые в правой части (1) определяют соответственно погрешности математической модели и итерационного метода, полученные при истинном значении исходной информации \bar{D} , а также погрешности из-за ошибок исходных данных и округления. Преимущество выражения (1) и аналогичных ему состоит в том, что они позволяют разделить полную погрешность на ее составляющие.

Из проведенных расчетов следует, что погрешности от неточности математического описания зависят от режима работы сети, но изменения режима в пределах возможных колебаний исходных данных практически не влияют на их значения. Практически не меняется и погрешность итерационного метода при определении режимов по разным математическим моделям.

Иначе обстоит дело с погрешностями от неточности задания исходной информации. Их значение зависит от точности математического описания режима. Если для большинства узлов погрешность расчета напряжений при использовании условно-эталонной модели составляет 3,5%, то эта же зависимость, определенная на приближенных моделях, лежит в пределах от 3,3 до 3,7%. При исследовании полной погрешности для проектных и перспективных установившихся режимов погрешность от неточности исходных данных может считаться не зависящей от математического описания режима. При эксплуатационных расчетах эту погрешность следует определять для каждой конкретной математической модели.

Полные погрешности при расчете установившихся режимов при задании нагрузок потребителей постоянными мощностями и проводимостями близки между собой. Для напряжений в узлах сети они достигают 5,2%, для потоков активной мощности — 45%, для суммарных потерь — 19%. При задании

емкости линий постоянными отборами мощности и полные погрешности в напряжениях узлов могут составить 4,8%, в определении потерь — 15%, в потоках — до 27%. Наибольшие по значению полные погрешности возникают при задании нагрузок источников и потребителей постоянными токами. При этом в большинстве узлов погрешности напряжений составляют 8—12%. Максимально возможные ошибки в расчете суммарных потерь равны 45%, а для потоков — 60%.

Основную часть полной погрешности при расчете нормальных установившихся режимов составляют ошибки от неточности задания исходных данных. Для напряжений эти ошибки составляют 96%, для потерь активной мощности — 78%, а для потоков активной мощности — 60% полной погрешности. Ошибка итерационных методов в практических расчетах меньше 1% полной погрешности. В ремонтных и послеаварийных режимах работы систем полная погрешность и ее составляющие увеличиваются, поскольку режим ближе к пределу по статической устойчивости и матрица Якоби хуже обусловлена. Погрешности из-за неточности исходных данных составляют для напряжений 91%, для потерь активной мощности — 61%, а для потоков P — 86% полной погрешности.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Идельчик В. И. Влияние ошибок округления на результат расчета установившегося режима — В кн.: Вопросы применения математических методов при управлении режимами и развитием электрических систем. Изд. Иркутского ПИ, 1972.
2. Бабаев Г. С., Идельчик В. И., Паламарчук С. И. К вопросу о погрешностях измерения исходных данных при расчетах стационарных режимов энергосистем. — «Труды Иркутского ПИ», 1971, вып. 72.
3. Идельчик В. И., Паламарчук С. И. Погрешности в исходной информации при расчетах режимов электрических систем. — В кн.: Вопросы применения математических методов при управлении режимами и развитием электрических систем. Изд. Иркутского ПИ, 1972.
4. Заславская Т. Б., Ирлахман М. Я. Пределы вариаций электрических параметров силовых трансформаторов. — «Труды СибНИИЭ», М., «Энергия», 1971.
5. Идельчик В. И., Крумм Л. А., Паламарчук С. И. Расчет стационарных режимов энергетических систем при случайном и неопределенном характере задания исходной информации. — «Доклады II Всесоюзного совещания по статистическим методам теории управления. Статистическое моделирование». М., «Наука», 1970.
6. Идельчик В. И., Паламарчук С. И. Программа и расчеты стационарных режимов энергосистем при случайной исходной информации. — «Труды Иркутского ПИ», 1971, вып. 72.
7. Федоров Д. А., Идельчик В. И. Учет статистических характеристик нагрузки при расчете стационарного режима энергосистем с помощью ЦВМ. Применение вычислительной техники в электроэнергетике. М., МДНТП, 1964.
8. Тарасов В. И., Шалагинов А. И. АЛГОЛ-программа расчета установившегося режима и оценки апериодической устойчивости сложных электрических систем. — «Труды Иркутского ПИ», 1971, вып. 72.
9. Идельчик В. И., Паламарчук С. И. Погрешности математического описания установившихся режимов. — В кн.: Вопросы применения математических методов при управлении режимами и развитием электрических систем. Изд. Иркутского ПИ, 1972.
10. Идельчик В. И. Погрешности на ЦВМ при управлении режимами электрических систем. Изд. Иркутского ПИ, 1971.

[20.1.1976]

Особенности расчета подвесных разъединителей для распределительных устройств высокого и сверхвысокого напряжений

Канд. техн. наук, доц. ЧУНИХИН А. А., инж. ЕВТУШЕНКО В. А.

Москва

Конструкция подвесного разъединителя показана на рис. 1. В нем неподвижный контакт 1 устанавливается на изоляционной конструкции 2 (шинной опоре, трансформаторе тока, выключателе и т. п.), а подвижный контакт 3 подвешивается с помощью гирлянды изоляторов 4 и троса 5 на блоках 6, устанавливаемых на портале 8. Подвижный контакт 3 разъединителя состоит из груза-стабилизатора на котором с помощью стержней закреплены три токоведущих башмака, а также жесткого или гибкого токопровода. Токопровод с помощью шарниров крепится к тяге, с помощью которой груз-стабилизатор подвешивается к гирлянде изоляторов. С токоведущими башмаками токопровод соединен через центральную токораспределительную пластину гибкими связями.

Неподвижный контакт 1 состоит из токоведущего кольца-ловителя, укрепленного с помощью опорных стоек на фланце, которым он крепится к изоляционной конструкции. Токопровод крепится к контактному выводу, соединенному шинами с токоведущим кольцом-ловителем. Оперирование разъединителем осуществляется электродвигательным приводом 7.

При работе привода на включение подвижный контакт разъединителя, опускаясь, входит в кольцо-ловитель неподвижного контакта и при дальнейшем опускании заводится на нем с помощью токоведущих башмаков в трех точках. Такая конструкция обеспечивает устойчивое положение подвижного контакта в неподвижном.

Масса груза-стабилизатора выбирается из условия обеспечения как можно меньшего отклонения подвижного контакта под действием ветра, обеспечения надежного самоочищения контактных поверхностей от льда в условиях гололеда, а также по номинальному току и из условий термической и

динамической стойкости контактов при протекании токов короткого замыкания.

По временным техническим условиям уже выпущена опытно-промышленная партия подвесных разъединителей для ОРУ 500 кВ на номинальный ток 2000 А.

Одна из компоновок ОРУ 500 кВ (схема «1,5 выключателя на цепь») с применением этих разъединителей дана в [Л. 1]. Сейчас разрабатываются подвесные разъединители напряжением 500 кВ, рассчитанные на номинальный ток 3200 А и ударный ток короткого замыкания 160 кА.

При конструировании возник ряд вопросов, требующих тщательной разработки. К ним относятся: обеспечение надежной работы разъединителя при ветре;

разработка пространственного токоведущего контура контактной системы с равномерным распределением тока по токоведущим частям;

разработка контактной системы с учетом динамической и термической стойкости при протекании больших токов короткого замыкания.

В статье рассматривается выбор основных параметров разъединителя с учетом его надежной работы при ветре.

Определение отклонений подвижного контакта разъединителя под действием ветра и выбор диаметра кольца-ловителя неподвижного контакта. При определении нагрузок от скоростного напора ветра на конструкцию обычно пользуются выражением [Л. 2]:

$$P = q s c_x n \beta,$$

где $q = \frac{v^2}{16}$ — динамическое или скоростное давление

ветра; s — подветренная площадь; c_x — аэродинамический коэффициент обтекания, зависящий для цилиндрических тел от числа Рейнольдса; n — коэффициент увеличения скоростного напора ветра по высоте; $\beta = 1 + \xi m$ — динамический коэффициент увеличения скоростного напора; ξ — коэффициент динамичности; m — коэффициент пульсации продольной компоненты скорости ветра.

Такой способ определения ветровых нагрузок является простым и удобным. Однако из-за неучета инерционности конструкции, аэродинамического демпфирования и формального выбора коэффициента динамичности результат, как правило, получается завышенным.

Максимальное отклонение подвижного контакта подвесного разъединителя определялось с учетом динамического воздействия порывов ветра (СНИП II-6-74. Нормы проектирования. Нагрузки и воздействия). В частности, суммарная сила от действия скоростного напора ветра включает нагрузку от постоянной составляющей скорости ветра, которая

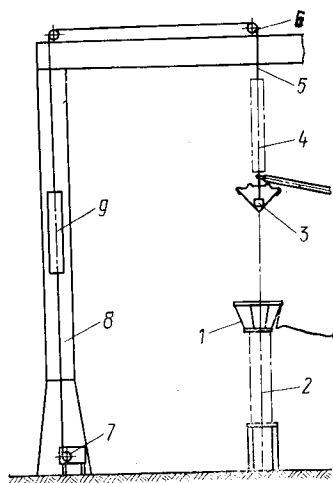


Рис. 1.

определяется ГОСТ 689-69, и силу инерции, которая возникает при колебаниях контакта [Л. 3].

Для упрощения расчета распределенную нагрузку на подвижный контакт от действия ветра заменяем четырьмя сосредоточенными силами $P_1—P_4$ (рис. 2): P_1 —суммарная боковая сила на груз-стабилизатор, токоведущие башмаки и стержни (сумма скоростного напора ветра и сил инерции); P_2 —то же на жесткий (трубчатый) токоподвод; $P_3—P_4$ —то же на половину длины гирлянды изоляторов.

В общем виде суммарная боковая сила в i -й точке

$$P_i = q_i s_i + M_i \xi \eta_i v',$$

где q_i —удельная нагрузка от постоянной составляющей скорости ветра (здесь учитывается аэродинамическое обтекание тел потоком, а также увеличение скоростного напора по высоте); s_i —подветренная площадь i -го участка; M_i —масса i -го участка; ξ —коэффициент динамичности; η_i —приведенное ускорение середины i -го участка; v' —коэффициент, учитывающий пространственную корреляцию пульсации скорости ветра по высоте.

Коэффициент динамичности определяется по формуле [Л. 3 и 4]:

$$\xi^2(\omega_s) = \psi \frac{\left[\frac{1}{2\alpha} \left(1 + \frac{\epsilon^2}{m^2} \right) \omega_s^4 + \frac{1}{\gamma} \left(1 + \frac{\epsilon^2 \gamma^2}{m^2} \right) \omega_s^3 + \right.}{(\omega_s^4 + 2\alpha\gamma\omega_s^3 + 2\alpha\omega_s^2 +$$

$$\left. + 2\alpha \frac{\epsilon^2}{m^2} \omega_s + \frac{\epsilon^2}{\gamma} \omega_s \right]} \rightarrow$$

$$\rightarrow \frac{+ 2\alpha\gamma m^2 \omega_s + m^4}{+ 2\alpha\gamma m^2 \omega_s + m^4}.$$

Здесь

$$\psi = \alpha - \mu\beta; \quad \epsilon^2 = \frac{(\alpha + \mu\beta) m^2}{\alpha - \mu\beta}; \quad m^2 = \alpha^2 + \beta^2;$$

(в выражении для ξ пульсации скоростного напора рассматриваются как силы, меняющие свою величину во времени по случайному закону, при этом продольная компонента пульсации скорости описывается нормированной корреляционной функцией, в которую входят параметры α , μ и β [Л. 4].)

$\omega_s = \frac{2\pi}{T}$ —круговая частота; T —период свободных

колебаний; $\gamma = \frac{\delta}{\pi}$; δ —логарифмический декремент колебаний; α , μ , β —параметры корреляционной функции, с помощью которой описывается продольная компонента пульсации скорости ветра.

При определении логарифмического декремента колебаний учитывалось, что рассеяние энергии происходит как за счет внутреннего трения ($\delta_{\text{констр}}$), так и за счет аэродинамического демпфирования:

$$\delta = \delta_{\text{констр}} + \delta_{\text{аэрод.}}$$

Значение $\delta_{\text{констр}} = 0,04—0,06$ получено в результате замеров амплитуд колебаний подвижного контакта на опытном образце подвешенного разъединителя как логарифм отношения двух смежных амплитуд, отличающихся во времени на половину периода.

Другую составляющую определяем по формуле [Л. 5]:

$$\delta_{\text{аэрод}} = \frac{\bar{p}}{v m n},$$

где \bar{p} —погонное давление ветра на конструкцию; m —погонная масса; v —скорость ветра; n —частота свободных колебаний.

Для разных конструкций значение $\delta_{\text{констр}}$ и $\delta_{\text{аэрод}}$ будет различным.

Приведенное ускорение середины i -го участка

$$\eta_i = \frac{a_i \sum_{i=1}^4 a_i q_i s_i m}{\sum_{i=1}^4 a_i^2 m_i},$$

где a_i —относительная ордината свободных колебаний системы в i -й точке.

Таким образом, были найдены суммарные силы, действующие на подвижный контакт разъединителя в каждой из четырех вышеуказанных точек. После этого по уравнениям равновесия было определено максимальное отклонение подвижного контакта. Ниже приведены результаты расчета варианта разъединителя для напряжения 500 кВ.

Следует сказать, что указанная в ГОСТ 689-69 скорость ветра, при которой производится оперирование разъединителями (30 и 40 м/сек), несколько завышена. На территории СССР такая скорость ветра наблюдается крайне редко, а оперирование при таком ветре практически не производится. Вместе с тем это приводит к тому, что аппараты получают громоздкими и тяжелыми. Учитывая это, а также опыт эксплуатации промышленной партии подвесных разъединителей РПН-500/2000А на ряде станций, для определения кольца-ловителя неподвижного контакта подвешенного разъединителя РПН-500/3200А была взята расчетная скорость ветра 25 м/с. При этом с учетом того, что $M_1 = 292$ кг, $M_2 = 220$ кг, $M_3 = M_4 = 63$ кг, $L = 11,5$ м (частично недовключенное положение, когда длина подвеса незафиксированного подвижного контакта максимальна), а также поправок на принятые в расчете упрощения, отклонение подвижного контакта составило $x_p = 800$ мм. Отсюда диаметр кольца-ловителя неподвижного контакта $D_p \geq 1600$ мм.

Для разъединителей 750 кВ с большей длиной подвеса, кроме увеличения массы груза-стабилизатора, необходим поиск других мер повышения ветроустойчивости.

Определение межполюсного расстояния и расстояния от оси полюса до заземленных конструкций. Под действием постоянной составляющей скорости ветра подвижные контакты всех полюсов разъединителя отклоняются в одну сторону, однако около этих отклоненных положений они колеблются асинхронно

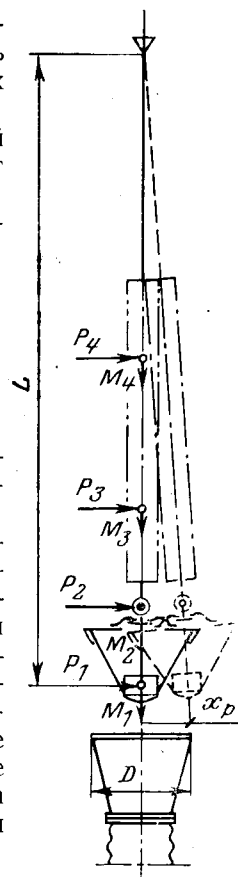


Рис. 2.

(для этого достаточно незначительной разницы в массе контактов, их длине подвеса и размерах). Исходя из этого, расстояние между полюсами B определялось по формуле:

$$B = A_{\phi-\phi} + 2c + x_p + (a - x),$$

где $A_{\phi-\phi}$ — наименьшее расстояние в свету между токоведущими частями разных фаз (для ОРУ 500 кВ значение $A_{\phi-\phi} = 4200$ мм — см. ПУЭ, табл. IV—2—2); $2c = 1600$ мм — максимальный размер в плане подвижного контакта; x_p — максимальное расчетное отклонение подвижного контакта; x — отклонение подвижного контакта разъединителя под действием постоянной составляющей скоростного напора ветра; a — амплитуда колебаний подвижного контакта около отклоненного от вертикали на величину x положения равновесия;

Необходимо учитывать, что из-за внезапного прекращения ветра амплитуда колебаний может быть близка к максимальной. Однако, принимая во внимание, что максимальное отклонение контакта возможно лишь при строго заданном направлении скорости ветра, вероятность которого мала, а также аэродинамическое демпфирование и малую вероятность максимальной скорости ветра вообще, принимаем:

$$a - x = \frac{x_p}{2},$$

тогда

$$B = A_{\phi-\phi} + 2c + \frac{3}{2} x_p.$$

Так как в техническом задании требуется надежная работа подвесного разъединителя во включенном и отключенном положениях при скорости ветра 40 м/с (оперирование должно производиться, как указано выше, при скорости ветра $v \leq 25$ м/с), то расчетным для определения межфазного расстояния оказалось отключенное положение разъединителя, при этом было получено $B \geq 7500$ мм.

Подвижные контакты подвесных разъединителей подвешиваются на порталах и при колебаниях контакты крайних полюсов могут приближаться к стойкам портала, поэтому необходимо определять и строго регламентировать указанное расстояние. Оно

определялось по выражению:

$$D = x_p + c + A_{\phi-\phi},$$

где $A_{\phi-\phi}$ — наименьшее расстояние от токоведущих частей до заземленных конструкций (для ОРУ 500 кВ значение $A_{\phi-\phi} = 3750$ мм).

Для разъединителя 500 кВ было получено $D \geq 5700$ мм. Следует отметить, что в настоящее время ведутся поиски путей уменьшения отклонений подвижного контакта под действием ветра. Например, увеличение массы груза-стабилизатора, что вызывается также требованием надежной работы контактной системы при протекании больших токов короткого замыкания, подвеска дополнительного груза к гирлянде или закрепление подвижного контакта на V-образной изоляционной подвеске. Необходимо также всячески ускорить работы по созданию стержневых изоляционных подвесок малого диаметра из стеклопластика. Для всех подвесных конструкций аппаратов — это «идеальная» подвеска, так как при высокой изоляционной и механической прочности она будет обладать малой массой и незначительной парусностью, следовательно, ветровые нагрузки на конструкцию резко уменьшатся.

Следует отметить, что расстояния $A_{\phi-\phi}$ и $A_{\phi-\delta}$ взяты с запасом и должны быть уточнены при испытаниях, так как при заданном значении испытательного напряжения величина воздушного промежутка зависит от типа экранов, конструкции токопроводов, высоты от земли и т. п. В ряде случаев это позволит уменьшить размеры порталов. Освоение серийного изготовления подвесных разъединителей даст значительный экономический эффект.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Зеликин М. Л. Открытое распределительное устройство 500 кВ с подвесными разъединителями и совмещенной аппаратурой. — «Электрические станции», 1974, № 8.
2. Соколов А. Г. Опоры линий передач. М., Государственное издательство литературы по строительству, архитектуре и строительным материалам, 1961.
3. Барштейн М. П. Воздействие ветра на высокие сооружения. — «Строительная механика и расчет сооружений», 1959, № 1.
4. Барштейн М. П. Динамический расчет мачт и башен на действие ветра. — «Строительная механика и расчет сооружений», 1967, № 4.
5. Davenport A. G. The Response of slender, line-like structures to a gusty wind. — «ICE», 1962, November.

[9.10.1975]

УДК 621.313.322-81.064.4

Об эффективности форсированного гашения поля крупных турбогенераторов

Канд. техн. наук ОБРАЗЦОВ В. А., инж. БЕЛЯЕВ Л. М.

Ленинград

Приводятся материалы исследований по определению зависимости размеров повреждений в статоре турбогенератора при возникновении пробоя изоляции между стержнями обмотки и сталью статора от продолжительности гашения поля.

При пробое изоляции обмотки статора турбогенератора в месте пробоя возникает электрическая дуга, которая выжигает изоляцию, медь стержней

и сталь пакетов статора. До настоящего времени единственным способом, позволяющим ограничить размеры повреждений при таких авариях, является быстрое развозбуждение машины (гашение поля).

При этом считается, что чем быстрее гасится поле поврежденной машины, тем размеры повреждений меньше.

определяется ГОСТ 689-69, и силу инерции, которая возникает при колебаниях контакта [Л. 3].

Для упрощения расчета распределенную нагрузку на подвижный контакт от действия ветра заменяем четырьмя сосредоточенными силами P_1-P_4 (рис. 2): P_1 — суммарная боковая сила на груз-стабилизатор, токоведущие башмаки и стержни (сумма скоростного напора ветра и сил инерции); P_2 — то же на жесткий (трубчатый) токоподвод; P_3-P_4 — то же на половину длины гирлянды изоляторов.

В общем виде суммарная боковая сила в i -й точке

$$P_i = q_i s_i + M_i \xi_i v',$$

где q_i — удельная нагрузка от постоянной составляющей скорости ветра (здесь учитывается аэродинамическое обтекание тел потоком, а также увеличение скоростного напора по высоте); s_i — подветренная площадь i -го участка; M_i — масса i -го участка; ξ — коэффициент динамичности; v' — приведенное ускорение середины i -го участка; v' — коэффициент, учитывающий пространственную корреляцию пульсации скорости ветра по высоте.

Коэффициент динамичности определяется по формуле [Л. 3 и 4]:

$$\xi^2(\omega_s) = \psi \frac{\left[\frac{1}{2\alpha} \left(1 + \frac{\varepsilon^2}{m^2} \right) \omega_s^4 + \frac{1}{\gamma} \left(1 + \frac{\varepsilon^2 \gamma^2}{m^2} \right) \omega_s^3 + \right]}{(\omega_s^4 + 2\alpha\gamma\omega_s^3 + 2\alpha\omega_s^2 + 2\alpha \frac{\varepsilon^2}{m^2} \omega_s^2 + \frac{\varepsilon^2}{\gamma} \omega_s)} \rightarrow$$

$$\rightarrow \frac{+ 2\alpha \frac{\varepsilon^2}{m^2} \omega_s^2 + \frac{\varepsilon^2}{\gamma} \omega_s}{+ 2\alpha\gamma m^2 \omega_s + m^4}.$$

Здесь

$$\psi = \alpha - \mu\beta; \quad \varepsilon^2 = \frac{(\alpha + \mu\beta) m^2}{\alpha - \mu\beta}; \quad m^2 = \alpha^2 + \beta^2;$$

(в выражении для ξ пульсации скоростного напора рассматриваются как силы, меняющие свою величину во времени по случайному закону, при этом продольная компонента пульсации скорости описывается нормированной корреляционной функцией, в которую входят параметры α , μ и β [Л. 4];)

$\omega_s = \frac{2\pi}{T}$ — круговая частота; T — период свободных

колебаний; $\gamma = \frac{\delta}{\pi}$; δ — логарифмический декремент колебаний; α , μ , β — параметры корреляционной функции, с помощью которой описывается продольная компонента пульсации скорости ветра.

При определении логарифмического декремента колебаний учитывалось, что рассеяние энергии происходит как за счет внутреннего трения ($\delta_{\text{констр}}$), так и за счет аэродинамического демпфирования:

$$\delta = \delta_{\text{констр}} + \delta_{\text{аэрод}}.$$

Значение $\delta_{\text{констр}} = 0,04-0,06$ получено в результате замеров амплитуд колебаний подвижного контакта на опытном образце подвесного разъединителя как логарифм отношения двух смежных амплитуд, отличающихся во времени на половину периода.

Другую составляющую определяем по формуле [Л. 5]:

$$\delta_{\text{аэрод}} = \frac{\bar{p}}{v m n},$$

где \bar{p} — погопное давление ветра на конструкцию; m — погопная масса; v — скорость ветра; n — частота свободных колебаний.

Для разных конструкций значение $\delta_{\text{констр}}$ и $\delta_{\text{аэрод}}$ будет различным.

Приведенное ускорение середины i -го участка

$$\eta_i = \frac{a_i \sum_{i=1}^4 a_i q_i s_i m}{\sum_{i=1}^4 a_i^2 m_i},$$

где a_i — относительная ордината свободных колебаний системы в i -й точке.

Таким образом, были найдены суммарные силы, действующие на подвижный контакт разъединителя в каждой из четырех вышеуказанных точек. После этого по уравнениям равновесия было определено максимальное отклонение подвижного контакта. Ниже приведены результаты расчета варианта разъединителя для напряжения 500 кВ.

Следует сказать, что указанная в ГОСТ 689-69 скорость ветра, при которой производится оперирование разъединителями (30 и 40 м/сек), несколько завышена. На территории СССР такая скорость ветра наблюдается крайне редко, а оперирование при таком ветре практически не производится. Вместе с тем это приводит к тому, что аппараты получаются громоздкими и тяжелыми. Учитывая это, а также опыт эксплуатации промышленной партии подвесных разъединителей РПН-500/2000А на ряде станций, для определения кольца-ловителя неподвижного контакта подвесного разъединителя РПН-500/3200А была взята расчетная скорость ветра 25 м/с. При этом с учетом того, что $M_1 = 292$ кг, $M_2 = 220$ кг, $M_3 = M_4 = 63$ кг, $L = 11,5$ м (частично недовключенное положение, когда длина подвеса незафиксированного подвижного контакта максимальна), а также поправок на принятые в расчете упрощения, отклонение подвижного контакта составило $x_p = 800$ мм. Отсюда диаметр кольца-ловителя неподвижного контакта $D_p \geq 1600$ мм.

Для разъединителей 750 кВ с большей длиной подвеса, кроме увеличения массы груза-стабилизатора, необходим поиск других мер повышения ветроустойчивости.

Определение межполюсного расстояния и расстояния от оси полюса до заземленных конструкций. Под действием постоянной составляющей скорости ветра подвижные контакты всех полюсов разъединителя отклоняются в одну сторону, однако около этих отклоненных положений они колеблются асинхронно

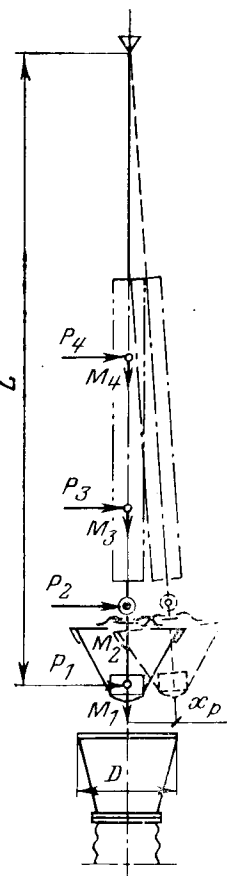


Рис. 2.

(для этого достаточно незначительной разницы в массе контактов, их длине подвеса и размерах). Исходя из этого, расстояние между полюсами B определялось по формуле:

$$B = A_{\phi-\phi} + 2c + x_p + (a - x),$$

где $A_{\phi-\phi}$ — наименьшее расстояние в свету между токоведущими частями разных фаз (для ОРУ 500 кВ значение $A_{\phi-\phi} = 4200$ мм — см. ПУЭ, табл. IV—2—2); $2c = 1600$ мм — максимальный размер в плане подвижного контакта; x_p — максимальное расчетное отклонение подвижного контакта; x — отклонение подвижного контакта разъединителя под действием постоянной составляющей скоростного напора ветра; a — амплитуда колебаний подвижного контакта около отклоненного от вертикали на величину x положения равновесия:

Необходимо учитывать, что из-за внезапного прекращения ветра амплитуда колебаний может быть близка к максимальной. Однако, принимая во внимание, что максимальное отклонение контакта возможно лишь при строго заданном направлении скорости ветра, вероятность которого мала, а также аэродинамическое демпфирование и малую вероятность максимальной скорости ветра вообще, принимаем:

$$a - x = \frac{x_p}{2},$$

тогда

$$B = A_{\phi-\phi} + 2c + \frac{3}{2} x_p.$$

Так как в техническом задании требуется надежная работа подвешенного разъединителя во включенном и отключенном положениях при скорости ветра 40 м/с (оперирование должно производиться, как указано выше, при скорости ветра $v \leq 25$ м/с), то расчетным для определения межфазного расстояния оказалось отключенное положение разъединителя, при этом было получено $B \geq 7500$ мм.

Подвижные контакты подвесных разъединителей подвешиваются на порталах и при колебаниях контакты крайних полюсов могут приближаться к стойкам портала, поэтому необходимо определять и строго регламентировать указанное расстояние. Оно

определялось по выражению:

$$D = x_p + c + A_{\phi-\phi},$$

где $A_{\phi-\phi}$ — наименьшее расстояние от токоведущих частей до заземленных конструкций (для ОРУ 500 кВ значение $A_{\phi-\phi} = 3750$ мм).

Для разъединителя 500 кВ было получено $D \geq 5700$ мм. Следует отметить, что в настоящее время ведутся поиски путей уменьшения отклонений подвижного контакта под действием ветра. Например, увеличение массы груза-стабилизатора, что вызывается также требованием надежной работы контактной системы при протекании больших токов короткого замыкания, подвеска дополнительного груза к гирлянде или закрепление подвижного контакта на V-образной изоляционной подвеске. Необходимо также всячески ускорить работы по созданию стержневых изоляционных подвесок малого диаметра из стеклопластика. Для всех подвесных конструкций аппаратов — это «идеальная» подвеска, так как при высокой изоляционной и механической прочности она будет обладать малой массой и незначительной парусностью, следовательно, ветровые нагрузки на конструкцию резко уменьшатся.

Следует отметить, что расстояния $A_{\phi-\phi}$ и $A_{\phi-\text{з}}$ взяты с запасом и должны быть уточнены при испытаниях, так как при заданном значении испытательного напряжения величина воздушного промежутка зависит от типа экранов, конструкции токопроводов, высоты от земли и т. п. В ряде случаев это позволит уменьшить размеры порталов. Освоение серийного изготовления подвесных разъединителей даст значительный экономический эффект.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Зеликин М. Л. Открытое распределительное устройство 500 кВ с подвесными разъединителями и совмещенной аппаратурой. — «Электрические станции», 1974, № 8.
2. Соколов А. Г. Опоры линий передач. М., Государственное издательство литературы по строительству, архитектуре и строительным материалам, 1961.
3. Барштейн М. П. Воздействие ветра на высокие сооружения. — «Строительная механика и расчет сооружений», 1959, № 1.
4. Барштейн М. П. Динамический расчет мачт и башен на действие ветра. — «Строительная механика и расчет сооружений», 1967, № 4.
5. Davenport A. G. The Response of slender, line-like structures to a gusty wind. — «ICE», 1962, November.

[С.10.1975]

УДК 621.313.322-81.064.4

Об эффективности форсированного гашения поля крупных турбогенераторов

Канд. техн. наук ОБРАЗЦОВ В. А., инж. БЕЛЯЕВ Л. М.

Ленинград

Приводятся материалы исследований по определению зависимости размеров повреждений в статоре турбогенератора при возникновении пробоя изоляции между стержнями обмотки и сталью статора от продолжительности гашения поля.

При пробое изоляции обмотки статора турбогенератора в месте пробоя возникает электрическая дуга, которая выжигает изоляцию, медь стержней

и сталь пакетов статора. До настоящего времени единственным способом, позволяющим ограничить размеры повреждений при таких авариях, является быстрое развозбуждение машины (гашение поля).

При этом считается, что чем быстрее гасится поле поврежденной машины, тем размеры повреждений меньше.

В отношении гидрогенераторов это положение ни у кого не вызывает сомнений. Что же касается турбогенераторов, то здесь мнения расходятся. Часть специалистов как наших, так и зарубежных [Л. 1, 3, 9 и 11] считает, что форсирование развозбуждения турбогенераторов, особенно крупных, эффективно, другие [Л. 2 и 3] полагают, что в настоящее время экономическая эффективность применения для турбогенераторов более быстродействующих устройств для гашения поля, если они более сложны, чем существующие, не может быть достаточно убедительно доказана без специальных исследований, наконец, есть ряд специалистов [Л. 10], которые считают, что для гашения поля турбогенераторов достаточно развозбуждение его возбудителя и что нет необходимости даже в разрыве цепи обмотки возбуждения генератора. Применение турбогенераторов с бесщеточной системой возбуждения, при которой разрыв цепи обмотки в роторе очень затруднен, вновь ставит на повестку дня вопрос о целесообразности и эффективности того или другого способа развозбуждения машин.

В НИИ ЛЭО «Электросила» были проведены расчеты продолжительности спада потока турбогенератора типа ТВВ-320 при различных способах гашения поля [Л. 12]. Эти расчеты показали, что расчетное количество энергии, выделяющейся в месте повреждения, может отличаться в 2,5—10 раз в зависимости от способа гашения поля. Однако определить размеры повреждений, даже зная количество выделившейся энергии, без экспериментальных данных не представляется возможным, поэтому в этом же институте в 1968—1971 гг. была проведена работа по определению размеров повреждений статоров турбогенераторов мощностью 200—300 МВт при различных токах короткого замыкания и при различных количествах энергии, выделяющейся в месте повреждения. Поскольку наиболее серьезные повреждения статора имеют место при двойном пробое изоляции на корпус, т. е. между стержнями и сталью в разных пазах, когда возможно спекание стали пакетов статора, при исследованиях имитировался именно этот вид аварии.

Методика. Для имитации части статора турбогенератора были изготовлены макеты, представляющие собой набор статорной стали турбогенератора типа ТВВ-320, ограниченный зоной трех зубцов. В пазы этих макетов вкладывались по два куса стержней обмотки, которые заклинивались изоляционными клиньями. Между стержнями устанавливались изоляционные прокладки.

Один из кабелей испытательного контура подводился к верхнему стержню, второй — к пакету стали. Для имитации повреждения в изоляции верхнего стержня вырезалось отверстие, в которое вставлялась медная проволока, замыкающая медь стержня со сталью пакета. Подводящие ток кабели располагались так, чтобы электродинамические силы, действующие на электрическую дугу, в пазу были минимальными. Испытания производились в воздушной среде¹.

¹ Давление в районе горения дуги в пазу значительно выше окружающего, в результате чего доступ туда воздуха практически исключен, поэтому выводы опытов могут быть распространены и на водородную среду.

Продолжительность опыта t , с	Среднее значение эффективного тока $I_{\text{ср}}$, кА	Объем выгоревшей стали $V_{\text{ст}}$, см ³	Условная энергия, выделяемая в месте повреждения $W_{\text{усл}}$, кДж	Расход условной энергии, отнесенной к 1 см ³ выгоревшей стали $W'_{\text{усл}}$, кДж/см ³
2	0,95	0,2	122	610
2,1	0,95	0,2	128	640
2,7	1,87	2,0	420	210
2,04	1,8	2,0	275	137
2,2	1,8	2,0	318	159
0,2	1,74	0,3	20,6	69
0,7	1,75	0,3	83	294
0,56	3,8	2,5	350	140
0,88	3,65	4,5	325	72
0,78	4,55	1,5	495	330
0,7	5,65	4	455	114
1,252	6,5	42	1620	38,7
0,596	6,9	18	821	45,6
1,04	8,5	50	1770	35,4
1,58	9,35	6	296	49,3
0,396	10	8	792	99
0,08	10,6	3	170	56,6
1,04	14,6	10	3040	304
0,162	15,6	7	505	721
1,106	15,9	10	3500	350
0,072	19,8	3	285	95
0,94	19,3	7	3180	455
0,52	20,1	5	1760	352
0,085	22,45	5	380	76
1,04	23	8,5	2030	239
0,56	26,9	10	2040	204
0,082	28,6	6	470	78,1
0,54	29,6	10	3360	336
1,12	31,5	20	7030	351,5
0,12	46,5	1,5	1110	742
0,62	47	40	6500	162,5

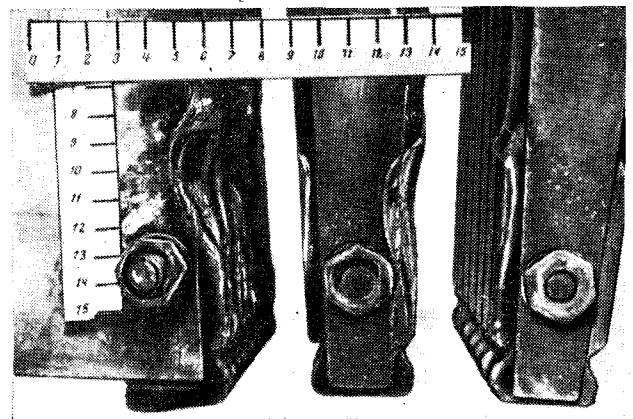


Рис. 1. Фотография поврежденного макета: слева — разрушения после опыта с выделенной энергией $W=6500$ кДж; справа — разрушения после опыта с выделенной энергией $W=455$ кДж.

После возбуждения генератора включающим аппаратом на макет подавалось напряжение, проволока в месте повреждения изоляции перегорала, и между стержнем и железом пакета возникала дуга. Через заданный промежуток времени защитным выключателем цепь контура разрывалась. При испытаниях осциллографировались: ток в цепи испытательного контура; падение напряжения на выводах макета.

При некоторых опытах проводилась ускоренная киносъемка электрической дуги, горящей в пазу. После испытания макет разбирали, место повреждения фотографировали и с помощью пластилиновых слепков определяли объем эвакуированного металла.

При обработке осциллограмм определялись максимальное и среднее значения тока в контуре, значения падения напряжения на дуге в разные моменты времени, графическим интегрированием определялось количество энергии, выделившейся в дуге.

Результаты испытаний. Всего было сделано 54 опыта при средних значениях эффективного тока от 1 до 51 кА. Часть опытов была проведена при напряжении 6000—4000 В, остальные при 500 В. Время горения дуги менялось в пределах 0,08—1 с.

Фотография характерных повреждений стали пакетов приведена на рис. 1. Результаты обработки осциллограмм и измерений размеров повреждений стали приведены в таблице.

На рис. 2 приведены зависимости удельного расхода энергии на 1 см³ эвакуированной из места повреждения стали от среднего тока при разных значениях времени горения дуги.

Анализ осциллограмм показал, что при напряжениях 4—6 кВ при всех токах дуга в месте повреждения гаснет при каждом прохождении тока через нулевое значение и снова зажигается после достижения напряжения значения 80—280 В. Пульсирующий характер горения дуги в пазу подтверждается также кадрами ускоренной киносъемки.

Падение напряжения на дуге в начале возникновения повреждения (до 0,05 с) составляет 60—280 В, а в дальнейшем увеличивается до 380 В. Особенно резко увеличивается напряжение по мере развития повреждения при токах свыше 18 кА. Среднее падение напряжения на дуге при времени ее горения около 1 с составляет для токов 1—2 кА 60—90 В, для токов 8—10 кА 180 В и для токов до 50 кА 300—380 В.

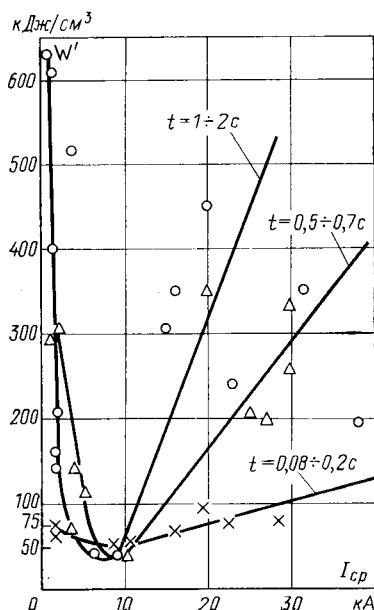


Рис. 2. Зависимость удельного расхода энергии на 1 см³ эвакуированной стали W' от среднего тока I_{cp} при разных значениях времени горения дуги.

Анализ характера повреждений показывает, что при возникновении пробоя между сталью и верхними стержнями паза область спекания даже при самых тяжелых случаях не захватывает дно паза, что позволяет ремонтировать машины без разборки стали статора путем зачистки места спекания стали наждаком с последующей прокладкой между листами слюды. Было также установлено, что наличие между верхним и нижним стержнями асбестовой прокладки толщиной 1,5 мм практически исключает повреждение изоляции нижнего стержня дугой, возникающей при пробое верхнего стержня.

Анализ размеров повреждений показал, что при энергиях, соответствующих самому медленному гашению поля (закорачивание обмотки ротора), объем эвакуированной из места повреждения стали при токах свыше 13 кА составил 40 см³, в то время как при энергии, соответствующей гашению поля с помощью автомата с кольцевой дугогасительной решеткой, этот объем при тех же условиях составляет всего 10 см³. При энергиях, соответствующих гашению поля автоматом с кольцевой решеткой и последующим противотключением обмотки ротора, объем повреждения составляет 5 см³.

Кривые рис. 2 показывают, что наиболее опасными с точки зрения объема повреждений являются токи в диапазоне 6—12 кА. При этих токах расход энергии, приходящейся на 1 см³ стали, эвакуированной из места повреждения, наименьший и составляет 40—100 кДж/см³.

При меньших и при больших токах удельный расход энергии резко возрастает. Особенно это заметно при времени горения дуги около 1 с. Для токов, меньших 6 кА, увеличение удельного расхода энергии на эвакуацию стали из места повреждения можно объяснить тем, что мощность дуги мала, и энергия в основном отводится за счет теплопроводности стали. На расплавление и испарение по мере уменьшения тока расходуется меньшее количество энергии, и при определенных значениях тока расплавленный металл стержня шунтирует дугу и при этом застывает. Такие явления наблюдались при токах менее 2 кА.

При токах, больших 12 кА, благодаря значительной мощности дуги основная часть энергии идет на испарение материала, и в то же время благодаря увеличению конвекции много энергии отводится теплопроводностью, особенно после расширения места повреждения. Кроме того, при токах, больших 12 кА, благодаря повышенным электродинамическим силам дуга выдувается из паза и горит в вентиляционных каналах и в районе лобовых частей, при этом она интенсивно охлаждается.

Выводы. 1. Для турбогенераторов 320 МВт и выше целесообразно применять форсировку гашения поля, так как это позволяет сократить в 4—8 раз размеры повреждений стали статора в случае двойного пробоя обмотки на корпус после отключения генератора от сети.

2. Наиболее целесообразно форсировать гашение поля во время достижения током в месте повреждения значений 6—12 кА.

3. Наиболее эффективным для турбогенераторов способом гашения поля является отключение цепи ротора с кольцевой дугогасительной решеткой с по-

следующим изменением полярности возбудителя и повторным разрывом цепи ротора при уменьшении тока статора ниже 2 кА.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Глебов И. А., Попов Е. Н. Статистические системы возбуждения турбо- и гидрогенераторов выпрямленным током. М., ВНИИЭМ. Отдел научно-технической информации, стандартизации и нормализации в электротехнике, 1965. 42 с.
2. Hill J. K., Hunt A., Joyce W. J. Field suppression of turbo-alternators. — «Proc. IEE», 1959, 107A, № 3, p. 141—156.
3. Discussion. Field suppression of turbo-alternators. — «Proc. IEE», 1962, 107A, № 43, p. 119—122.
4. Ferguson R. W., Herbst R., Miller R. W. Analitical Studies of the Brushless Excitation System, 1960, m 11, № 46, p. 1815—1821.
5. Easton V. Large set excitation. — «Elektrical Times», 1964, vol. 145, № 14, p. 549—550.
6. Easton V., Harbord J. P. Rectifier Excitation of Large A. C. Generators. Association des Ingenieurs Electriciens de L'Institut Electrotechnique Montefiore. — «Bulletin Scientifique de L'Association des Ingenieurs Electriciens», 1963, t. 76, № 1, p. 57—77.

7. Correspondence Automatic field supression in brushless excited turbo-alternators. — «Proc. IEE», 1965, vol. 112, № 12, p. 2341—2442.

8. Hoover D. B. The Brushless Excitation Systems for Large A. C. Generators. — «Westinghouse Engineer», 1964, vol. 24, № 5, p. 141—145.

9. Ковальков Г. А. Гашение поля бесщеточного синхронного генератора с полупроводниковыми триодами. — В кн.: Режимы работы электросистем и регулирование синхронных машин. М., «Наука», 1964, с. 58—64.

10. Maury F. Intêrêt de la disexcitation rapide des turboalternateurs. — «Revue Generale de L'Electricite», 1965, t. 74, № 7—8, p. 589—597.

11. Кильдишев В. С., Ковальков Г. А. О перспективах развития и задачах бесщеточных систем возбуждения мощных турбогенераторов. — «Электричество», 1968, № 9, с. 35—41.

12. Дроздова Л. А., Хуторецкий Г. М. Гашение поля в турбогенераторах. — «Сборник. Электросила», 1973, № 29, с. 66—71.

13. Abolins A., Neirichs F. Bürstenlose Erreger mit rotierenden Gleichrichten für große Turbogeneratoren. — «ETZ — A», 1966, Bd 87, S. 1—8.

[13.7.1976]

УДК 621.314.26.004.6.001.24

Анализ аварийного процесса и метод быстродействующей защиты при срыве инвертирования в преобразователе частоты со звеном постоянного тока

Канд. техн. наук ЗЕЛЕНОВ В. Е.

Всероссийский электротехнический институт

Широкое распространение в системах регулируемого частотного электропривода получили преобразователи со звеном постоянного тока, содержащие управляемый выпрямитель, преобразующий сетевое напряжение в постоянное, фильтр и автономный инвертор, преобразующий постоянное напряжение в переменное напряжение регулируемой частоты (рис. 1).

При определенных соотношениях параметров фильтра такого преобразователя возможно осуществлять защиту при срывах инвертирования за счет снятия управляющих сигналов с тиристоров инвертора и перезаряда емкости фильтра.

Примем ряд допущений, не вносящих существенных погрешностей в расчеты: активные составляющие индуктивностей и емкостей равны нулю, аварийный процесс не влияет на напряжение источника питания, процесс коммутации в тиристорах не учитывается. Проведем анализ аварийного процесса при срыве инвертирования для случая блокиров-

ки управляющих сигналов только у тиристоров инвертора с учетом принятых допущений. Дополнительно принимаем для этого случая, что напряжение на выходе выпрямителя остается неизменным и равным U_0 — напряжению, предшествующему началу аварийного процесса. Схема замещения для переходного процесса будет соответствовать рис. 2, а, а сам процесс будет описываться уравнениями:

$$\left. \begin{aligned} U_0 &= L_1 \frac{di_1}{dt} + u_C; \\ u_C &= L_2 \frac{di_2}{dt}; \\ C \frac{du_C}{dt} &= i_1 - i_2. \end{aligned} \right\} \quad (1)$$

Учитывая начальные условия: $u_C(0) = U_0$, $i_1(0) = i_2(0) = I_0$, получаем следующие зависимости для токов и напряжения на конденсаторе фильтра:

$$u_C = U_0 \frac{L_1}{L_1 + L_2} \cos \omega t + U_0 \frac{L_2}{L_1 + L_2}; \quad (2)$$

$$i_2 = \frac{U_0}{L_1 + L_2} t + U_0 \frac{L_1}{L_2} \frac{1}{\omega (L_1 + L_2)} \sin \omega t + I_0; \quad (3)$$

$$i_1 = \frac{U_0}{L_1 + L_2} t + I_0 - \frac{U_0}{\omega (L_1 + L_2)} \sin \omega t; \quad (4)$$

$$\omega = \sqrt{\frac{L_1 + L_2}{L_1 L_2 C}}.$$

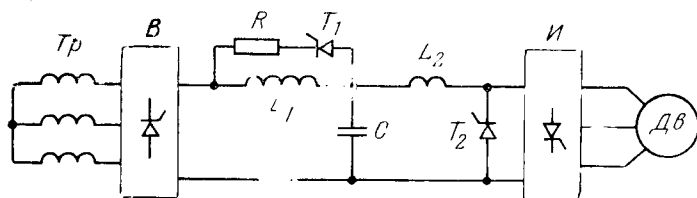


Рис. 1. Принципиальная схема преобразователя частоты со звеном постоянного тока.

Условием «самоотключения» тиристорных инвертора является $i_2(t) \leq 0$, а напряжение на емкости отрицательное, что может выполняться при $\pi < \omega t < 3\pi/2$. Принимая $I_0 = U_0/R_d$, где R_d — сопротивление нагрузки, уравнение (3) для граничного случая ($\omega t = 3\pi/2$) запишем в виде:

$$\frac{U_0}{L_1 + L_2} t + \frac{U_0}{R_d} \leq U_0 \frac{L_1}{L_2} \frac{1}{\omega(L_1 + L_2)}. \quad (5)$$

После незначительных преобразований имеем:

$$t + \frac{L_1 + L_2}{R_d} \leq \frac{L_1}{\omega L_2},$$

учитывая, что $t = \frac{3\pi}{2\omega}$ получим:

$$\frac{3\pi}{2\omega} + \frac{L_1 + L_2}{R_d} \leq \frac{L_1}{\omega L_2},$$

откуда

$$\frac{\omega(L_1 + L_2)}{R_d} \leq \frac{L_1}{L_2} - \frac{3\pi}{2}.$$

В этом уравнении правая часть должна быть положительной, что обуславливает крайнюю границу возможности «самоотключения» инвертора:

$$L_1/L_2 > 3\pi/2.$$

Если принять, что $L_1/L_2 \gg 1$, а это условие действительно справедливо для реальных схем преобразователей, то уравнения (2) — (4) запишутся в упрощенном виде:

$$u_c \approx U_0 \cos \omega t; \quad (6)$$

$$i_2 \approx \frac{U_0}{L_1} t + U_0 \frac{1}{\rho_2} \sin \omega t + \frac{U_0}{R_d}; \quad (7)$$

$$i_1 \approx \frac{U_0}{L_1} t + \frac{U_0}{R_d} - \frac{U_0}{\omega L_1} \sin \omega t, \quad (8)$$

где

$$\omega \approx \frac{1}{\sqrt{L_2 C}}; \quad \rho_2 = \sqrt{\frac{L_2}{C}}.$$

Из уравнения (7) следует, что для успешного отключения инвертора при перезаряде емкости фильтра и наличии начального тока нагрузки должно выполняться требование $R_d > \rho_2$.

Для граничного случая отключения вентилей инвертора из уравнения (7) следует, что $i_2 = 0$ в момент времени $t = L_1(1/\rho_2 - 1/R_d)$, а ток i_1 будет равен:

$$i_1 = \frac{U_0}{\rho_2} + \frac{U_0}{\omega L_1};$$

напряжение на конденсаторе $u_c = 0$. После этого конденсатор будет вновь заряжаться от источника питания с учетом энергии запасенной в индуктивности L_1 . Схема замещения соответствует рис. 2, б, а процесс заряда конденсатора описывается уравнением

$$U_0 = L_1 \frac{di_1}{dt} + u_c. \quad (9)$$

Решение этого уравнения с учетом начальных условий $u_c(0) = 0$, $i_1(0) = \frac{U_0}{\rho_2} + \frac{U_0}{\omega L_1}$ будет иметь вид:

$$i_1 = \frac{U_0}{\omega L_1 \cos \varphi} \sin(\omega_1 t + \varphi);$$

$$u_c = U_0 - \frac{U_0}{\cos \varphi} \cos(\omega_1 t + \varphi);$$

где

$$\omega_1 = \frac{1}{\sqrt{L_1 C}}; \quad \operatorname{tg} \varphi = \frac{\omega_1 L_1}{\rho_2} + 1 = \sqrt{\frac{L_1}{L_2}} + 1.$$

К моменту прекращения заряда конденсатора напряжение на нем достигнет значения:

$$u_c = U_0 \left(1 + \frac{1}{\cos \varphi}\right).$$

Согласно ранее принятому условию $L_1/L_2 \gg 1$ на конденсаторе возникает значительное перенапряжение, опасное для тиристорных преобразователей.

Одним из путей снижения перенапряжения является установка шунтирующей цепочки параллельно индуктивности L_1 . Схема замещения в этом случае будет соответствовать рис. 2, в, и после момента перехода зарядного тока через максимум часть тока начнет ответвляться в шунтирующую цепочку, что позволяет рассеять в резисторе R значительную часть энергии, запасенной в L_1 , и снизить уровень перенапряжения на конденсаторе до допустимого значения.

Дифференциальные уравнения, описывающие процессы при наличии шунтирующей цепочки:

$$\left. \begin{aligned} U_0 &= L_1 \frac{d(i_1 + i_{ш})}{dt} + u_c; \\ L_1 \frac{d(i_1 + i_{ш})}{dt} + Ri_{ш} &= 0. \end{aligned} \right\} \quad (10)$$

Начальными условиями для этого процесса и случая предельного режима отключения преобразователя будут:

$$i_1(0) = \frac{U_0}{\omega_1 L_1 \cos \varphi}; \quad u_c(0) = U_0.$$

Для снижения уровня перенапряжений следует выбирать минимальное значение сопротивления шунта, тогда решение уравнений (10) будет иметь вид:

$$\begin{aligned} i_1 &= \frac{U_0}{\omega_1 L_1 \cos \varphi} e^{-\frac{t}{RC}}; \\ u_c &= \frac{U_0 R}{\omega_1 L_1 \cos \varphi} \left(1 - e^{-\frac{t}{RC}}\right) + U_0; \end{aligned}$$

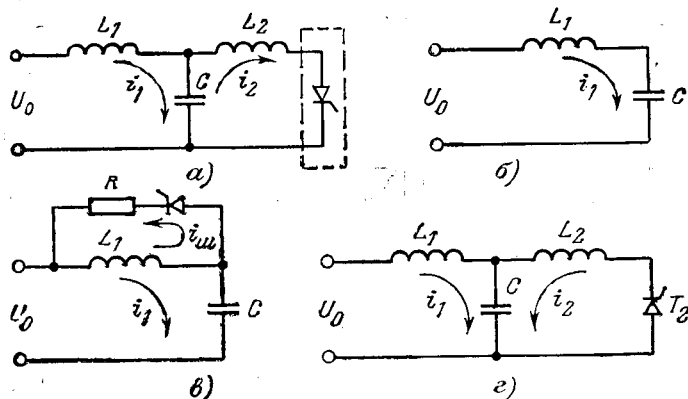


Рис. 2. Схемы замещения для расчетов процесса отключения преобразователя частоты.

$$i_{ш} = \frac{U_0}{\omega_1 L_1 \cos \varphi} \left(1 - e^{-\frac{t}{RC}}\right).$$

Учитывая, что $RC \ll L_1/R$, можно пренебречь затуханием тока $i_{ш}$ в начале процесса, а после спада тока i_1 практически до нуля $[\Delta t = (4-5)RC]$ и нарастания $i_{ш}$ до максимума дальнейшее изменение $i_{ш}$ будет описываться уравнением:

$$i_{ш} = \frac{U_0}{\omega_1 L_1 \cos \varphi} e^{-\frac{R}{L_1} t}. \quad (11)$$

Указанное допущение приводит к некоторому завышению амплитуды тока $i_{ш}$ в формуле (11); при указанных ниже параметрах это завышение не больше 5% и идет в запас при расчете элементов преобразователя.

На рис. 3,а приведены расчетные зависимости i_1 , i_2 , u_c и $i_{ш}$ для преобразователя частоты для граничного режима.

Напряжение преобразователя U_0 принято за базисную единицу при построении графиков. Из рис. 3,а видно, что уменьшение $R_{ш}$ позволяет значительно снизить уровень перенапряжений.

Однако более общим случаем работы защиты преобразователя частоты является случай, при котором i_2 становится равным нулю раньше, чем напряжение на емкости при обратном перезаряде

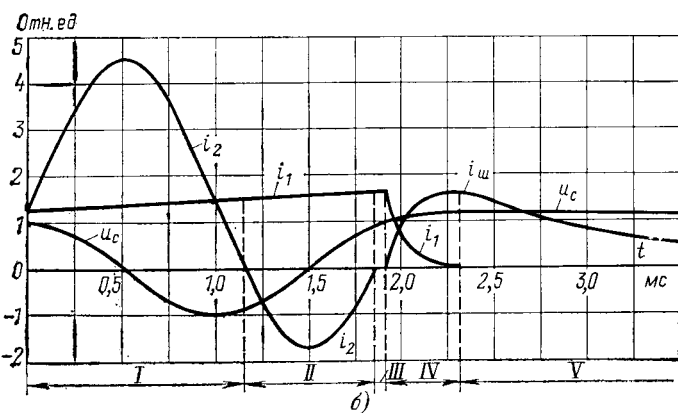
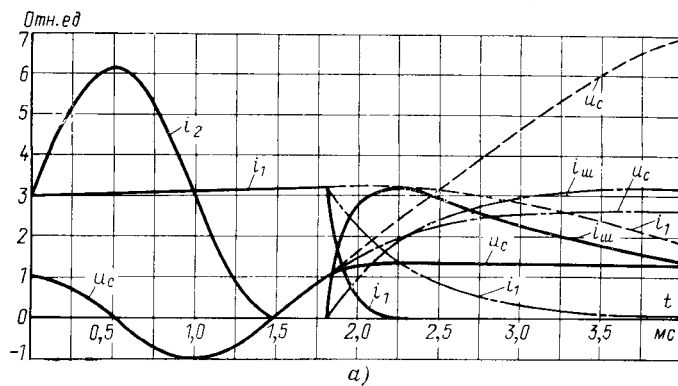


Рис. 3. Расчетные временные зависимости токов в цепи тиристор инвертора i_2 , в цепи выпрямителя i_1 , в шунтирующей цепи $i_{ш}$ и напряжения на конденсаторе фильтра u_c ($L_1 = 5 \cdot 10^{-3}$ Гн; $L_2 = 0,1 \cdot 10^{-3}$ Гн; $C = 10^3$ мкФ; $R_{ш} = 0,1$ Ом).
а — для граничного режима отключения ($R_d = 0,35$ Ом); б — при работе быстродействующей защиты от срыва инвертирования в преобразователе частоты ($R_d = 0,8$ Ом).
— — — — при отсутствии шунтирующей цепочки; — — — — при $R_{ш} = 0,5$ Ом.

достигнет нуля. Это позволяет обеспечить более надежное условие для закрытия тиристор инвертора за счет приложения к ним обратного напряжения и иметь определенный запас по надежности самой системы защиты преобразователя.

Для снижения уровня перенапряжений и ускоренного перезаряда емкости фильтра к исходной полярности целесообразно параллельно входу инвертора устанавливать встречно включенный тиристор (рис. 1), включаемый в момент перехода i_2 через нуль. Наибольшая эффективность применения встречного тиристора при срывах инвертора в режиме малых токов нагрузки.

Уравнения, описывающие этот процесс, те же, что и на предыдущем этапе (1). Схема замещения приведена на рис. 2,г. Начальными условиями будут результаты решения уравнений (6)–(8) для момента времени, соответствующего условию $i_2 = 0$. Решения уравнений (1) для случая ускоренного перезаряда конденсатора фильтра будут:

$$u_c = \frac{U_{C1}}{\sin \vartheta} \sin(\omega t + \vartheta);$$

$$i_1 = I_1 + \frac{U_0}{L_1} t + \frac{U_{C1}}{\omega L_1 \sin \vartheta} [\cos(\omega t + \vartheta) - \cos \vartheta];$$

$$i_2 = \frac{U_{C1}}{\omega L_2 \sin \vartheta} [\cos \vartheta - \cos(\omega t + \vartheta)],$$

где U_{C1} , I_1 — напряжение на конденсаторе и ток в индуктивности L_1 в момент времени, когда $i_2 = 0$ на первом этапе;

$$\operatorname{tg} \vartheta = \frac{U_{C1} \omega C}{I_1}; \quad \omega = \frac{1}{\sqrt{L_2 C}}.$$

При решении уравнений учитывалось, что $L_1 \gg L_2$.

После окончания процесса ускоренного перезаряда конденсатора фильтра через вспомогательный тиристор и достижения током i_2 нуля, дальнейший дозаряд конденсатора происходит за счет тока i_1 и при достижении напряжения на конденсаторе значения U_0 , что соответствует максимуму тока i_1 , начинается протекать ток в шунтирующей цепи $i_{ш}$.

Время дозаряда конденсатора до U_0 с достаточной точностью можно определить из выражения:

$$t = \frac{C(U_0 - U_{C2})}{I'_1},$$

где U_{C2} и I'_1 — напряжение на конденсаторе и ток i_1 в конце этапа ускоренного перезаряда соответственно.

Процесс при включении шунтирующей цепи будет описываться уравнениями (10), а их решение с учетом начальных условий $i_1(0) \approx I'_1$; $u_c(0) = U_0$ будет иметь вид:

$$i_1 = I'_1 e^{-\frac{t}{RC}};$$

$$u_c = I'_1 R \left(1 - e^{-\frac{t}{RC}}\right) + U_0;$$

$$i_{ш} = I'_1 \left(1 - e^{-\frac{t}{RC}}\right).$$

Учитывая, что $RC \ll \frac{L_1}{R}$, пренебрегаем затуханием в начале процесса до спада тока i_1 практически до нуля [за время $(4-5)RC$], после чего ток $i_{ш}$ затухает:

$$i_{ш} \approx I' e^{-\frac{R}{L_1} t}.$$

На рис. 3,б приведены зависимости i_1 , i_2 и u_c для преобразователя частоты при наличии ускоренного перезаряда конденсатора фильтра (за базисную единицу принято U_0).

Весь процесс ликвидации срыва инвертирования можно условно разбить на пять этапов: *I* — отключение тока в цепи тиристорov инвертора; *II* — ускоренный перезаряд конденсатора фильтра к напряжению исходной полярности; *III* — дозаряд конденсатора фильтра до напряжения источника питания; *IV* — отключение тока в цепи источника питания и включение шунтирующей цепочки; *V* — затухание тока в цепи шунтирующей цепочки.

Для предотвращения выхода из строя тиристорov инвертора за счет протекания тока i_2 в процессе перезаряда конденсатора фильтра должно обеспечиваться условие:

$$\int_0^t i_2^2(t) dt \leq \left[\int i^2 dt \right]_{\text{доп}},$$

где $\left[\int i^2 dt \right]_{\text{доп}}$ — паспортная характеристика тиристора для условия протекания аварийного тока.

Из уравнения (4) можно вычислить $\int_0^t i_2^2(t) dt$ для интервала протекания тока i_2 через тиристоры инвертора:

$$\int_0^t i_2^2(t) dt = \frac{U_0^2}{\omega} \left(\frac{1}{\rho_2} + \frac{1}{R_d} \right)^2 \left(\frac{\pi}{2} + \rho_2 \right).$$



Так, для преобразователя, зависимости которого приведены на рис. 3,б, при $U_0 = 230 \text{ В}$ $\int_0^t i_2^2(t) dt$ составит $640 \text{ а}^2 \cdot \text{с}$, что значительно меньше $\left[\int i^2 dt \right]_{\text{доп}}$ тиристора типа Т-160.

Важным условием работы описанного метода защиты является применение быстродействующих датчиков защиты, позволяющих фиксировать наличие аварии и блокировать прохождение управляющих сигналов на тиристоры инвертора до момента спада тока в них до нуля. Подобные датчики защиты и устройства блокировки сигналов приведены в [Л. 3].

Рассмотренная система защиты преобразователя частоты со звеном постоянного тока позволяет обеспечить эффективное прерывание аварийного тока при срыве инвертирования без воздействия на систему управления тиристорами выпрямителя и обеспечивает ускоренную подготовку преобразователя к автоматическому повторному включению в работу.

В качестве определенного недостатка следует отметить необходимость применения в качестве фильтра бумажно-масляных конденсаторов, которые имеют большие размеры, чем электролитические.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Анализ аварийного режима однофазного преобразователя частоты на тиристорах. — «Электричество», 1973, № 10, с. 46—49. Авт.: С. А. Волотковский, В. А. Бунько, Г. Г. Пивняк и др.
2. Боровой А. И. Анализ электромагнитных процессов в выпрямителях, вызываемых короткими замыканиями и устраняющими их воздействиями защит на систему управления и вспомогательные устройства. Автореф. дис. на соиск. учен. степени канд. техн. наук. М., 1975 (ЭНИН).
3. Глух Е. М., Зеленов В. Е. Защита полупроводниковых преобразователей. М., «Энергия», 1970.

[11.6.1976]

УДК 621.314.632-52.001.41

Одноканальная система управления вентильными преобразователями на оптронах

ТЫШКО В. А., ПОГУДИН А. И.

Для управления вентильными преобразователями широко применяются различные схемы одноканальных систем импульсно-фазового управления. Наибольший интерес среди них представляют функционально-полные одноканальные системы, регулируемая задержка в которых осуществляется фазосдвигающими устройствами, включенными последовательно по цепям синхронизации и параллельно по цепям управления [Л. 1 и 2]. Задержанные импульсы поступают на вход распределителя, представляющего собой разомкнутый регистр сдвига, периодически включаемый приоритетным импульсом с выхода блока синхронизации.

Преимуществом этих систем является высокая точность управления. Основной недостаток — слож-

ность блока периодической синхронизации, включающего в себя ряд фазосдвигающих устройств с распределителем [Л. 1] или ряд симметричных триггеров [Л. 2]. Упростить блок синхронизации одноканальной системы управления возможно заменой периодической синхронизации однократным синхронизированным пуском на все время непрерывной работы.

На рис. 1 приведена структурная схема одноканальной системы управления, основанная на принципе однократного синхронизированного пуска. Система состоит из задатчика импульсов *ЗИ*, фазосдвигающих устройств *ФУ-1—ФУ-3*, синхронизатора на тиристорах *Т1—Т3* и двух кольцевых распределительных устройств на ячейках *Г1-1—Г1-6* и

$\Gamma 2-1$ — $\Gamma 2-6$ с автономными устройствами пуска и коммутации УПК-1 и УПК-2.

Принцип однократного синхронизированного пуска системы управления основан на поочередном подключении с помощью тиристоров $T1$ — $T3$ отдельных фазосдвигающих устройств $\Phi У-1$ — $\Phi У-2$ к источнику питания E_n . Работа распределительных устройств в этом случае всегда начинается с приоритетных ячеек $\Gamma 1-1$ и $\Gamma 2-1$ со значением фазы,

однозначно определяемой величиной управляющего воздействия U_y .

В качестве базовых элементов при разработке принципиальной схемы одноканальной системы управления были использованы оптроны полупроводниковые приборы, позволившие существенно упростить схему и повысить помехоустойчивость, обеспечивая полную электрическую развязку распределителей от формирователей выходных импульсов.

На рис. 2 приведена принципиальная схема одноканальной системы управления. В исходном состоянии ключ K разомкнут, тиристоры оптронов ячеек $\Gamma 1-1$ — $\Gamma 1-6$ и $\Gamma 2-1$ — $\Gamma 2-6$ выключены. Конденсаторы ($C5$ в $\Gamma 1-1$), включенные параллельно тиристорам оптронов ячеек распределителей, заряжены через резисторы ($R11, R12$ в УПК-1) до напряжения питания E_1 . Транзисторы пусковых устройств в УПК-1 и УПК-2 насыщены.

При замыкании ключа K очередным импульсом тока коллектора $T1$ включаются оптроны $OT1, OT2$ и $OK1$ через переход коллектор—эмиттер $T5$. Выходной импульс ячейки $\Gamma 1-1$ снимается с оптронного ключа $OK1$. Конденсатор $C5$, разряжаясь через $OT2$ (рис. 3,б), подготавливает условия для включения очередным импульсом ячейки $\Gamma 1-2$ через $D7$. Одновременно начинается заряд через $R12$ конден-

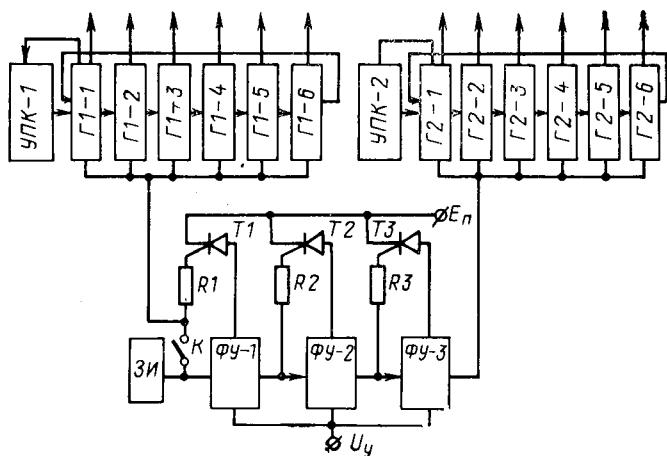


Рис. 1. Структурная схема системы управления.

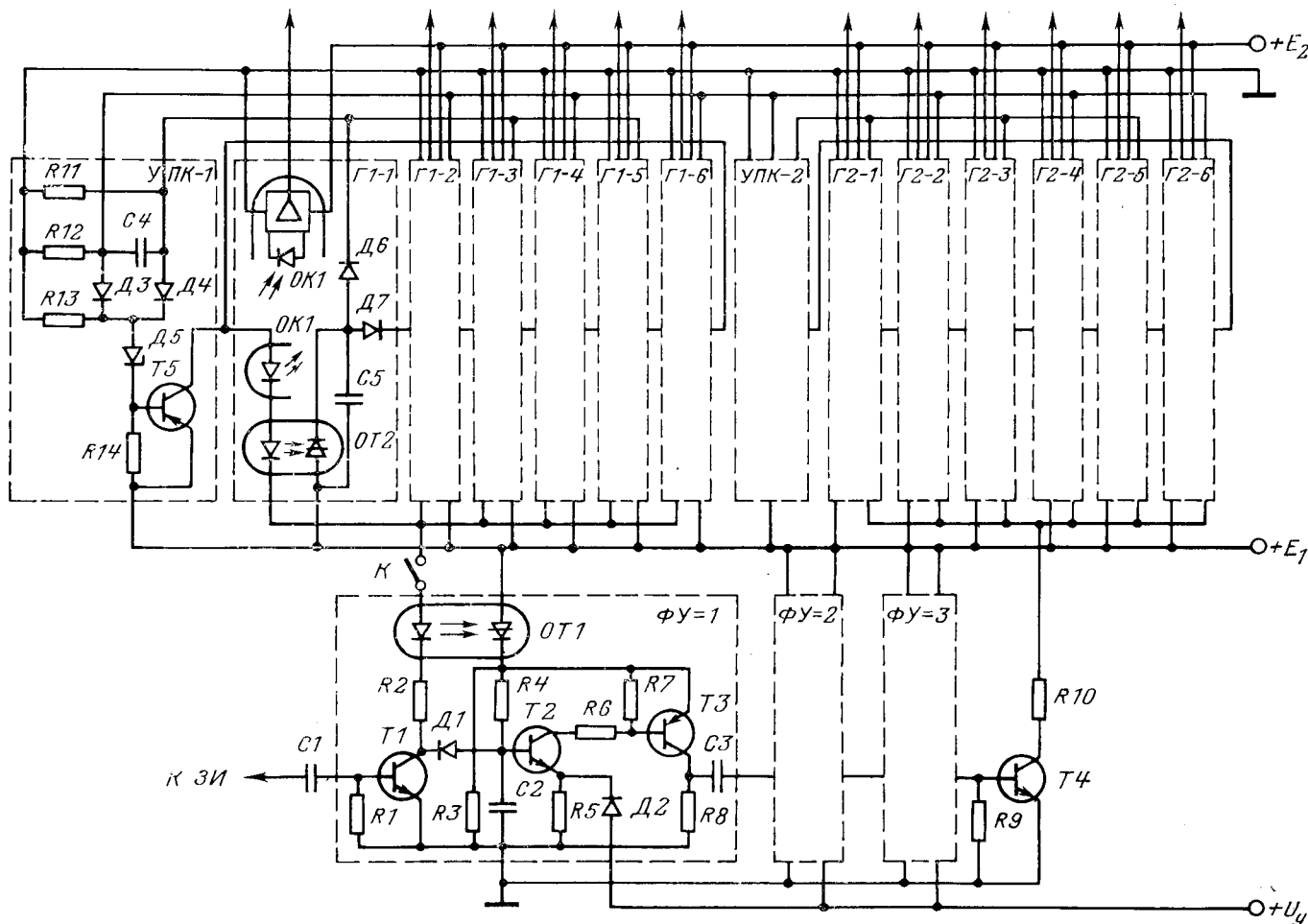


Рис. 2. Принципиальная схема системы управления.

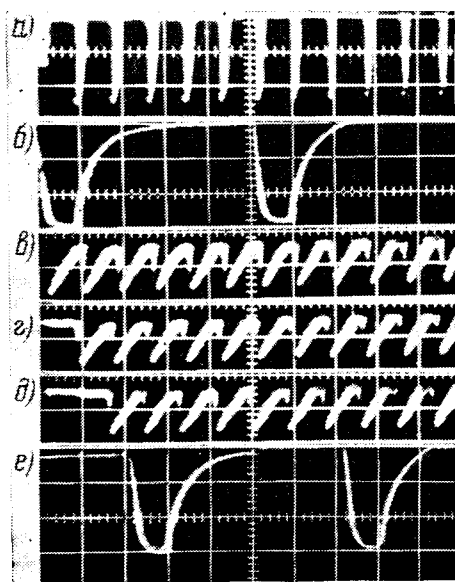


Рис. 3. Временные диаграммы напряжений.

сатора $C4$, общего для всех ячеек $\Gamma 1-1—\Gamma 1-6$ коммутирующего узла в УПК-1. При включении ячейки $\Gamma 1-2$ током разряда конденсатора $C4$ выключается $OT2$ и подготавливаются условия для включения очередным импульсом ячейки $\Gamma 1-3$ и т. д.

С момента включения кольцевого распределителя с помощью диодов $D3$ и $D4$ шунтируется базовая цепь транзистора $T5$, что приводит к его запарированию на все время последующей работы системы.

Включение $OT1$ происходит первым импульсом тока коллектора $T1$. При этом осуществляется подача питания на $\Phi У 1$. Начинается заряд конденсатора $C2$ времязадающей цепи (рис. 3, в). С момента равенства его напряжения и U_x , подаваемого через $D2$ на $R5$, отпираются $T2$, $T3$ и дифференцированный импульс поступает на вход $\Phi У 2$, осуще-

ствляя его включение (рис. 3, г). Включение $\Phi У 3$ происходит аналогично (рис. 3, д).

Импульс, задержанный тремя фазосдвигающими устройствами, усиливается транзистором $T4$ и осуществляет запуск ячейки $\Gamma 2-1$ вторичного распределителя, работа которого происходит аналогично рассмотренному (рис. 3, е).

Применение общих коммутирующих узлов и съем выходных импульсов с цепей запуска ячеек в распределителях повысило экономичность схемы и улучшило качество выходных сигналов, из состава которых исключены коммутационные помехи, возникающие при включении оптронов ячеек.

Частота импульсов задатчика 2400 Гц, частота выходных импульсов 400 Гц, диапазон фазового управления 165° , амплитуда выходного импульса 5 В при длительности 15 мкс.

В качестве формирователей выходных импульсов (на схеме не показаны) использованы заторможенные блокинг-генераторы с тиристором в цепи обратной связи [Л. 3].

Рассмотренная одноканальная система применена для управления трехфазным мостовым инвертором, выполненным по схеме с индивидуальной коммутацией вентиля и коммутирующими LC -цепочками в диагоналях мостовых групп [Л. 4].

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Лабунцов В. А., Нопираковский И. Магнитно-полупроводниковая система управления вентилями преобразователями. — «Электричество», 1965, № 2.
2. Дудченко И., Магазинник Г. Система импульсно-фазового управления тиристорными преобразователями с высокой степенью симметрии управляющих импульсов. — «Электротехническая промышленность», 1968, вып. 300.
3. Тышко В. А., Погудин А. И. Помехоустойчивый формирователь импульсов. А. С. № 387504 (СССР). Оpubл. в бюл. — «Изобретения. Открытия. Пром. образцы. Товарные знаки», 1973, № 27.
4. Бедфорд Б., Хофт Р. Теория автономных инверторов. Перевод с англ., М., «Энергия», 1969.

[5.4.1976]

Учет случайного характера исходной информации при определении установленной мощности энергосистемы на перспективный период

ШЕВЧЕНКО А. Т.

Москва

Для определения требований к установленной мощности энергосистем на перспективный период для момента прохождения годового максимума нагрузки энергосистемы составляется расчетный баланс мощностей потребления и покрытия [Л. 1]. Потребление состоит из суммы максимума нагрузки энергосистемы, передачи мощности в другие системы и резервной мощности. При составлении расчетного баланса мощности обычно используются детерминированные исходные данные. Очевидно, каждая детерминированная величина прогнозируется с некоторой ошибкой, имеющей случайный характер. Для учета неточностей в определении перспективных балансовых перетоков из-за непредвиденных отклонений нагрузок или вводов мощностей от проектных величин расчетные балансовые перетоки при выборе пропускной способности межзвонных связей принимаются не менее 5% мощности, меньшей из соединяемых частей энергосистемы, или не менее мощности вводимого в них наиболее крупного агрегата.

Статья посвящена разработке методического подхода к оценке погрешности исходной информации при составлении расчетного баланса мощности энергосистем. Для учета случайного характера исходной информации рассматривается случайная величина — отклонение от расчетного баланса мощности. Основными факторами, вызывающими отклонения от расчетного баланса мощности, являются ошибки прогнозирования: электропотребления и графиков нагрузки; располагаемой мощности электрических станций; эксплуатационных характеристик основного оборудования (норм текущего ремонта и аварийности); сроков проведения плановых ремонтов; вводов новой мощности.

Каждая из перечисленных величин может иметь как положительное, так и отрицательное отклонение, на значения которых влияет множество факторов. Среди них объективно отсутствуют факторы, резко преобладающие над суммой всех остальных. При отсутствии специальных исследований из общих теоретических положений (на основании предельных теорем теории вероятностей) можно принять, что закон распределения вероятностей отклонений от расчетного баланса близок к нормальному:

$$F(x) = \frac{1}{\sigma \sqrt{2\pi}} \int_{-\infty}^x e^{-\frac{(x-m)^2}{2\sigma^2}} dx,$$

где x — случайная величина отклонений; $F(x)$ — функция распределения вероятностей отклонений; m — математическое ожидание отклонений; σ — среднеквадратичное отклонение.

Таблица 1

Номер расчета	Параметры									
	Без учета случайных отклонений		Распределение							
			нормальное				равномерное			
			$\sigma=0,005$		$\sigma=0,01$		$\sigma=0,005$		$\sigma=0,01$	
	R	L	R	L	R	L	R	L	R	L
1	35	8	36	8	39	9	38	9	42	9
2	64	11	66	12	72	14	70	11	79	12
3	45	9	46	9	48	10	47	10	51	11
4	81	12	84	13	89	16	88	13	97	14
5	25	7	26	7	29	8	28	8	33	8
6	45	9	48	10	54	13	52	10	61	12

Для проверки возможности использования нормального закона распределения при различных параметрах двухузловое объединение по программе для ЦВМ [Л. 2] были проведены расчеты резервов мощности в узлах R и пропускной способности связи L при использовании разных законов распределения вероятностей случайных отклонений. Равномерный закон распределения является в данном случае предельным с точки зрения погрешности результатов. В табл. 1 представлены результаты расчетов величин R и L для ряда энергосистем с различной структурой.

Сравнение результатов показывает, что даже при равномерном законе распределения отличие значений R и L от их значений при нормальном законе не превышает 19% величины пропускной способности связи и резервов мощности, вычисленных при неучете случайных отклонений от расчетного баланса. Таким образом, с точки зрения точности получаемых результатов принятие нормального закона для случайных отклонений от расчетного баланса мощности вполне приемлемо для расчетов перспективного проектирования. Кроме того, параметры нормального закона отклонений от расчетного баланса мощности достаточно просто вычисляются, как показано ниже, для любой части объединения энергоузлов.

Параметры нормального распределения (математическое ожидание и среднеквадратичное отклонение) должны определяться на основе статистической обработки проектных и эксплуатационных материалов. Однако в настоящее время получить достоверные оценки этих параметров статистически не представляется возможным.

Если не учитывать систематических ошибок прогнозирования и проектирования, то математическое ожидание случайных отклонений можно принять равным нулю. Тогда для определения нормального закона распределения вероятностей отклонений от расчетного баланса мощности достаточно знать среднеквадратичное отклонение σ .

Получить оценку среднеквадратичного отклонения можно косвенным образом. Для этого будем считать, что система состоит из энергетических узлов. Простейшим энергетическим узлом является электрическая станция с присоединенным к ней потребителем. Для простейшего узла характерно то, что он является концентрированным, так как связи от электростанции проектируются так, чтобы выдавать всю располагаемую мощность в расчетных режимах работы. Для простейшего энергетического узла в качестве максимального отклонения от расчетного баланса мощности можно принять мощность P_{\max} самого крупного агрегата электрической станции, исходя из следующих соображений.

Отклонения от баланса из-за первых двух указанных выше факторов носят непрерывный характер и не превышают мощности наименьшего агрегата простейшего узла, так как процесс развития энергосистем имеет непрерывный характер. Балансовые отклонения из-за последних трех указанных факторов имеют дискретный характер и могут достигать мощности крупнейшего агрегата простейшего узла. Вероятность же отклонения от баланса одновременно двух агрегатов мала. Во-первых, в зависимости от создавшейся ситуации в энергосистеме можно влиять на график плановых ремонтов и ввод новых мощностей в отдельных простейших энергоузлах. Во-вторых, вероятность отклонения величиной в два агрегата из-за ошибок прогнозирования аварийности агрегатов, а также вероятность совпадения отклонения величиной в один агрегат из-за ошибок прогнозирования аварийности агрегатов с отклонениями, вызванными первыми двумя факторами, близка к нулю. Поэтому с большой степенью уверенности можно считать, что для простейшего узла вероятность отклонения от баланса мощности величиной не бо-

Таблица 2

Номер системы	Параметры			
	$P_{уст.}$, МВт	σ' , МВт	σ , о.е.	N , МВт
1	122718	1525	0,0124	2000
2	97239	1134	0,012	1600
3	81299	1268	0,0156	2000
4	64329	842	0,013	1000
5	63315	833	0,013	1200
6	58567	968	0,0165	1200
7	38005	589	0,0155	1200
8	26751	650	0,024	1000
9	25539	462	0,018	800
10	21403	539	0,025	1000
11	8815	346	0,039	1000

лее чем мощность одного агрегата составляет не менее 0,98, что позволяет использовать известное правило «трех сигм».

Следует отметить, что указанное отклонение для простейшего энергоузла зависит от числа агрегатов электростанции. Учитывая, однако, что электростанции, преобладающие в покрытии баланса мощности энергосистем, имеют в основном ограниченное число агрегатов (4—8), для расчетов на перспективу в первом приближении можно не считаться с указанной выше зависимостью. Для запаса по надежности электроснабжения потребителей энергосистем в качестве максимального отклонения при этом следует принимать мощность наибольшего агрегата электростанции. В этом случае среднеквадратичное отклонение для простейшего узла определяется выражением

$$\sigma_i = P_{max}/3. \quad (1)$$

Отклонения от расчетного баланса мощности в отдельных узлах энергосистемы на стадии перспективного проектирования могут считаться независимыми случайными величинами. Следовательно, для определения среднеквадратичного отклонения энергосистемы может быть использована теорема сложения дисперсий независимых случайных величин. Согласно этой теореме дисперсия суммы случайных независимых величин равна сумме их дисперсий, т. е. среднеквадратичное отклонение системы, состоящей из n узлов, будет равно:

$$\sigma' = \sum_{i=1}^n \sigma_i^2. \quad (2)$$

Среднеквадратичное отклонение от расчетного баланса мощности в относительных единицах определяется выражением

$$\sigma = \sigma' / P_{уст.},$$

где $P_{уст.}$ — установленная мощность станций энергосистемы по расчетному балансу.

В табл. 2 представлены результаты расчетов среднеквадратичного отклонения по (1) и (2) для ряда объединенных энергосистем на один из перспективных периодов. Для сравнения в табл. 2 приведены также мощности наибольших агрегатов энергосистем N .

Полученные результаты указывают на достаточно сильную корреляционную связь с мощностью энергоузла и практическое ее отсутствие с наибольшей мощностью агрегата, установленного в энергоузле.

Выдерживание принятого уровня надежности в энергоузлах объединения с учетом случайных отклонений от расчетного баланса мощности вызывает необходимость значительного увеличения резерва мощности (до двукратной величины) по сравнению с его величиной при неучете случайных отклонений. В то же время межузловые связи, сглаживая случайные отклонения в отдельных узлах, уменьшают требования к величине резерва мощности.

Случайные величины отклонений от расчетного баланса мощности и аварийные снижения генерирующей мощности, очевидно, обуславливают дефициты (или избытки) мощности. Закон распределения дефицитов и избытков мощности в энергосистеме может быть найден композицией законов распределения вероятностей аварийных снижений генерирующей мощности и случайных отклонений от расчетного баланса мощности с учетом регулярных снижений нагрузки от ее максимального значения. Такая операция проводится в программе ЦВМ для определения требований к пропускной способности межсистемной связи в двухузловом объединении [Л. 2].

Оценки среднеквадратичного отклонения σ для практических расчетов на перспективу 10—15 лет могут быть получены по данным табл. 2 с учетом выражения (2).

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Справочник по проектированию электрических систем. Под ред. С. С. Рокотьяна и И. М. Шапиро. М., «Энергия», 1971.
2. Шевченко А. Т. Применение двухузловой модели для определения требований к пропускной способности межузловых связей и размещения резерва мощности по узлам энергообъединения. — В сб.: Методы расчета аварийного резерва в сложных энергосистемах. Фрунзе, «Кыргизстан», 1973.

[28.10.1976]



УДК 621.315.1.621.316.93+551.594.221.537.311.6

Эквивалентное «волновое сопротивление молнии» и грозоупорность линий сверхвысокого напряжения без тросов

Канд. техн. наук МАЙКОПАР А. С.

Москва

Сооружение линий электропередачи высокого напряжения без тросовой защиты оправдано в отдельных специфических условиях, включая местности со слабой интенсивностью грозовой деятельности, а также при прохождении трассы по грунтам с высоким удельным сопротивлением. Другой областью применения являются линии на деревянных опорах 110 и 220 кВ.

В связи с широким распространением линий сверхвысокого напряжения (СВН) представляет интерес проанализировать возможность сооружения их без тросовой защиты, имея в виду значительные уровни импульсной прочности изоляции.

Сюда относятся обычные линии на металлических опорах, а также линии с отдельно стоящими изолирующими опорами фаз. Для решения этой задачи необходимо уточнить методику расчета грозоупорности линий без тросов и в особенности расчет эквивалентного «волнового сопротивления молнии».

Удельное число грозовых отключений линий СВН [Л. 1]

$$n = 4h_{cp}\eta p_1, \quad (1)$$

где n — удельное число грозовых отключений на 100 км линии за 100 грозовых дней; h_{cp} — средняя высота подвеса про-

вода над землей; η — коэффициент перехода импульсного перекрытия в дугу; p_I — вероятность тока молнии.

Для линий с изолирующими стойками коэффициент 4 заменяется на 8

$$p_I = e^{-0,0385I}, \quad (2)$$

где I — защитный уровень линии при ударе молнии в провод; вычисляется из выражения

$$I = \frac{U_{\min}}{(1 - k_{св}) z}, \quad (3)$$

где U_{\min} — минимальное импульсное напряжение изоляции, кВ; $k_{св}$ — коэффициент связи между проводами; z — эквивалентное волновое сопротивление.

Фигурирующие в выражениях (1)–(3) величины U_{\min} и $k_{св}$ определяются конструкцией линии, а $k_{св}$, учитываемый линий для линий на деревянных опорах, с поправкой на корону вычисляется по [Л. 2]. Коэффициент η для линий на металлических опорах без тросов может быть принят равным 0,7, а для линий на деревянных опорах — 0,25 [Л. 1].

Эквивалентное волновое сопротивление включает волновое сопротивление проводов и «волновое сопротивление молнии»:

$$z = \frac{0,5z_n z_m}{0,5z_n + z_m}, \quad (4)$$

где z_n — волновое сопротивление провода с учетом короны; z_m — «волновое сопротивление молнии». Коэффициент 0,5 учитывает, что от места удара молнии волна распространяется в обе стороны.

Для линий с одиночными проводами волновое сопротивление провода составляет около 400 Ом, а для линий с расщепленными проводами необходим специальный анализ с учетом [Л. 2].

Наибольшие трудности при оценке грозоупорности бес-тросовых линий вызывает именно «волновое сопротивление молнии». Первоначально оно принималось равным 300 Ом, однако впоследствии появились работы [Л. 3 и 4], в которых волновое сопротивление оценивалось в 600–1800 Ом.

Для уточнения расчетного значения волнового сопротивления молнии могут быть привлечены данные опыта эксплуатации линий электропередачи без тросовой защиты, представленные в таблице. Имеющиеся материалы охватывают отечественные и зарубежные линии класса 110 кВ на деревянных опорах и линии 110–345 кВ на металлических одноцепных и двухцепных опорах. Хотя длительность наблюдения в большинстве случаев превышает 1000 км·лет, удельные числа грозových отключений могут отличаться от истинных по ряду причин, главным образом из-за неопределенной малой интенсивности грозовой деятельности: 5–10 грозových дней в год. В связи с этим при выполнении расчетов грозоупорности по выражениям (1)–(4) возможны разнообразные отклонения расчетных чисел грозových отключений от эксплуатационных. Эти отклонения могут быть представлены в виде статистической последовательности для всех линий таблицы в асимптотически нормальном приближении. На рис. 1 представлены гистограмма и закон распределения плотности вероятности соотношения расчетных n_p и эксплуатационных n_0 удельных чисел грозových отключений, если «волновое сопротивление молнии» принять равным 200 Ом.

При изменении «волнового сопротивления молнии» будет изменяться как эксцентриситет распределения, так и средне-квадратичные отклонения. Зависимость среднего значения $\lg n_p/n_0$ от сопротивления z_m представлена на рис. 2, из которого следует, что условию минимума отклонений n_p/n_0 соответствует значение $z_m \approx 200$ Ом. Согласно расчетам это же условие соответствует и минимуму среднеквадратичных отклонений.

При оценке «волнового сопротивления молнии» следует иметь в виду доверительные интервалы для среднего значения $\lg n_p/n_0$, которые при уровне значимости 0,2 представлены на рис. 2. С учетом этого значение z_m находится в пределах 160–240 Ом, но в конечном счете в виде среднего значения может быть принята величина 200 Ом. В соответствии с этим для линий с одиночными проводами эквивалентное волновое сопротивление можно принять равным 100 Ом, а для линий с расщепленной фазой, у которых волновое сопротивление проводов составляет 200–300 Ом, требуется специальный расчет.

Напряжение, кВ	Материал опор	Тип опор	Средняя высота верхнего провода над землей, м	Коэффициент связи	Число грозových дней в году	Удельное число грозových отключений на 100 км, 100 грозových дней	Длительность наблюдения, км·лет
110	Деревянные	Одно-цепная	8,0	0,25	30	7,0	>2500
115	То же	То же	10,7	0,25	38	8,3	2400
110	Металлические	Двух-цепная	14,8	—	30	35,0	1000
220	То же	Одно-цепная	13,3	—	30	21,5	1300
230	" "	То же	11,3	—	8	20,2	1000
230	" "	" "	13,5	—	8	23,8	1450
230	" "	Двух-цепная	26,0	—	5	62,5	400
287,5	" "	Одно-цепная	13,5	—	10	22,0	1870
345	" "	То же	12,5	—	7,5	19,0	1500

Полученные результаты могут быть использованы для анализа грозоупорности линий как с тросовой защитой (прорывы молнии на провода), так и для линий без тросов.

Для линий 500–1200 кВ на металлических опорах без тросов с гирляндами изоляторов строительной высотой 4–10 м, в каждом случае необходимо определять волновое

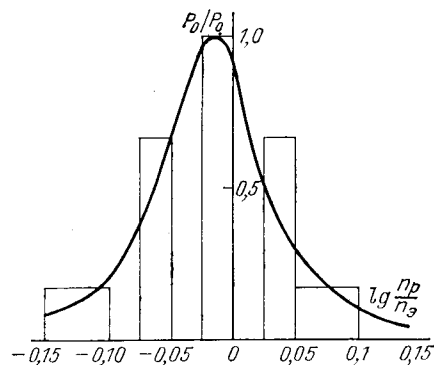


Рис. 1. Гистограмма и закон распределения плотности вероятности отклонений $\lg n_p/n_0$ при расчетах грозоупорности линий в асимптотически нормальном приближении (по данным таблицы). «Волновое сопротивление молнии» 200 Ом.

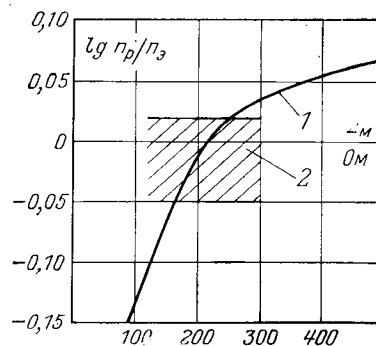


Рис. 2. Изменение среднего значения ($\lg n_p/n_0$) в функции «волнового сопротивления молнии» (1) и доверительный интервал (2) при уровне значимости 0,2.

сопротивление проводов, размеры изоляции и среднюю высоту подвеса провода; импульсная прочность изоляции может быть определена по [Л. 5]. Расчеты показывают, что электропередачи СВН на металлических опорах без тросов имели бы 5—15 грозовых отключений на 100 км в год, что ограничивает возможности сооружения таких линий районами с очень малой интенсивностью грозовой деятельности.

Для линий электропередачи с отдельно стоящими опорами фаз расчетным случаем будет перекрытие с провода на землю. Для линии 1200 кВ с проводами $10 \times \text{АСО-300}$ при глубине расщепления 1,5 м волновое сопротивление пучка проводов с учетом короны составляет 160 Ом, а минимальное импульсное разрядное напряжение при отрицательной полярности ориентировочно можно определить по [Л. 5]. Полученное в результате расчета число грозовых отключений равно 0,2 на 100 км в год; оно достигается при габарите 15 м.

Это свидетельствует, что линии на изолирующих опорах фаз без тросовой защиты могут быть грозозащитными и что это достигается выбором целесообразного габарита.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Майкопар А. С. Дуговые замыкания на линиях электропередачи. М., «Энергия», 1965. 200 с.
2. Бочковский Б. Б. Импульсная корона на одиночных и расщепленных проводах. — «Электричество», 1966, № 7, с. 22—28.
3. Wagner C., Hileman A. The lightning stroke. — «IEEE Trans. PAS», 1958, № 6, p. 229—242.
4. Буй Тхиен Зу, Разевиг Д. В. Обратный разряд молнии. — «Электричество», 1972, № 8, с. 49—53.
5. Udo T. Sparkover characteristics of long insulation strength. — «IEEE Trans. PAS», 1964, № 5.

[9.12.1975]

УДК 621.313.333.012.8

Преобразованная схема замещения асинхронной машины

Канд. техн. наук, доц. ЕФИМЕНКО Е. И., канд. техн. наук, доц. ЛОПУХИНА Е. М.

Чебоксары — Москва

Непосредственно из основных уравнений асинхронной машины для симметричного режима работы можно получить так называемую Т-образную схему замещения [Л. 1 и 2], которая приведена на рис. 1 (потери в стали не учитываются). К достоинствам этой схемы относится прежде всего четкая физическая интерпретация ее структуры и параметров всех ее ветвей. В то же время она не совсем удобна для количественных расчетов и анализа, так как при постоянном входном напряжении схемы все три тока изменяются с изменением частоты вращения, что обусловлено наличием узловой точки между статорной и роторной ветвями. Поэтому при анализе работы асинхронных машин широкое применение нашла Г-образная схема замещения, которая получается из Т-образной путем эквивалентного переноса намагничивающей ветви на входные зажимы схемы [Л. 1 и 2].

Однако во многих случаях весьма полезным оказывается преобразование схемы замещения, заключающееся в переносе намагничивающей ветви в «обратную сторону» — за индуктивное сопротивление рассеяния ротора. Такая схема представлена на рис. 2.

Коэффициент преобразования

$$\sigma = 1 + \frac{x_2}{x_m}. \quad (1)$$

Входные величины (токи, напряжения, сопротивления) преобразованной схемы остаются такими же, как и у исходной Т-образной схемы. Ток вторичной (роторной) ветви увеличивается в σ раз. Активные составляющие эквивалентного сопротивления параллельного разветвления поперечной и роторной ветвей для тока статора в обеих схемах одинаковы:

$$r_{ab} = r_a + r_b'.$$

Эквивалентные индуктивные сопротивления параллельных разветвлений в рассматриваемых схемах связаны между собой соотношением:

$$x_{ab} = \frac{x_2}{\sigma} + x_{a'b'}. \quad (2)$$

Здесь индексами со штрихами снабжены обозначения эквивалентных сопротивлений преобразованной схемы.

Выражение (2) показывает, что путем перехода от исходной схемы к преобразованной в эквивалентном индуктивном сопротивлении удастся выделить постоянную (не зависящую от частоты вращения) составляющую x_2/σ . Выражение $x_{a'b'}$, как будет показано ниже, значительно проще, чем выражение, получаемое из обычной Т-образной схемы для всего сопротивления x_{ab} . Кстати, и зависимость сопротивления r_{ab} от параметров преобразованной схемы существенно проще, чем от параметров исходной схемы.

Предложенное преобразование схемы замещения имеет определенный физический смысл. Его можно пояснить с помощью векторных диаграмм потоков и токов исходной и преобразованной схем.

Уравнению токов исходной Т-образной схемы замещения

$$I_1 + I_2 = I_0 \quad (3)$$

соответствуют векторные диаграммы токов и потоков, показанные на рис. 3, где обозначено: Φ_{m1} — поток, который создала бы обмотка статора в воздушном зазоре при отсутствии токов в роторе; Φ_{m2} — поток в воздушном зазоре, который создавался бы ротором без учета поля статора; Φ_m — реальный поток в зазоре, созданный совместным действием статорных и роторных токов.

Уравнению токов преобразованной схемы замещения

$$I_1 + \sigma I_2 = I_0' \quad (4)$$

соответствует векторная диаграмма рис. 4,а, которая представляет собой прямоугольный треугольник. Следовательно, связь между токами преобразованной схемы проще, чем исходной.

Так как любому индуктивному сопротивлению x , по которому в электрической схеме замещения протекает ток I , соответствует поток

$$\Phi = c_\Phi I x, \quad (5)$$

где

$$c_\Phi = \frac{1}{\pi \sqrt{2} f w k_0},$$

а сопротивление поперечной ветви преобразованной схемы

$$\frac{x_m}{\sigma} = \frac{x_m + x_2}{\sigma^2}, \quad (6)$$

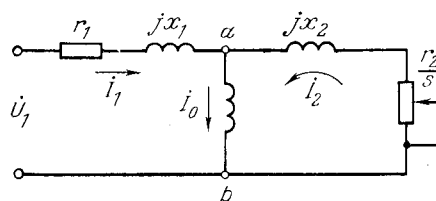


Рис. 1. Исходная Т-образная схема замещения асинхронной машины.

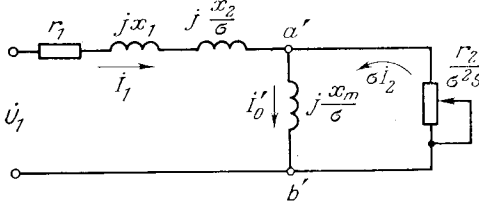


Рис. 2. Преобразованная схема замещения.

то с помощью этой ветви, по которой протекают два контурных тока I_1 и σI_2 , учитываются следующие потоки:

$$c_\Phi I_1 \frac{x_m}{\sigma} + c_\Phi \sigma I_2 \frac{x_m + x_2}{\sigma^2} = \frac{\Phi_{m1}}{\sigma} + \frac{\Phi_{22}}{\sigma} = \frac{\Phi_{2\Sigma}}{\sigma}, \quad (7)$$

где полный собственный поток ротора

$$\Phi_{22} = \Phi_{m2} + \Phi_{\sigma 2}; \quad (8)$$

поток рассеяния ротора

$$\Phi_{\sigma 2} = c_\Phi I_2 x_2; \quad (9)$$

полный результирующий поток, сцепленный с ротором,

$$\Phi_{2\Sigma} = \Phi_{22} + \Phi_{m1}. \quad (10)$$

Векторная диаграмма потоков, соответствующих поперечной ветви преобразованной схемы замещения, будет образовывать прямоугольный треугольник, подобный треугольнику токов. Эта диаграмма показана на рис. 4.б сплошными линиями. Если увеличить все потоки в σ раз, то получим диаграмму (рис. 4.б, пунктир), в которую «вписывается» диаграмма потоков, соответствующих поперечной ветви исходной схемы (треугольник ABC).

Итак, результирующий поток, соответствующий поперечной ветви преобразованной схемы, равен $\Phi_{2\Sigma}/\sigma$. Он полностью учитывает магнитное действие ротора на статорную обмотку, так как в него входит составляющая Φ_{22}/σ , равная потоку ротора в зазоре:

$$\frac{\Phi_{22}}{\sigma} = \Phi_{m2}. \quad (11)$$

В то же время в поток $\Phi_{2\Sigma}/\sigma$ входит только часть потока статора в воздушном зазоре, равная $\frac{\Phi_{m1}}{\sigma}$. Полный же собственный поток статора

$$\Phi_{11} = \Phi_{m1} + \Phi_{\sigma 1} = c_\Phi I_1 (x_m + x_1), \quad (12)$$

где $\Phi_{\sigma 1}$ — поток рассеяния статора, поэтому с обмоткой статора должен быть сцеплен еще поток

$$\Phi'_{\sigma 1} = \Phi_{11} - \frac{\Phi_{m1}}{\sigma} = c_\Phi I_1 \left(x_1 + \frac{x_2}{\sigma} \right), \quad (13)$$

который может быть учтен введением в статорную ветвь расчетного индуктивного сопротивления $\left(x_1 + \frac{x_2}{\sigma} \right)$, что находится в полном соответствии с преобразованной схемой замещения.

На основании изложенного можно сделать следующий вывод. Если при обычной Т-образной схеме рассматривают поле в машине в виде наложения трех полей: результирующего поля в зазоре и полей рассеяния статора и ротора, то преобразованная схема предполагает рассмотрение только двух потоков: потока $\Phi_{2\Sigma}/\sigma$, пропорционального результирующему потоку, сцепленному с ротором (ему соответствует индуктивное сопротивление поперечной ветви схемы $\frac{x_m}{\sigma} = \frac{x_m + x_2}{\sigma^2}$), и расчетного потока рассеяния (ему соответствует сопротивление $x_1 + \frac{x_2}{\sigma}$, включенное в статорную ветвь).

Введение в рассмотрение результирующего потока, сцепленного с ротором, вместо потока в воздушном зазоре дополнительно позволяет упростить способы определения некоторых характеристик. Например, электромагнитный момент определяется через поток в воздушном зазоре следующим образом:

$$M = c_m \Phi_m I_2 \cos \psi_2. \quad (14)$$

Так как из треугольника ACD (рис. 4.б) следует, что

$$\Phi_m \cos \psi_2 = \Phi_{2\Sigma},$$

то момент

$$M = c_m \Phi_{2\Sigma} I_2 \quad (15)$$

выражается через полный поток, сцепленный с ротором, т. е. проще, чем через поток в воздушном зазоре.

Переход от рассмотрения трех потоков (обычная схема) к двум (преобразованная схема) позволяет уменьшить число независимых параметров с пяти до четырех. Это обстоятельство в основном и определяет преимущества преобразованной схемы по сравнению с обычной. Преобразованная схема позволяет как бы объединить рассеяние статора и ротора путем введения в статорную ветвь расчетного сопротивления:

$$x'_1 = x_1 + \frac{x_2}{\sigma}. \quad (16)$$

В роторной же ветви остается только активное сопротивление, что существенно упрощает выражения для эквивалентных сопротивлений параллельного разветвления поперечной и роторной ветвей. Эти выражения можно еще более упростить, если ввести в рассмотрение некоторый обобщенный параметр, который представляет собой отношение активного сопротивления ротора к его полному индуктивному сопротивлению:

$$s_{m1} = \frac{r_2}{x_m + x_2}. \quad (17)$$

Рис. 3. Векторные диаграммы токов и потоков, соответствующие обычной Т-образной схеме замещения.

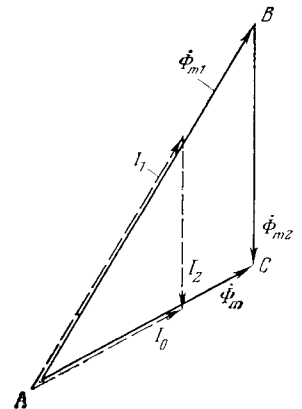
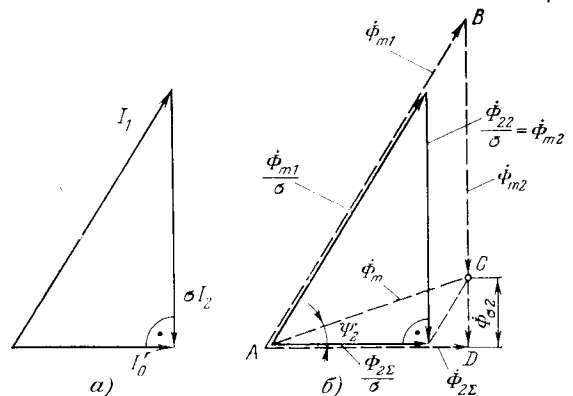


Рис. 4. Векторные диаграммы токов и потоков, соответствующих схеме замещения рис. 2.



Используя этот параметр, можно получить следующие выражения для эквивалентных сопротивлений параллельного разветвления:

$$r_{ab} = \frac{x_m}{\sigma} \frac{s_{m1} s}{s^2 m_1 + s^2}; \quad (18)$$

$$x_{a'b'} = \frac{x_m}{\sigma} \frac{s^2 m_1}{s^2 m_1 + s^2}. \quad (19)$$

Параметр s_{m1} имеет следующий физический смысл. Он равен скольжению двигателя, при котором эквивалентное активное сопротивление параллельного разветвления r_{ab} достигает максимума, причем

$$(r_{ab})_{\max} = \frac{x_m}{2\sigma}. \quad (20)$$

Интересно, что при $s = s_{m1}$

$$x_{a'b'} = (r_{ab})_{\max}.$$

Выражения (18) и (19) позволяют довольно просто рассчитывать и анализировать входные сопротивления схем замещения в зависимости от скорости.

Параметры преобразованной схемы ($x'_1 = x_1 + \frac{x_2}{\sigma}$; $x'm = \frac{x_m}{\sigma}$ и $r'_2 = \frac{r_2}{\sigma^2}$), носящие, казалось бы, расчетный характер, можно довольно легко определить опытным путем, причем значительно проще, чем параметры обычной схемы, так как использование преобразованной схемы не требует разделения индуктивных сопротивлений статора и ротора; на основе опытных данных сразу можно определить именно сопротивление x'_1 .

Вид преобразованной схемы замещения полностью аналогичен схеме замещения двигателя с полым немагнитным ротором, у которого рассеяние ротора принимается равным нулю. Это обстоятельство может рассматриваться как довольно ценное свойство этой схемы, так как позволяет распространить на двигатель с обычными обмотками ротора (фазной или в виде беличьей клетки) все аналитические выражения и результаты исследований, полученные для двигателя с полым немагнитным ротором (например, в [Л. 3 и 4]). Для этого достаточно перейти от параметров обычной схемы замещения к параметрам преобразованной схемы. Уровень и объем исследований, проведенных для двигателя с полым ротором, оказались выше (по сравнению с обычными асинхронными двигателями) потому, что отсутствие индуктивного сопротивления в роторной ветви схемы замещения существенно упрощает задачу и позволяет получить более простые и удобные выражения.

Использование преобразованной схемы замещения весьма упрощает и сравнение двигателей с обычными и полыми роторами. Такое сравнение, в частности, наглядно показывает, что появление потока рассеяния ротора эквивалентно уменьшению активного сопротивления ротора (с r_2 до $\frac{r_2}{\sigma^2}$), индуктивного сопротивления взаимной индукции статора и ротора (с x_m до $\frac{x_m}{\sigma}$)

и увеличению сопротивления рассеяния статорной обмотки (с x_1 до $x_1 + \frac{x_2}{\sigma}$).

Сравнение удобно производить, используя относительные параметры и принимая за базовое сопротивление r_2/σ^2 (для двигателя с полым ротором $\sigma=1$). Проведем для примера сравнение исполнительных двигателей с беличьей клеткой (ДКИ 2,5-12ТВ) и с полым ротором (ДИД 3 ТА).

Двигатель	Параметры								
	$P_n, \text{Вт}$	$2p$	$D, \text{мм}$	$\xi' = \frac{x_m}{r_2}$	$\rho'_1 = \frac{\sigma^2 r_1}{r_2}$	$\xi'_1 = \frac{\sigma^2 x_1 + x_2}{r_2}$	s_k	$\eta_{ко}$	$\Delta m, \%$
ДИД	3	4	20	0,7	0,13	0,17	5,9	0,72	4,59
ДКИ	2,5	4	10	1,57	0,22	0,57	2,39	0,765	11,4

В таблице даются внутренние диаметры статора, относительные параметры, критические скольжения s_k , коэффициенты использования при пуске $\eta_{ко}$ [Л. 3]. Их сопоставление показывает, что у двигателя с беличьей клеткой, имеющего практически при одинаковой полезной мощности значительно меньший внутренний диаметр статора, увеличивается относительное сопротивление и улучшается использование машины. Кроме того, относительное расчетное сопротивление рассеяния двигателя с беличьей клеткой ξ'_1 существенно выше (за счет рассеяния ротора). Это различие в параметрах, естественно, сказывается на выходных характеристиках, в частности на форме механической характеристики, которая оценивается с помощью степени нелинейности Δm .

Применение преобразованной схемы позволило определить степень нелинейности двигателя с беличьей клеткой с помощью полиномиальной зависимости Δm от относительных параметров, полученной для двигателя с полым ротором [Л. 5]:

$$\Delta m = -1,93 + 5,65\xi'_1 m + 24,1\rho'_1 - 8,1\xi_1 + 7,3\xi'_1 m \rho'_1 + 5,6\xi'_1 m \xi'_1 - 25,3\rho'_1 \xi'_1 - 1,84(\xi'_1 m)^2 - 2,2(\rho'_1)^2 + 12,5(\xi'_1)^2. \quad (21)$$

Расчет показывает, что двигатель с беличьей клеткой имеет большую нелинейность механической характеристики.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Петров Г. Н. Электрические машины. ч. II. М., Госэнергоиздат, 1963.
2. Костенко М. П., Пиотровский Л. М. Электрические машины, ч. II, М., Госэнергоиздат, 1958.
3. Четев Ю. С. Управляемый асинхронный двигатель с полым ротором. М., Госэнергоиздат, 1955.
4. Лопухина Е. М., Сомихина Г. С. Асинхронные микромашины с полым ротором. М., «Энергия», 1967.
5. Лопухина Е. М., Семенчуков Г. А., Рустамов Т. Б. Использование методов планирования эксперимента для исследования механических характеристик и выходных показателей управляемых и неуправляемых микродвигателей. — Труды МЭИ. Электрические машины, 1972, вып. 138.

[21.6.1976]



Выбор параметров однофазного асинхронного двигателя с отключаемой пусковой фазой

Кандидаты техн. наук СОМИХИНА Г. С., БЕСПАЛОВ В. Я., инж. ИГЛИКОВ А. С.

Москва

Анализ работы однофазного асинхронного двигателя с отключаемой пусковой фазой и расчет его характеристик значительно облегчаются, если электромагнитный момент и ток статора представить в виде явных функций относительной частоты вращения ротора $v = n/n_c$.

В результате преобразования комплексных уравнений для токов ротора, записанных на основе Г-образных схем замещения без учета потерь в стали, для рабочего режима двигателя получены уравнения электромагнитных мощностей (в ваттах) прямой последовательности:

$$P_{\Sigma 1} = \frac{U^2 r^2 R_0}{2x^2 m_0} \frac{\left(\frac{x^2 m_0}{r^2 R_0} + 1\right) + \left(\frac{r^2 x^2 m_0}{r^2 R_0} - 1\right)v - \frac{x^2 m_0}{r^2 R_0} v^2 - \frac{x^2 m_0}{r^2 R_0} v^3}{a_0 + 2a_2(1-v^2) + a_4(1-v^2)^2} \rightarrow \quad (1)$$

и обратной последовательности

$$P_{\Sigma 2} = \frac{U^2 r^2 R_0}{2x^2 m_0} \frac{\left(\frac{x^2 m_0}{r^2 R_0} + 1\right) - \left(\frac{x^2 m_0}{r^2 R_0} - 1\right)v - \frac{x^2 m_0}{r^2 R_0} v^2 + \frac{x^2 m_0}{r^2 R_0} v^3}{a_0 + 2a_2(1-v^2) + a_4(1-v^2)^2} \rightarrow \quad (2)$$

Суммарная электромагнитная мощность, передаваемая от статора к ротору,

$$P_{\Sigma} = P_{\Sigma 1} + P_{\Sigma 2} = \frac{U^2 r^2 R_0}{x^2 m_0} \times \frac{\left(\frac{x^2 m_0}{r^2 R_0} + 1\right) - \frac{x^2 m_0}{r^2 R_0} v^2}{a_0 + 2a_2(1-v^2) + a_4(1-v^2)^2} \rightarrow \quad (3)$$

Результирующий электромагнитный момент

$$M = \frac{P_{\Sigma}}{\Omega_c} = \frac{U^2 r^2 R_0}{\Omega_c x^2 m_0} \times \frac{\left(\frac{x^2 m_0}{r^2 R_0} + 1\right) - \frac{x^2 m_0}{r^2 R_0} v^2}{a_0 + 2a_2(1-v^2) + a_4(1-v^2)^2} \rightarrow \quad (4)$$

Ток статора

$$I = \frac{U}{x_{m_0}} \sqrt{\frac{4r_{R0} + \frac{[(1-v^2)x^2 m_0 - r^2 R_0]^2}{r_{R0} x^2 m_0}}{a_0 + 2a_2(1-v^2) + a_4(1-v^2)^2}} \rightarrow \quad (5)$$

Коэффициенты a_0 , a_2 , a_4 , обобщенные сопротивления x_{s0} , x_{m0} , r_{R0} и коэффициент рассеяния ротора c_R являются функ-

циями параметров схемы замещения и не зависят от скорости вращения ротора:

$$\left. \begin{aligned} a_0 &= 2r_s \frac{r^2 R_0}{x^2 m_0} + r_{R0} \left(1 + \frac{r^2 R_0}{x^2 m_0}\right) + \\ &+ 2 \frac{r_{R0}}{x_{m0}} x_{s0} \left(2 + \frac{r^2 R_0}{x^2 m_0}\right) + \\ &+ \frac{r_{R0}}{x^2 m_0} (r^2 s + x^2 s_0) \left(4 + \frac{r^2 R_0}{x^2 m_0}\right); \\ a_2 &= r_s - x_{s0} \frac{r_{R0}}{x_{m0}} - \frac{r_{R0}}{x^2 m_0} (r^2 s + x^2 s_0); \\ a_4 &= \frac{r^2 s + x^2 s_0}{r_{R0}}; \quad x_{s0} = x_s + \frac{x_R}{c_R}; \\ x_{m0} &= \frac{x_m}{c_R}; \quad r_{R0} = \frac{r_R}{c_R^2}; \quad c_R = 1 + \frac{x_R}{x_m}, \end{aligned} \right\} \quad (6)$$

где r_s , x_s — активное и индуктивное сопротивления обмотки статора; r_R , x_R — приведенные к обмотке статора активное и индуктивное сопротивления обмотки ротора; x_m — индуктивное сопротивление, соответствующее потоку в воздушном зазоре.

Обобщенный относительный параметр $\frac{r_{R0}}{x_{m0}} = \frac{r_R}{x_m + m_R}$

численно равен оптимальному скольжению $s_{\text{опт}}$, при котором максимально активное сопротивление разветвления прямой последовательности Т-образной схемы замещения

$$r'_{RA1} = \frac{x^2 m}{2(x_m + x_R)} = \frac{x_{m0}}{2},$$

следовательно, соответствующая оптимальная относительная частота вращения

$$v_{\text{ропт}} = 1 - \frac{r_{R0}}{x_{m0}} \rightarrow \quad (7)$$

В (1)–(6) входит относительный параметр $x^2 m_0 / r^2 R_0$, который у однофазных двигателей общего применения, как показывают расчеты, значительно больше единицы. Учитывая это, указанные выражения можно упростить, не внося ощутимых погрешностей в расчеты.

При расчете механической характеристики по методике [Л. 1] приходится определять сопротивления токам прямой и обратной последовательностей для каждого значения скольжения. Полученное выражение для электромагнитного момента (4), представленное в виде явной функции относительной частоты вращения ротора, значительно упрощает расчет механической характеристики и ее характерных точек: критического скольжения, номинальной скорости, скорости холостого хода.

Если по методике [Л. 1] критическая частота вращения $v_{\text{кр}}$, соответствующая максимуму электромагнитного момента, может быть найдена только после расчета всей механической характеристики, то в нашем случае $v_{\text{кр}}$ можно получить, дифференцируя (4) с учетом неравенства $x^2 m_0 / r^2 R_0 > 1$. Приравняв производную нулю, получим кубическое уравнение (8), действительными корнями которого являются значения $v_{\text{кр}}$:

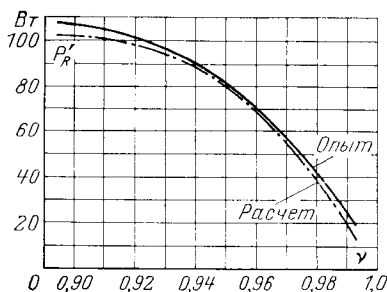
$$a_4(1-v_{\text{кр}}^2)^3 - 2(a_2 + a_4)(1-v_{\text{кр}}^2)^2 - 3a_0(1-v_{\text{кр}}^2) + 2a_0 = 0. \quad (8)$$

При проектировании однофазных двигателей с отключаемой пусковой фазой важное значение имеет выбор номинального скольжения s_n (номинальной частоты вращения v_n). Если у исполнительных двигателей значение v_n может быть определено из условия получения при этой скорости максимума полезной мощности, то для рассматриваемых неуправляе-

Таблица 1

Частота вращения	Тип машины			
	АОЛБ 12/4	ДХМ-3	ДБСМ-1	АОЛБ 12/2
v_n	0,946	0,96	0,96	0,964
v_m	0,946	0,957	0,95	0,964

Таблица 2



Расчетная формула	Тип машины			
	АОЛБ 12/4	ДХМ-3	ДБСМ-1	АОЛБ 12/2
(10)	0,057	0,042	0,053	0,038
(11)	0,054	0,043	0,05	0,036
(13)	0,0555	0,0407	0,0512	0,0368

Так как у машин рассматриваемого типа r_{R0}/x_{m0} — величина малая, выражение (14) можно заменить следующим:

$$v_{\text{э.опт}} \approx 1 - \frac{r_{R0}}{x_{m0}}. \quad (15)$$

ных двигателей выбор v_n является более сложной задачей, не имеющей однозначного решения.

Анализ опытных характеристик ряда однофазных машин с отключаемой пусковой фазой показывает, что отношение квадрата потребляемого тока к полной механической мощности I^2/P'_R имеет у них явно выраженный минимум при относительной частоте вращения v_m , равной номинальной v_n или весьма близкой к ней (см. табл. 1).

Учитывая, что $v_n \approx v_m$, для выявления зависимости номинальной частоты вращения от параметров введем в качестве одного критерия оптимальности отношение некоторых условных электрических потерь к полной механической мощности:

$$\eta' = \frac{I^2 r_{R0}}{P'_R} = \frac{I^2 r_{R0}}{(P_{\Sigma 1} - P_{\Sigma 2}) v} = \frac{\left(1 + \frac{r^2 R0}{x^2 m0}\right)^2 - 2 \left(1 - \frac{r^2 R0}{x^2 m0}\right) v^2 + v^4}{\left(1 - \frac{r^2 R0}{x^2 m0}\right) v^2 - v^4}. \quad (9)$$

Найдя частоту вращения, соответствующую минимуму отношения η' , получим для двигательного режима:

$$v_{\eta' \text{ опт}} = \sqrt{\frac{\left(1 + \frac{r^2 R0}{x^2 m0}\right) \left[\left(1 + \frac{r^2 R0}{x^2 m0}\right) - 2 \frac{r_{R0}}{x_{m0}}\right]}{1 - \frac{r^2 R0}{x^2 m0}}}. \quad (10)$$

или с учетом $\frac{x^2 m0}{r^2 R0} \gg 1$

$$v_{\eta' \text{ опт}} \approx 1 - \frac{r_{R0}}{x_{m0}}. \quad (11)$$

Известно, что отношение электромагнитных моментов (мощностей) обратной и прямой последовательностей характеризует эллиптичность магнитного поля в машине, т. е. степень уменьшения результирующего момента (мощности) за счет обратного поля:

$$\epsilon_3 = \frac{P_{\Sigma 2}}{P_{\Sigma 1}} = \frac{(1 + v) + \frac{x^2 m0}{r^2 R0} (1 - v) (1 - v^2)}{(1 - v) + \frac{x^2 m0}{r^2 R0} (1 + v) (1 - v^2)}. \quad (12)$$

Относительная частота вращения, соответствующая минимуму эллиптичности поля,

$$v_{\epsilon_3 \text{ опт}} = \frac{r_{R0}}{x_{m0}} \sqrt{\left(\frac{x^2 m0}{r^2 R0} + 2\right) - \sqrt{4 \frac{x^2 m0}{r^2 R0} + 5}}. \quad (13)$$

Если $\frac{x^2 m0}{r^2 R0} \gg 5$, можно записать:

$$v_{\epsilon_3 \text{ опт}} \approx \sqrt{1 - 2 \frac{r_{R0}}{x_{m0}}}. \quad (14)$$

Расчеты $v_{\eta' \text{ опт}}$ и $v_{\epsilon_3 \text{ опт}}$ по точным выражениям (10) и (13) дают значения, весьма близкие к тем, которые получаются из приближенных (11) и (15).

Таким образом, получены одинаковые аналитические выражения (7), (11) и (15) для оптимальных частот вращения, соответствующих экстремумам трех различных функций: $r'_{RA}(v)$, $\epsilon_3(v)$ и $\eta'(v)$, т. е.

$$v_{r. \text{ опт}} \approx v_{\eta' \text{ опт}} \approx v_{\epsilon_3 \text{ опт}}. \quad (16)$$

А так как опытные и расчетные данные (табл. 1) свидетельствуют о практическом совпадении $v_{\eta' \text{ опт}}$ с v_n и v_m , можно считать, что у рассматриваемого класса асинхронных машин

$$v_{r. \text{ опт}} \approx v_{\eta' \text{ опт}} \approx v_{\epsilon_3 \text{ опт}} \approx v_n \approx 1 - \frac{r_{R0}}{x_{m0}}. \quad (17)$$

В табл. 2 приведены значения относительного параметра r_{R0}/x_{m0} , рассчитанные по точным и приближенным формулам при заданной номинальной частоте вращения v_n . Результаты оказываются достаточно близкими.

При проектировании или исследовании однофазных двигателей с отключаемой пусковой фазой, используя (17), можно через известное значение v_n или найденное из опыта значение v_m определить обобщенный параметр r_{R0}/x_{m0} (или x_{m0}/r_{R0}), который играет определяющую роль при выявлении оптимальных рабочих показателей двигателей указанного типа.

Задавшись ориентировочно значением механических потерь $P_{\text{мех}}$ и номинальным током I_n или рассчитав их предварительно [Л. 1], из (9) можно определить r_{R0} для заданной номинальной мощности P_{2n} . Считая параметры постоянными в рабочем диапазоне изменения скольжения, можно определить сопротивления r_s и x_{s0} , обеспечивающие при найденных уже значениях r_{R0} и x_{m0} заданную кратность максимального момента (электромагнитной мощности) $m_m = P_{\Sigma \text{кр}}/P_{2n}$ и прохождение механической характеристики через номинальную точку.

Задавшись критической частотой вращения $v_{\text{кр}}$, определяют неизвестные коэффициенты a_0, a_2, a_4 в результате совместного решения уравнений (4) и (8), причем (4) следует использовать для двух режимов:

$$a) v = v_n, P_0 = P_{2n}; \quad б) v = v_{\text{кр}}, P_0 = P_{\Sigma \text{кр}}.$$

Затем находятся неизвестные r_s и x_{s0} .

Найденные таким методом параметры обеспечат оптимальный режим работы двигателя: минимум относительных условных электрических потерь при минимальной эллиптичности поля, заданную полезную мощность при выбранной номинальной частоте вращения v_n , а также заданную кратность максимального момента при выбранном значении $v_{\text{кр}}$.

Справедливость выведенных расчетных формул проверена экспериментально. На рисунке приведены опытная и расчетная зависимости полной механической мощности $P'_R(v)$ двигателя АОЛБ 12/4, имеющего следующие паспортные данные: $P_{2n} = 80$ Вт, $U_n = 220$ В, $n_n = 1500$ об/мин. Расчетная характеристика получена при использовании опытных значений обобщенных параметров.

Параметры, рассчитанные по (5), (9) и (10), равны: $r_{R0} = 12,6$ Ом; $x_{m0} = 221$ Ом; $x_{s0} = 91,5$ Ом; $x^2_{m0}/r^2_{R0} = 307,5 \gg 5$.

Путем непосредственного измерения получено $r_s = 19,82$ Ом. Механические потери определены графически методом разделения потерь.

Как видно из рисунка, расхождение опытной и расчетной кривых незначительно.

Решение (8) дает для этого асинхронного двигателя значение $v_{кр} = 0,887$, которое совпадает с $v_{кр}$ на рассчитанной зависимости $P_0(v)$.

Таким образом, расчетные уравнения мощностей, моментов, тока и частот вращения для однофазного асинхронного двигателя с отключаемой пусковой фазой позволяют сравнительно просто анализировать основные свойства машин этого

типа, осуществлять оптимизационные расчеты двигателей и проектировать их в соответствии с заданными характеристиками.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Лопухина Е. М., Сомихина Г. С. Расчет асинхронных микродвигателей однофазного и трехфазного тока. М., «Энергия», 1961.

2. Сомихина Г. С., Игликов А. С. Расчет механической характеристики однофазных асинхронных микродвигателей общего применения. — «Электротехника», 1973, № 7.

[2.8.1976]

УДК 621.313.333.016.1.001.24

Влияние начального углового положения ротора на электромагнитный вращающий момент асинхронного двигателя

Доктор техн. наук КОПЫЛОВ И. П., кандидаты техн. наук МАМЕДОВ Ф. А.,
РЕЗНИЧЕНКО В. Ю., инж. МАЛИНОВСКИЙ А. Е.

Московский энергетический институт

Как показали исследования [Л. 1, 2] при электрической несимметрии роторной цепи начальное значение угла между осями ротора и статора θ_0 и начальное значение фазы питающего напряжения φ существенно влияют на значение электромагнитного вращающего момента и скорость вращения ротора, особенно при пуске машин, имеющих малый момент инерции. В статье анализируется влияние начального углового положения ротора относительно статора на процесс пуска асинхронного двигателя, обладающего электрической несимметрией роторной цепи, а также дается способ отыскания такого начального углового положения ротора, при котором пуск осуществляется наиболее плавно, без провалов, обусловленных одноосным эффектом.

Для удобства анализа рассмотрим эквивалентную трехфазно-двухфазную асинхронную машину с симметричным статором и несимметричным ротором. При общепринятых допущениях система дифференциальных уравнений, описывающая переходные процессы в асинхронном двигателе с несимметричной роторной цепью в режиме короткого замыкания, имеет вид [Л. 3]:

$$\begin{cases} u_1 = i_1(r_1 + px_1) + pxmi_{21}e^{j\theta_0}; \\ 0 = \text{Re}[i_2]r_3 + i_2(r_2 + px_2) + pxme^{j\theta_0}, \end{cases} \quad (1)$$

где r_1, r_2, x_1, x_2, x_m — параметры двигателя; $\text{Re}[i_2]r_3 = i_2dr_3$ — падение напряжения на сопротивлении r_3 , создающим несимметрию роторной цепи и включенном в обмотку ротора по оси α ; θ_0 — начальное угловое положение между осями обмоток статора и ротора.

На основе метода эквивалентного генератора [Л. 4] несимметричную роторную цепь (рис. 1,а) можно представить в виде симметричной, но питаемой системой напряжений прямой и обратной последовательностей (рис. 1,б). Такое представление несимметричного режима работы двигателя существенно упрощает анализ переходных процессов в двигателе. Система уравнений асинхронного двигателя принимает вид:

$$\begin{cases} u_1 = i_1(r_1 + px_1) + pxmi_{21}e^{j\theta_0}; \\ E = i_2(r_2 + px_2) + pxmi_{12}e^{-j\theta_0}, \end{cases} \quad (2)$$

где $E = E_1 + E_2$ (E_1 — э. д. с. прямой последовательности; E_2 — обратной последовательности).

Значение E находится из совместного решения систем уравнений (1) и (2) и последующего разделения на прямую и обратную последовательности по аргументу периодических функций.

При этом, применяя принцип суперпозиции, системы дифференциальных уравнений (в отн. ед.) для прямой и обрат-

ной последовательностей примут вид:

$$\begin{cases} u_1 = i_{11}(r_1 + px_1) + pxmi_{21}e^{j\theta}; \\ E_1 = i_{21}(r_2 + px_2) + pxmi_{11}e^{-j\theta}; \\ 0 = i_{12}(r_1 + px_1) + pxmi_{22}e^{-j\theta}; \end{cases} \quad (3)$$

$$\begin{cases} E_2 = i_{22}(r_2 + px_2) + pxmi_{12}e^{j\theta}; \end{cases} \quad (4)$$

где i_{21}, i_{22} — ток ротора, созданный напряжением ротора прямой и обратной последовательностей; i_{11} — ток статора, созданный напряжением ротора прямой последовательности и напряжением питания статорной цепи; i_{12} — ток статора, созданный напряжением ротора обратной последовательности.

Разрешив системы дифференциальных уравнений (3)—(4) относительно токов, получим:

$$\begin{aligned} i_{11} = & \frac{u_1 e^{j\theta_0}}{\sigma x_1} \left[\frac{\alpha_r + j}{(p_1 - j)(p_2 - j)} e^{j(t+\varphi)} + \right. \\ & + \frac{p_1 + \alpha_r}{(p_1 - p_2)(p_1 - j)} e^{p_1 t} + \frac{p_2 + \alpha_r}{(p_2 - p_1)(p_2 - j)} e^{p_2 t} \left. \right] - \\ & - \frac{x_m^2 E_1}{x_1 x_2 \sigma} \left[\frac{j e^{j(t+\varphi)}}{(p_1 - j)(p_2 - j)} + \frac{p_1 e^{p_1 t}}{(p_1 - p_2)(p_1 - j)} + \right. \\ & + \left. \frac{p_2 e^{p_2 t}}{(p_2 - p_1)(p_2 - j)} \right] \dots; \end{aligned} \quad (5)$$

$$\begin{aligned} i_{21} = & - \frac{x_m}{x_2} e^{-j\theta_0} \frac{u_1}{\sigma x_1} \left[\frac{j e^{j(t+\varphi)}}{(p_1 - j)(p_2 - j)} + \right. \\ & + \frac{p_1 e^{p_1 t}}{(p_1 - p_2)(p_1 - j)} + \frac{p_2 e^{p_2 t}}{(p_2 - p_1)(p_2 - j)} \left. \right] + \frac{E_1}{\sigma x_2} \times \\ & \times \left[\frac{\alpha_s + j}{(p_1 - j)(p_2 - j)} e^{j(t+\varphi)} + \frac{p_1 + \alpha_s}{(p_1 - p_2)(p_1 - j)} e^{p_1 t} + \right. \\ & + \left. \frac{p_2 + \alpha_s}{(p_2 - p_1)(p_2 - j)} e^{p_2 t} \right] \dots \end{aligned} \quad (6)$$

и для обратной последовательности

$$\begin{aligned} i_{12} = & - \frac{x_m^2 E_2}{x_1 x_2 \sigma} \left[\frac{j e^{-j(t+\varphi)}}{(p_1 + j)(p_2 + j)} + \frac{p_1 e^{p_1 t}}{(p_1 - p_2)(p_1 + j)} + \right. \\ & + \left. \frac{p_2 e^{p_2 t}}{(p_2 - p_1)(p_2 + j)} \right]; \\ i_{22} = & \frac{E_2}{\sigma x_2} \left[\frac{(\alpha_s - j) e^{-j(t+\varphi)}}{(p_1 + j)(p_2 + j)} + \frac{p_1 + \alpha_s}{(p_1 - p_2)(p_1 + j)} e^{p_1 t} + \right. \\ & + \left. \frac{p_2 + \alpha_s}{(p_2 - p_1)(p_2 + j)} e^{p_2 t} \right], \end{aligned} \quad (7)$$

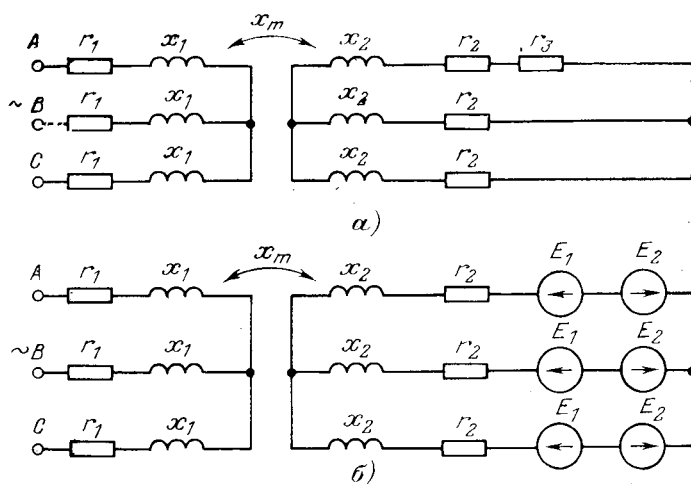


Рис. 1. Схема включения дополнительного сопротивления в цепи ротора (а) и схема замещения дополнительных сопротивлений напряжениями прямой и обратной последовательностей (б).

где φ — начальная фаза напряжения сети в момент включения; p_1 и p_2 — корни характеристического уравнения.

Электромагнитный вращающий момент при несимметрии роторной цепи можно представить в виде суммы следующих составляющих:

$$M_3 = \frac{3}{2} \{ \operatorname{Re} [jx_m (i_{21} i_{11}^*)] + \operatorname{Re} [jx_m (i_{22} i_{12}^*)] + \operatorname{Re} [jx_m (i_{21} i_{12}^*)] + \operatorname{Re} [jx_m (i_{22} i_{11}^*)] \}. \quad (8)$$

С учетом (5)–(7) выражение электромагнитного вращающего момента будет иметь вид:

$$\begin{aligned} M_3 = & \frac{3}{2} \left(\frac{x_m}{x_2} \right)^2 \frac{1}{(\sigma x_1)^2} [r_2 u^2 + r_1 (E_1^2 - E_2^2)] \times \\ & \times \frac{1}{(p_1^2 + 1)(p_2^2 + 1)} \left[1 + e^{(p_1 + p_2)t} - (\cos t + \right. \\ & \left. + \frac{1 + p_1 p_2}{p_1 - p_2} \sin t) e^{p_1 t} - \left(\cos t + \frac{1 + p_1 p_2}{p_2 - p_1} \sin t \right) \times \right. \\ & \left. \times e^{p_2 t} \right] + 3 \left[\left(\frac{x_m}{x_2} \right)^2 \frac{r_1}{(\sigma x_1)^2} u_1 (E_1 - E_2) - \right. \\ & \left. - \left(\frac{r_1}{x_1} \right)^2 \frac{E_1 E_2}{\sigma x_2} \right] \frac{1}{(p_1^2 + 1)(p_2^2 + 1)} \left\{ - \frac{p_1 + p_2}{p_1 - p_2} e^{(p_1 + p_2)t} - \right. \\ & - \left[\left(1 - \frac{2(p_1 + p_2)}{(p_1 - p_2)(p_1^2 + 1)} \cos(t + \varphi + \theta_0) + \right. \right. \\ & \left. \left. + \frac{(p_1 p_2 - 1)(p_2^2 - 1)}{(p_1 - p_2)(p_1^2 + 1)} \sin(t + \varphi + \theta_0) \right] e^{p_1 t} - \right. \\ & - \left[\left(1 - \frac{2(p_1 + p_2)}{(p_2 - p_1)(p_2^2 + 1)} \cos(t + \varphi + \theta_0) + \right. \right. \\ & \left. \left. + \frac{(p_1 p_2 - 1)(p_2^2 - 1)}{(p_2 - p_1)(p_2^2 + 1)} \sin(t + \varphi + \theta_0) \right] e^{p_2 t} + \right. \\ & \left. + \frac{2p_1^2(p_2^2 + 1)}{(p_1 - p_2)^2(p_1^2 + 1)} e^{2p_1 t} + \frac{2p_2^2(p_1^2 + 1)}{(p_2 - p_1)^2(p_2^2 + 1)} e^{2p_2 t} \right\}. \quad (9) \end{aligned}$$

Из полученного выражения видно, что электромагнитный вращающий момент при несимметрии роторной цепи состоит из шести составляющих, из которых одна принужденная и пять свободных составляющих, затухающих с коэффициентами затухания, равными p_1 , p_2 , $p_1 + p_2$, $2p_1$ и $2p_2$. Для удобства анализа электромагнитный вращающий момент можно разделить по амплитуде отдельных составляющих на девять членов. У первых четырех составляющих, образованных взаимодействием прямых и обратных последовательностей, ампли-

туда равна значению момента короткого замыкания асинхронного двигателя при несимметрии роторной цепи

$$M_{K.3} = \frac{3}{2} \left(\frac{x_m}{x_2} \right)^2 \frac{1}{(\sigma x_1)^2} [r_2 u^2 + r_1 (E_1^2 - E_2^2)] \times \frac{1}{(p_1^2 + 1)(p_2^2 + 1)},$$

а у остальных амплитуда определяется электромагнитным моментом прямых и обратных последовательностей:

$$M_{K.312} = 3 \left[\left(\frac{x_m}{x_2} \right)^2 \frac{r_1}{(\sigma x_1)^2} u_1 (E_1 - E_2) - \left(\frac{r_1}{x_1} \right)^2 \frac{E_1 E_2}{\sigma x_2} \right] \frac{1}{(p_1^2 + 1)(p_2^2 + 1)}.$$

Составляющие момента, образованные взаимодействием токов прямых с обратными последовательностями и наоборот, представляют собой свободные составляющие, затухающие с коэффициентами затухания p_1 , p_2 , $p_1 + p_2$, $2p_1$ и $2p_2$. Причем составляющие с коэффициентами затухания, равными p_1 и p_2 , сильно зависят от угла γ , равного $\gamma = \theta_0 + \varphi$.

Для анализа влияния угла γ на характер протекания электромагнитного переходного процесса были сняты экспериментальные осциллограммы процесса пуска двигателя АК-52-4 с несимметрией роторной цепи. На рис. 2 представлены осциллограммы изменения электромагнитного вращающего момента и скорости вращения ротора при пуске двигателя с включенными в одну фазу роторной цепи дополнительным сопротивлением $r_3 = 1,125$ Ом. При $\gamma = 20^\circ$ (рис. 2,а) двигатель «застывает» при пуске на скорости, близкой к 50% синхронной, а при других значениях угла γ (рис. 2,б–г) двигатель запускается. При этом продолжительность явления «одноосного эффекта» в значительной мере зависит от угла γ и уменьшается при пуске двигателя с γ , близким к 120° . Таким образом, влияние γ в ряде случаев бывает настолько существенным, что приводит к уменьшению явления одноосного эффекта.

В связи с изложенным представляет интерес решение задачи нахождения угла γ , обеспечивающего наиболее плавный пуск асинхронного или синхронного двигателя при заданной асимметрии в роторной цепи. Очевидно, при любом γ процесс пуска при несимметрии роторной цепи будет проходить менее плавно, чем при симметричном роторе. Поэтому целесообразно при поиске γ^* в качестве минимизируемой величины принять отклонение кривой скорости $v(t)$ от $v^*(t)$, где $v^*(t)$ — кривая скорости при пуске двигателя с симметричным ротором. Таким образом

$$Q = \int_0^T |v(t) - v^*(t)| dt,$$

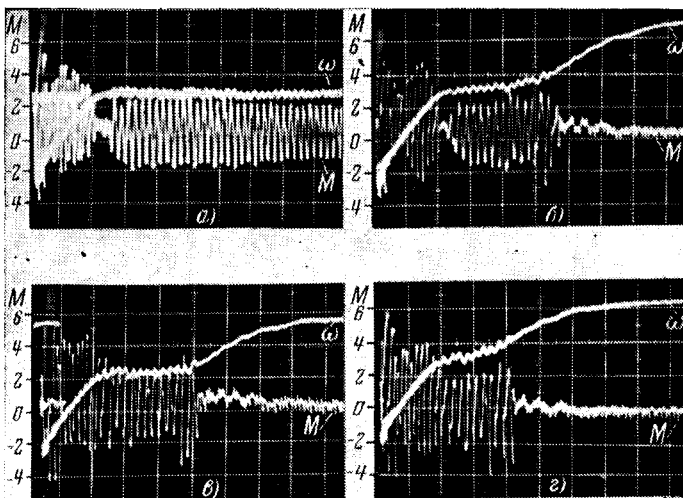


Рис. 2. Осциллограммы пуска двигателя АК-52-4 с дополнительным сопротивлением $r_3 = 1,125$ Ом.
а — $\gamma = 20^\circ$; б — 60° ; в — 100° ; г — 120° .

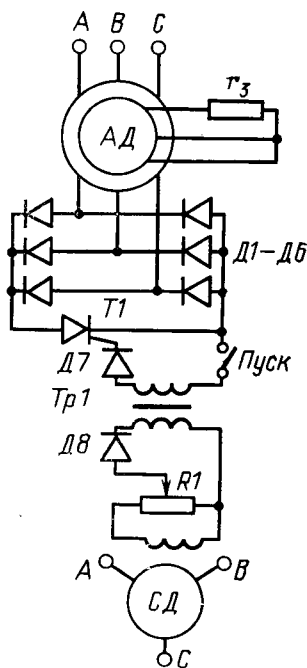


Рис. 3. Принципиальная схема установки для исследования переходных процессов при несимметрии роторной цепи.

где Q — минимизируемая величина; T — время достижения кривой $\gamma^*(t)$ значения $\gamma^*(t) = 1$ отн. ед.

Очевидно, что различным значениям γ соответствуют различные значения Q . В этом случае задача сводится к отысканию γ^* , такого, что $Q(\gamma^*) = Q^* = \min Q$.

При поиске γ^* чрезвычайно важно определить оптимальную стратегию, т. е. такую, которая позволяет в наилучших условиях отыскивать γ^* с заданной наперед точностью за минимальное число экспериментов.

Предположим, что функция $Q(\gamma)$ унимодальна в интервале $[0, \pi]$, т. е. для любых γ_1 и γ_2 , связанных соотношением $\gamma_1 < \gamma_2$ из условия $\gamma_1 > \gamma^*$ сле-

дующее $\gamma_2 < \gamma^*$ следует, что $Q(\gamma_1) > Q(\gamma_2)$. В таком случае оптимальной стратегией поиска γ^* будет стратегия, основанная на свойствах чисел Фибоначчи, которая заключается в последовательном сужении интервала неопределенности до величины ε , причем координаты размещения каждого последующего эксперимента вычисляются на основании информации о результатах предыдущих экспериментов [Л. 5]. Точность поиска определяется длиной исследуемого интервала и числом экспериментов

$$\varepsilon = \frac{L}{U_{n+2}},$$

где L — длина исследуемого интервала; ε — максимально возможная ошибка при n экспериментах.

Была составлена программа для ЦВМ БЭСМ-4 в соответствии с рассмотренным алгоритмом. Сопротивления роторных цепей $R_{d3} = 2R_r$; $R_{q3} = 0$. Число экспериментов $n = 8$. При этом погрешность определения γ^* не превышает $\varepsilon \leq \pi/55 = 3,27^\circ$. Таким образом, найденное оптимальное начальное положение ротора $\gamma^* = 2,09 \pm 0,029$.

На рис. 3 представлена схема тиристорного коммутатора, с помощью которого задается необходимый угол γ при пуске асинхронного двигателя. В данном случае несимметрия роторной цепи создается с помощью дополнительного сопротивления, включаемого в цепь ротора. В общем случае это может быть синхронный двигатель, работающий в режиме асинхронного пуска. Коммутация статорной цепи происходит с помощью замыкания мостовой выпрямительной схемы тиристором Т1. Необходимый угол γ задается с помощью устройства управления тиристором, состоящим из сельсина потенциометра, динистора и импульсного трансформатора. Ротор сельсина механически соединен с валом двигателя, а число пар полюсов статора сельсина равно числу пар полюсов двигателя. Сельсин подключен к питанию аналогично статорной обмотке двигателя. В связи с этим напряжение на выходе ротора пропорционально углу $\gamma = \varphi \mid \theta_0$. Предварительный грубый выбор угла осуществляется выбором необходимого чередования фаз обмотки статора сельсина, а точная установка угла — с помощью потенциометра К1. При достижении напряжения на выходе потенциометра, равного напряжению пробоя динистора, он открывается; через первичную обмотку импульсного трансформатора протекает ток, а со вторичной обмотки поступает импульс на открывание тиристора Т1.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Казовский Е. Я., Мамедов Ф. А. Электромеханические переходные процессы в малоинерционном асинхронном двигателе при несимметрии приложенного напряжения и несимметрии роторной цепи. — «Электротехника», 1974, № 5.
2. Мамедов Ф. А., Резниченко В. Ю., Малиновский А. Е. Принцип формирования переходных процессов в асинхронных двигателях при несимметрии роторной цепи. «Труды МЭИ. Электрические машины», 1974, вып. 196/4.
3. Лайон В. Анализ переходных процессов в электрических машинах переменного тока М.— Л., Госэнергоиздат, 1958.
4. Матханов П. Н. Основы анализа электрических цепей. М., «Высшая школа», 1972.
5. Уайлд Д. Дж. Методы поиска экстремума М., «Наука», 1967.

[1.7.1976]

УДК 621.313.013.8

Расчет уровня форсировки тихоходных машин численным методом

Канд. техн. наук БОГУСЛАВСКИЙ И. З.

Ленинград

При эксплуатации тихоходных машин большой мощности предполагается многократная форсировка возбуждения в зависимости от режима работы. Кратность и допустимый уровень форсировки может быть установлен либо с помощью динамической характеристики [Л. 2], либо численным методом путем интегрирования исходного дифференциального уравнения [Л. 1, 3 и 6]. В последнем случае становится возможным учесть изменение от температуры параметров меди и охлаждающей среды.

Опыт расчета допустимого уровня форсировки численным методом показал, что при некоторых значениях шага интегрирования $\Delta t > (\Delta t)_{\max}$ решение становится расходящимся, поэтому при практических расчетах целесообразно предварительно указать соответствующий шаг интегрирования $\Delta t \leq (\Delta t)_{\max}$.

Рассмотрим задачу определения шага интегрирования. Разделим проводник с непосредственным охлаждением на n отрезков и запишем для k -го отрезка ($k \leq n$, $k = 1, 2, \dots$) си-

стему разностных уравнений [Л. 4]:

$$\left. \begin{aligned} \theta_N &= [M_0 + \theta_0(M_{0p} - T_M) + T_M \theta_{f0}] \Delta t + \theta_0; \\ \theta_{fN} &= \left[T_f(\theta_0 - \theta_{f0}) - \frac{u}{i_K} (\theta_{f0} - \theta_{f(k-1), 0}) \right] \Delta t + \theta_{f0}, \end{aligned} \right\} \quad (1)$$

где $M_0 = \frac{q_0}{c_M \gamma_M l_k F_M}$; q_0 — потери при 0°C ;

$$T_M = \frac{\alpha F_k}{c_M \gamma_M l_k F_M}; \quad T_f = \frac{\alpha F_k}{c_f \gamma_f l_k s_k};$$

индекс k , соответствующий номеру рассматриваемого участка, при θ и θ_f опущен.

В этих уравнениях приняты обычные допущения [Л. 4]. В частности, принято, что разность $q_{k, (k-1)} - q_{k, (k+1)} = 0$; $[q_{k, (k-1)} - \text{тепловой поток, поступающий в } k\text{-й отрезок из } (k-1)\text{-го, } q_{k, (k+1)} - \text{в } (k+1)\text{-й из } k\text{-го}]$.

Подробное исследование показало, что это допущение практически не влияет на величину шага Δt , так как обычно эта разность не превосходит 5% от потерь, выделяющихся в отрезке проводника. После преобразования системы (1) получаем следующие разностные уравнения:

$$\begin{aligned} \theta_{NN} \frac{1}{T_M \Delta t^2} + \theta_N \left[\left(1 + \frac{T_f}{T_M} + \frac{u}{l_k T_M} - \frac{M_0 \rho_*}{T_M} \right) \frac{1}{\Delta t} - \frac{2}{T_M \Delta t^2} \right] - \theta_0 \left[\left(1 + \frac{T_f}{T_M} + \frac{u}{l_k T_M} - \frac{M_0 \rho_*}{T_M} \right) \frac{1}{\Delta t} - \frac{1}{T_M \Delta t^2} + \frac{M_0 \rho_*}{T_M} \left(T_f + \frac{u}{l_k} \right) - \frac{u}{l_k} \right] = \\ = \frac{M_0}{T_M} \left(T_f + \frac{u}{l_k} \right) + \theta_{f(k-1), 0} \frac{u}{l_k}; \end{aligned} \quad (2)$$

для охлаждающей воды

$$\begin{aligned} \theta_{fNN} \frac{1}{T_M \Delta t^2} + \theta_{fN} \left[\left(1 + \frac{T_f}{T_M} + \frac{u}{l_k T_M} - \frac{M_0 \rho_*}{T_M} \right) \frac{1}{\Delta t} - \frac{2}{T_M \Delta t^2} \right] - \theta_{f0} \left[\left(1 + \frac{T_f}{T_M} + \frac{u}{l_k T_M} - \frac{M_0 \rho_*}{T_M} \right) \frac{1}{\Delta t} - \frac{1}{T_M \Delta t^2} + \frac{M_0 \rho_*}{T_M} \left(T_f + \frac{u}{l_k} \right) - \frac{u}{l_k} \right] = \\ = M_0 \frac{T_f}{T_M} + \frac{u}{l_k T_M \Delta t} \{ \theta_{f(k-1), N} - \theta_{f(k-1), 0} [1 + \Delta t (M_0 \rho_* - T_M)] \}. \end{aligned} \quad (3)$$

Отметим, что коэффициенты в левой части разностных уравнений соответственно равны. Обозначим их через A , B , D :

$$\left. \begin{aligned} A &= \frac{1}{T_M \Delta t^2}; \quad B = \left(M_1 - \frac{2}{T_M \Delta t} \right) \frac{1}{\Delta t}; \\ D &= \left[M_1 - \frac{1}{T_M \Delta t} + \frac{M_0 \rho_*}{T_M} \left(T_f + \frac{u}{l_k} \right) \Delta t - \frac{u}{l_k} \Delta t \right] \frac{1}{\Delta t}; \quad M_1 = 1 + \frac{T_f}{T_M} + \frac{u}{l_k T_M} - \frac{M_0 \rho_*}{T_M}. \end{aligned} \right\} \quad (4)$$

Рассмотрим сначала режим при токе возбуждения $I_2 \neq \varphi(t) = \text{const}$. Запишем выражение для однородного разностного уравнения соответственно (2) для $k=1$ [Л. 5]:

$$\theta_{NN} A + \theta_N B - \theta_0 D = 0, \quad (2')$$

его решение

$$\theta_0 = c_1 z_1^N + c_2 z_2^N, \quad (2'')$$

где c_1 , c_2 — постоянные, определяемые начальными условиями;

$$z_{1,2} = \frac{-B \pm \sqrt{B^2 + 4AD}}{2A}. \quad (5)$$

Аналогично (2'') из (3)

$$\bar{\theta}_{f0} = c_3 z_1^N + c_4 z_2^N, \quad (3'')$$

где c_3 , c_4 — постоянные, определяемые начальными условиями.

Таким образом, сходимость системы (1) для $k=1$ определяется значениями z_1 и z_2 , зависящими от Δt . Отметим, что если система сходится при $k=1$ (для произвольного N), то она сходится и при всех значениях $1 < k \leq n$.

Исследуем зависимость

$$z_1 = \varphi_1(\Delta t), \quad z_2 = \varphi_2(\Delta t). \quad (6)$$

Дискриминант в (5)

$$\Delta' > 0 \quad (7)$$

при всех значениях Δt и l_k .

Обозначим:

$$N^2 z_1 = \Delta'(\Delta t)^2; \quad (8)$$

из (5) получаем:

$$z_1 = 1 - \Delta t \frac{T_M}{2} (M_1 - N_1) = 1 - \Delta t T_1; \quad (9)$$

$$z_2 = 1 - \Delta t \frac{T_M}{2} (M_1 + N_1) = 1 - \Delta t T_2, \quad (10)$$

где

$$T_1 = \frac{M_1 - N_1}{2} T_M; \quad T_2 = \frac{M_1 + N_1}{2} T_M. \quad (11)$$

Отметим, что $T_1 \neq f(\Delta t)$, $T_2 \neq f(\Delta t)$, $N_1 \neq f(\Delta t)$.

Укажем теперь область сходимости решения системы (1). Из (2'') и (3'') следует, что сходимость при $N \rightarrow \infty$ обеспечивается при следующих условиях:

$$-1 < z_1 < 1; \quad -1 < z_2 < 1. \quad (12)$$

Рассмотрим теперь сходимость решения для данного момента времени t_s .

Выберем несколько значений шага Δt ($\Delta t_p < \Delta t_{p-1} < \dots < \Delta t_s < \dots < \Delta t_1$), причем так, чтобы $t_s = N_s \Delta t_s = \text{const}$. Для каждого шага Δt_s вычислим из (3'') для θ_{f0} соответственно значению $\bar{\theta}_{f0(1)}, \dots, \bar{\theta}_{f0(s)}, \dots, \bar{\theta}_{f0(p-1)}, \bar{\theta}_{f0(p)}$. Эти значения для $\bar{\theta}_{f0}$ должны монотонно стремиться к величине $\theta_{f(t)}$, получаемой из (3'') при $\Delta t \rightarrow 0$ и соответственно $N_s \rightarrow \infty$:

$$\bar{\theta}_{f(t)} = c_3 e^{-T_1 t} + c_4 e^{-T_2 t}.$$

То же справедливо и для θ_0 из (2''), следовательно, сходимость численного решения системы (1) обеспечивается при условиях:

$$0 < z_1 < 1; \quad 0 < z_2 < 1. \quad (13)$$

Ниже для примера представлена зависимость z_1 и z_2 от шага интегрирования Δt ($T_f = 1,5 \text{ с}^{-1}$; $T_M = 0,3 \text{ с}^{-1}$, $u/l_k = 0,012 \text{ с}^{-1}$):

Δt	z_1	z_2
0,5	0,999005	0,009499
0,6	0,998806	-0,086600

Видим, что при $\Delta t = 0,6$ решение системы (1) получено быть не может.

Введем понятие о предельном шаге интегрирования Δt_{\max} , отличающемся тем, что если его значение увеличить на ϵ , то решение системы (1) расходится. Этот шаг достаточно просто определяется из (9) и (10). Практически $\epsilon(t) \leq 0,005$. Методика вычисления такова.

1. Вычисляем:

а) N_1 — по (8); M_1 — по (4); T_1 , T_2 — по (11);

б) $\psi_i = \psi_{i-1} - \Delta \psi$;

в) $\Delta t = \frac{1}{T_2} \psi_i$, где $0 < \psi_i < 1$;

г) $z_1 = 1 - \Delta t T_1$; $z_2 = 1 - \Delta t T_2$.

2. Проверяем выполнение условий (13); если они выполняются, то переходим к п. 3, иначе следует повторить пп. 1б, 1в, 1г и 2.

3. Проверяем выполнение условия

$$z_2 < \epsilon_2;$$

если оно выполняется, то

$$\Delta t = \Delta t_{\max}, \quad (14)$$

иначе следует повторить пп. 1б, 1в, 1г и 2.

Величину ψ_0 (соответственно $i=1$) удобно задать $\psi_0=1$, $\epsilon_2=0,005$, $\Delta \psi=0,001$.

Отметим, что при $\rho_*=0$ количество вычислений минимально. Предельный шаг соответственно (14) получается при первой же итерации ($i=1$).

Оценим теперь влияние на Δt_{\max} величины ρ_* .

Учет ρ_* несколько увеличивает N_1 и уменьшает M_1 . Однако для практических значений ρ_* и M_0 учет этих величин не изменяет значения шага Δt_{\max} , полученного при $\rho_*=0$. Поэтому с достаточной для практики точностью можно считать, что

$$\Delta t_{\max} = f(T_f, T_M, u/l_k). \quad (15)$$

Значения (15) удобно рассчитать «вперед» в диапазоне, представляющем практический интерес, и представить в виде таблицы.

Практика вычислений допустимых режимов форсировки показала, что величина шага Δt_{\max} колеблется в достаточно широких пределах в соответствии с величиной трех физических критериев, указанных в (15); она изменяется от долей

секунды (при больших значениях T_f и T_m) до величин порядка одной секунды и более. При этом критерий u/l_k оказывает меньшее влияние на шаг Δt_{\max} , чем два других. Например, при изменении его в 6 раз (при $T_f = \text{idem}$, $T_m = \text{idem}$) шаг изменяется лишь в пределах 10—15%.

Наиболее существенное влияние на величину шага оказывает критерий T_f . Например, при увеличении T_f втрое ($T_m = \text{idem}$, $u/l_k = \text{idem}$) шаг Δt_{\max} уменьшается в 2—2,5 раза.

Эти обстоятельства позволяют выполнить табулирование (15) с линейной интерполяцией по критерию u/l_k . Снижение погрешности вычислений принципиально может быть достигнуто двумя путями: выбором шага $\Delta t < \Delta t_{\max}$ и уменьшением длины отрезка l_k . Однако практика вычислений показывает, что наиболее эффективным путем снижения погрешности является уменьшение длины отрезка l_k . Это обстоятельство позволяет указать количество отрезков n , на которое следует подразделить проводник.

Введем понятие погрешности:

$$\beta_N = \left| \frac{\theta_f(l_k) - \theta_{(0)}}{\Delta \theta} \right|,$$

где

$$\theta_f(l_k) \text{ — из (1) для } k = n \text{ и } \Delta t = \Delta t_{\max};$$

$$\theta_{(0)} = \lim_{n \rightarrow \infty} \theta_f(l_k);$$

$$\Delta \theta = \lim_{N \rightarrow \infty} \theta_f(l_k) - \theta_{f0}; \quad \theta_{f0} = \theta_{fk0} \text{ при } k = 0.$$

Отметим, что $\beta(N) = 0$ при $N = 0$ и $N \rightarrow \infty$. При $0 < N < \infty$ зависимость $\beta(N)$ достигает максимума β_{\max} .

Если физические критерии T_f , T_m , u/l_k заданы, то по (15) определяется шаг Δt_{\max} ; используя (1), можно установить для них зависимость $n = f(\beta_{\max})$.

В эксплуатационных режимах $I_2 = \text{var}$ соответственно $M_0 = \text{var}$. Для практических расчетов целесообразно в этом случае разделить весь промежуток изменения тока T на равные отрезки Δt_1 , причем так, что $\Delta t_1 \leq \Delta t_{\max}$. Внутри каждого

отрезка среднеквадратическое значение M_0 можно считать постоянным, тогда задача определения шага Δt_{\max} сводится к изложенной выше, но для каждого отрезка Δt_1 . Однако и в этом случае ($M_0 = \text{var}$) обычно можно вычислять шаг Δt , исходя из (15) по приведенной методике.

Принятые обозначения:

- I_2 — ток возбуждения;
- ρ , ρ_* — удельное сопротивление и температурный коэффициент увеличения сопротивления меди;
- γ_m , c_m — удельные масса и теплоемкость меди;
- γ_f , c_f — удельные масса и теплоемкость воды;
- l_k , F_k , s_k , F_m — соответственно длина отрезка проводника, поверхность канала, его сечение и сечение меди проводника;
- α — коэффициент теплоотдачи;
- θ , θ_f — температура меди и воды в канале;
- t — время.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Анемподистов В. П., Смолин И. М., Юдин К. О. — Метод расчета и экспериментального исследования нагрева проводников обмотки. — В кн.: Научно-технические проблемы крупного турбо- и гидрогенераторостроения. М., «Наука», 1967.
2. Богуславский И. З., Детинко Ф. М. Определение температуры обмоток мощных генераторов с помощью динамической характеристики. — «Электричество», 1971, № 1.
3. Богуславский И. З. Расчет на ЭЦВМ кривых нарастания температуры обмотки турбогенератора с непосредственным охлаждением при внезапных коротких замыканиях. — «ЭП. Электрические машины», 1965, № 258.
4. Бялый Б. И., Каплунов В. Б., Калмыков В. И. К расчету нагрева обмотки с непосредственным охлаждением в режиме перегрузок по току. — «Электротехника», 1969, № 12.
5. Корн Г., Корн Т. Справочник по математике. М., «Наука», 1968.
6. Richter R. Vorausberechnung der nichtstationären Erwärmungen von Hohlleitern mit direkten Kühlung bei veränderlichen Verlusten. — «Elektrie», 1971, № 9.

[11.6.1976]

УДК 621.313.333.045.58.001.24

Сравнительная оценка образования многоскоростных обмоток методами полюсно-амплитудной и фазовой модуляций

Кандидаты техн. наук ЗАХАРОВ М. К., РАДИМОВ И. Н., инж. ДЕГТЕВ В. Г.

Одесса

Из применяемых в настоящее время способов образования многоскоростных обмоток переменного тока наиболее рациональными являются методы электромагнитной модуляции (полюсно-амплитудной модуляции — ПАМ и фазовой модуляции — ФМ).

Метод ПАМ [Л. 1, 2], предложенный первым, получил сейчас широкое применение в ряде стран при проектировании двухскоростных однообмоточных асинхронных электродвигателей. Распространенность этого метода объясняется его наглядностью и простотой, а так же тем, что двухскоростные обмотки, построенные по методу ПАМ, обладают многими достоинствами широко известной схемы Даландера. А именно: простотой переключения, изменением направления тока в половине секций обмотки с применением схем соединений YY/Y, YY/V, ∇V/Y;

технологичностью изготовления обмотки; хорошей избирательностью в отношении рабочих гармоник на обеих скоростях.

Метод ФМ [Л. 3] предложен несколько позже. Однако пока широкого признания он не получил, так как при построении обмоток авторы метода использовали секции с неодинаковыми числами витков, что приводило к существенному ухудшению технологичности обмоточных операций. Примене-

ние неодинакового числа витков в секциях было обусловлено в первоначальной трактовке метода необходимостью распределения проводников в зонах модуляции по закону, близкому к треугольному. Соблюдение этого закона могло быть выполнено лишь при достаточной длине модуляционных зон, поэтому число последних искусственно ограничивалось. Практически симметричные обмотки могли быть образованы только для таких соотношений чисел пар полюсов $p_1 : p_2$, разность между которыми ($p_1 - p_2$) кратна трем. Переход к равновитковым секциям позволил расширить возможности данного метода и сделать его универсальным. Результаты, которые могут быть получены при применении такого способа ФМ, включают в себя все возможные варианты решения методом ПАМ и позволяют построить дополнительные оригинальные распределения двухскоростных обмоток [Л. 5].

Сопоставлению возможностей обоих методов модуляции и посвящена данная статья. Рассмотрению подлежат трехфазные двухскоростные симметричные обмотки, для которых ни одно из чисел пар полюсов не кратно трем.

При образовании двухскоростной обмотки в заданном числе пазов z_1 статора с соотношением чисел пар полюсов $p_1 : p_2$ методом ПАМ число секций в катушечных группах q'_i (значения членов числового ряда) должны быть пропорцио-

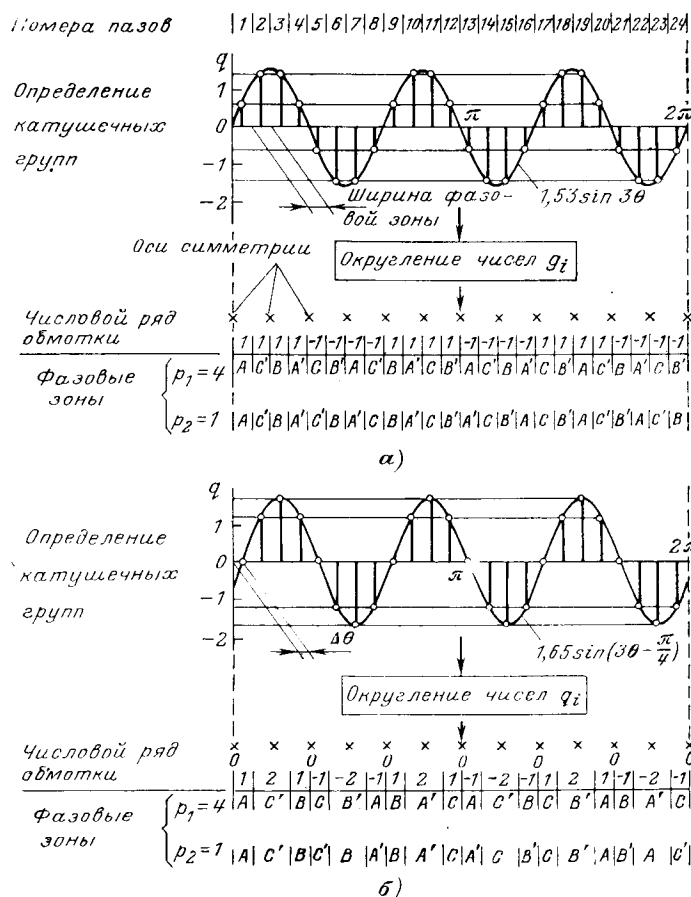


Рис. 1. Образование числовых рядов двухскоростной обмотки ($z_1=24$; $p_1:p_2=4:1$) методом полностью-амплитудной модуляции.

а — без сдвига волны модуляции ($\Delta\theta=0^\circ$); б — со сдвигом ($\Delta\theta=22,5^\circ$).

нальные синусам угловых координат θ_i середин фазных зон обмотки:

$$q'_i = M \sin \theta_i. \quad (1)$$

Здесь $i=1, 2, 3, \dots, 6p_1$ — порядковый номер фазовой зоны; M — множитель числового ряда, определяемый по формуле

$$M = \frac{z_1}{6p_1 \sum_{i=1}^{6p_1} |\sin \theta_i|}; \quad (2)$$

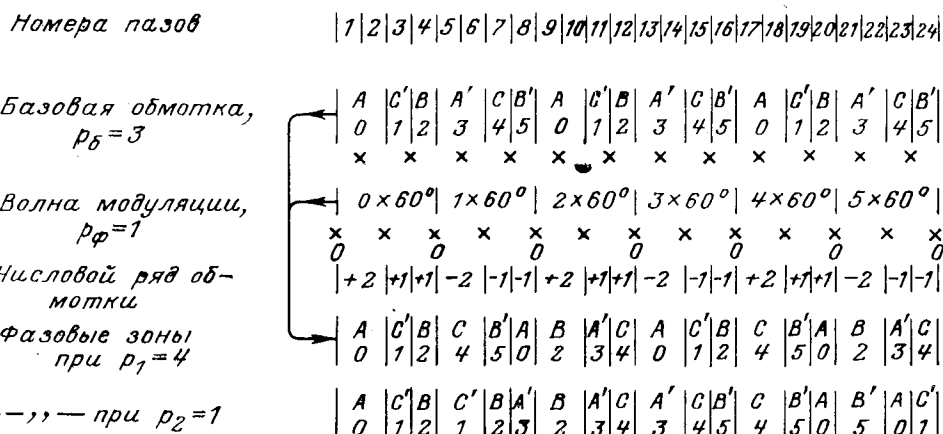


Рис. 2. Образование числового ряда двухскоростной обмотки ($z_1=24$; $p_1:p_2=4:1$) методом фазовой модуляции.

θ_i — угловые ординаты середин фазовых зон обмотки с p_1 парами полюсов в масштабе ВМ, рассчитываемые по выражению:

$$\theta_i = \frac{(2i-1)(p_1 \pm p_2)}{6p_1} \pi. \quad (3)$$

Как видно из выражения (1), члены теоретического числового ряда q'_i могут принимать дробные и отрицательные значения. В реальных обмотках расчетные размеры катушечных групп q'_i округляются до ближайших целых значений q_i . Знак минус свидетельствует о том, что при переключении на число пар полюсов необходимо изменить направление тока в секциях, соответствующих отрицательным членам ряда.

На рис. 1а показан пример построения двухскоростной обмотки. Амплитудная модуляция осуществляется ВМ с числом циклов n_d , равным: $n_d=p_1-p_2=3$.

Поскольку число n_d кратно трем — обмотка должна получиться симметричной. Начало ВМ принято между первым и z -м пазами. Расчеты, произведенные для половины обмоток (до $i=3p_1$) по формулам (1) и (3), приведены в таблице. На рис. 1 произведено построение только верхнего слоя обмотки. Шаг секций обмотки может быть выбран из условий обеспечения удовлетворительной работы на каждой из скоростей.

Порядковый номер фазовой зоны i	Расчетные данные числового ряда амплитудно-модулированной обмотки ($z_1=24$; $p_1:p_2=4:1$)							
	без сдвига волны модуляции $\Delta\theta_0$				со сдвигом волны модуляции $\Delta\theta=22,5^\circ$			
	θ_i	$\sin \theta_i$	q'_i	q_i	$\theta_i + \Delta\theta$	$\sin(\theta_i + \Delta\theta)$	q'_i	q_i
1	22,5°	0,383	0,586	1	0	0	0	0
2	67,5°	0,924	1,415	1	45°	0,707	1,17	1
3	112,5°	0,924	1,415	1	90°	1,0	1,66	2
4	157,5°	0,383	0,586	1	135°	0,707	1,17	1
5	202,5°	-0,383	-0,586	-1	180°	0	0	0
6	247,5°	-0,924	-1,415	-1	225°	-0,707	-1,17	-1
7	292,5°	-0,924	-1,415	-1	270°	-1,0	-1,66	-2
8	337,5°	-0,383	-0,586	-1	315°	-0,707	-1,17	-1
9	382,5°	0,383	0,586	1	360°	0	0	0
10	427,5°	0,924	1,415	1	405°	0,707	1,17	1
11	472,5°	0,924	1,415	1	450°	1,0	1,66	2
12	517,5°	0,383	0,586	1	495°	0,707	1,17	1

На рис. 1б дан пример построения двухскоростной обмотки с теми же исходными данными при смещении начала ВМ на $\Delta\theta=22,5^\circ$. Расчеты по формулам (1) и (3) для этого случая приведены также в таблице. Как видно из результатов расчета и рис. 1, сдвиг ВМ приводит к изменению числового ряда, т. е. к получению двухскоростной обмотки с иными электромагнитными свойствами. Опыт построения таких обмоток показал, что сдвиг ВМ для применяемых чисел пазов z_1

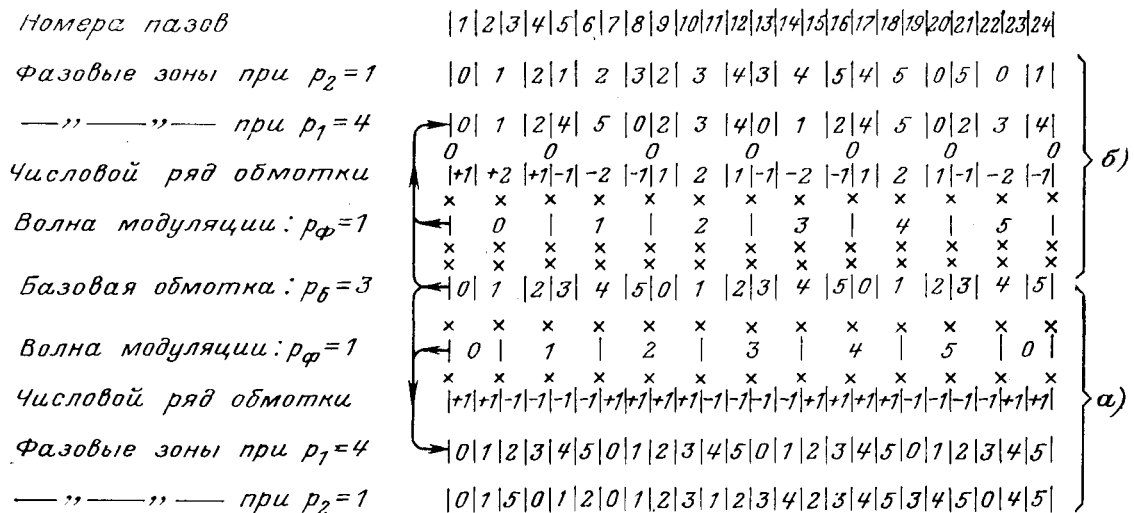


Рис. 3. Образование числовых рядов фазомодулированной обмотки ($z_1=24$; $p_1:p_2=4:1$) при совмещении осей симметрии исходных распределений.

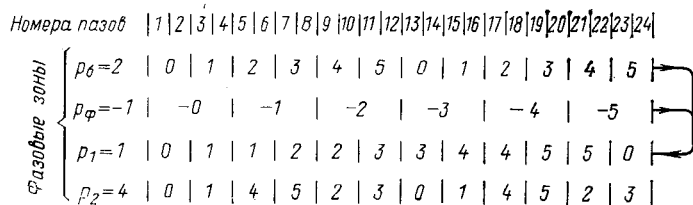


Рис. 4. Построение двухскоростной обмотки методом фазовой модуляции ($z_1=24$; $p_1:p_2=1:4$).

статора дает обычно один добавочный вариант обмотки. Значение сдвига ВМ ($\Delta\theta$) для нахождения этого варианта определяется выражениями:

$$\Delta\theta = \frac{\pi}{2p_1};$$

при несимметричной модуляции

$$\Delta\theta = \frac{\pi}{6p_1}.$$

В нашем примере

$$\Delta\theta = \frac{\pi}{2p_1} = \frac{\pi}{8} = 22,5^\circ.$$

Таким образом, метод ПАМ в большинстве случаев позволяет получить не более двух вариантов схем двухскоростной обмотки. Кроме того, по условиям формирования рабочих гармонических н. с. указанный метод имеет следующие ограничения на исходные данные по соотношению чисел пар полюсов:

при разностной ВМ (p_1p_2) $p_1 > p_2$;

при суммарной ВМ (p_1p_2) $2p_1 > p_2$.

Существенной особенностью амплитудно-модулированных обмоток является симметрия абсолютных значений членов по развертке числового ряда. Для симметричных обмоток можно отложить двенадцать равноотстоящих осей, относительно которых наблюдается подобная симметрия. На рис. 1 для обоих вариантов обмотки отмечены положения таких осей.

Рассмотрим построение двухскоростных обмоток методом ФМ [Л. 5]. По этому методу осуществляется последовательное изменение фазы токов в секциях базовой обмотки по закону модулирующей волны. В качестве базовой принимается здесь обмотка с числом пар полюсов:

$$p_b = p_1 - p_\Phi, \quad (4)$$

где p_Φ — число циклов ВМ фазы, равное:

$$p_\Phi = \frac{p_1 \pm p_2}{3}. \quad (5)$$

Для симметричных обмоток p_Φ должно быть целым числом. Число пазов на полюс и фазу базовой обмотки может быть рассчитано по выражению

$$q_b = \frac{z_1}{6p_b}. \quad (6)$$

Для трехфазных систем изменение фазы токов возможно степенями, кратными 60° . В случае такого приращения фазы число пазов на зону модуляции определяется по формуле

$$q_\Phi = \frac{z_1}{6p_\Phi}. \quad (7)$$

(Числа q_b и q_Φ могут быть как целыми, так и дробными).

Первое послемодуляционное распределение с числом пар полюсов получается путем шестидесятиградусного приращения фазы токов в секциях базового распределения в пределах каждой зоны ВМ. При применении метода ФМ удобно заменить буквенные обозначения фаз токов базового и модуляционного распределения A, C', B, A', C, B' на цифровые 0, 1, 2, 3, 4, 5, так как последние указывают кратность шестидесятиградусных приращений фазы токов относительно исходной $A(0)$. Тогда результат почленного алгебраического сложения числовых обозначений для каждого из пазов даст распределение с числом пар полюсов p_1 . Переход к числу пар полюсов осуществляется изменением числовых обозначений на три единицы (соответствует изменению направления тока) для пазов, попадающих под каждую вторую зону ВМ.

На рис. 2 показан пример выполнения двухскоростной обмотки методом ФМ. Значения $p_b=3$, $p_\Phi=1$, $q_b=4/3$ и $q_\Phi=4$ рассчитывались по выражениям (4)–(7). Как видно из полученного числового ряда, данная обмотка отличается от обеих обмоток, построенных методом ПАМ. При одних и тех же исходных данных методом ФМ можно получить числовые ряды, идентичные рядам обоих вариантов амплитудно-модулированных обмоток.

Заметим, что числовые ряды базового распределения и ВМ каждый в отдельности обладают свойством симметрии. Оси симметрии могут занимать ряд положений, отстоящих друг от друга на расстоянии $q_{\text{э.в.б(ф)}}/2$ зубцовых делений (величина $q_{\text{э.в.б(ф)}}$ является числителем неправильной дроби, равной $q_{\text{б(ф)}}$). В общем случае оси симметрии базового и модуляционного распределений не совпадают, как это и показано на рис. 2. Следствием такого несовпадения является отсут-

вне симметрии модулей числового ряда при построении обмоток.

На рис. 3а показано построение фазомодулированной обмотки при совмещении осей симметрии числовых рядов исходных распределений. Если считать такое совмещенное положение осей за начальное, то при пространственном сдвиге любого (например, модуляционного) из распределений на $q_{\text{эв.ф}}/2$ зубцовых делений, получается числовой ряд, обладающий свойством симметрии модулей (рис. 3б).

Нетрудно убедиться, что числовые ряды обмоток, построенных методом ФМ, при совмещении осей симметрии исходных распределений (рис. 3) идентичны рядам построенных ранее амплитудно-модулированных обмоток (рис. 1). Такое совпадение нельзя считать случайным, так как помимо свойства симметрии модулей числового ряда модулированные обмотки обладают еще целым рядом общих свойств.

Для выполнения условий образования параллельных ветвей в любых трехфазных двухскоростных обмотках число пазов статора должно быть кратно 6. Тогда обмотку можно рассматривать состоящей из $z_1/6$ колец элементов [Л. 1]. При генерировании нечетных гармоник кольцо элементов симметричной двухскоростной обмотки состоит из шести элементов A, C', B, A', C, B' , а при выделении четных гармоник имеет вид: A, C, B, A, C, B или A', C', B', A', C', B' . Элементы кольца распределены равномерно с геометрическим углом сдвига $\pi/3$. Так как распределение всего кольца известно по положению любого из его элементов, то максимальное число пазов, в которых лежит повторяющаяся часть обмотки, равно числу колец элементов. Таким образом, все возможные варианты распределения двухскоростной обмотки могут быть получены применением комбинаторики [Л. 4] в $z_1/6$ пазах. Число этих вариантов становится очень большим уже при относительно небольших числах пазов статора ($z_1 \geq 36$). Однако надо учесть, что оба метода модуляций предусматривают такое построение обмоток, при котором на векторных диаграммах ширина фазных зон рабочих гармоник для любой из скоростей не превышает 180° . В результате коэффициенты распределения принимают значения не ниже 0,637. Это ограничение существенно снижает число рассматриваемых вариантов.

Соблюдение требований симметрии модулей числового ряда обмотки уменьшает число вариантов до двух. В то же время опыт построения фазомодулируемых обмоток показал, что для получения только оригинальных вариантов двухскоростной обмотки величина сдвига ВМ не должна превышать $q_{\text{эв.ф}} \min/2$. Понятно, что с учетом последнего совмещение осей симметрии исходных распределений (минимальное расстояние между ними равно $q_{\text{эв.ф}} \min/2$) возможно только в двух случаях.

Приведенные соображения и обуславливают идентичность числовых рядов обмоток, построенных обоими методами модуляции. В случае отказа от симметрии модулей числового ряда метод ФМ позволяет получать дополнительные варианты обмоток. Помимо этого достоинства фазовая модуляция в отличие от полюсно-амплитудной не накладывает ограничений на исходные данные по соотношению чисел пар полюсов. В таких случаях можно построить новые оригинальные варианты двухскоростной обмотки.

Так, двухскоростная обмотка с исходными данными $p_1:p_2=1:4$, $z_1=24$ не может быть выполнена методом ПАМ, так как при разностной ВМ не выполняется условие $p_1 > p_2$. На рис. 4 такая обмотка выполнена методом ФМ. Расчеты по формулам (4)–(7) дали результаты: $p_6=2$; $q_6=-1$; $q_6'=2$; $q_6''=-4$. На рис. 4 применено цифровое обозначение фаз. Подобное совпадение результатов методов фазовой и полюсно-амплитудной модуляций наблюдается и в случае построения несимметричных двухскоростных трехфазных обмоток, когда одно из чисел пар полюсов кратно трем. Образование таких обмоток характеризуется некоторыми особенностями и требует специального рассмотрения.

Таким образом, опыт построения двухскоростных обмоток и приведенные выше соображения позволяют рекомендовать при проектировании двухскоростных асинхронных машин преимущественное использование метода фазовой модуляции. Действительно, последний позволяет получить целый ряд дополнительных оригинальных распределений и применим для любого исходного соотношения чисел пар полюсов.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Rawcliffe G. H., Burbidge R. F., Fong W. Induction motors speed-changing by pole-amplitude modulation. — «Proc. IEE», 1958, vol. 105A, p. 411–419.
2. Захаров М. К., Радимов И. Н. Построение схем многоскоростных обмоток переменного тока. — «Электротехника», 1973, № 1, с. 42–44.
3. Eacham J. F., Laitwaite E. R. Pole-change motors using phase-mixing techniques. — «Proc. IEE», 1962, vol. 109A, № 47, p. 397–409.
4. Губенко Т. П., Гаврилюк Р. Б., Онышко Е. А. Симметричные схемы обмоток переменного тока. — В кн.: Асинхронные микромашин. Каунас, 1969, с. 145–150.
5. Захаров М. К., Дегтев В. Г., Радимов И. Н. Построение многоскоростных обмоток методом фазной модуляции при сдвиге модуляционной волны. — «Электричество», 1976, № 9, с. 72–76.

[9.9.1975]



УДК 62-531.6

Комбинированные системы стабилизации скорости высокоточных электроприводов

канд. техн. наук НОВИКОВ В. А., инж. МИХАЛЬЧЕНКО Г. Ф.

Ленинградский электротехнический институт

Системы стабилизации скорости электроприводов находят широкое применение в системах автоматизации отдельных установок, таких как металлообрабатывающие станки, испытательные и тарировочные стенды, ведущие устройства лентопротяжных механизмов; в системах автоматизации технологических процессов производства изделий электронной, бумагоделательной и металлургической промышленности. Качество работы систем зачастую является одним из важных факторов, определяющих качество всего процесса производства изделия, и к системам предъявляются требования высокой (сотые и тысячные доли процента), а порой и предельно-возможной динамической точности стабилизации скорости. Такие системы строятся как дискретно-аналоговые следящие системы, заданные которым формируется от высокостабильных генераторов частоты, контроль перемещений производится фотооптически, индуктосинными или лазерными датчиками перемещений.

Если рассматривать в качестве основного возмущения в системе электропривода изменение момента нагрузки (M_c) и полагать, что система построена по принципу подчиненного управления, то с теоретической точки зрения для уменьшения влияния M_c было бы целесообразно кроме главной обратной связи по угловому положению системы θ использовать дополнительные обратные связи по скорости ω и ускорению δ . Однако при технической реализации трехконтурной системы применение скоростного контура может оказаться неэффективным ввиду несовершенства для прецизионных систем существующих датчиков скорости. Такие недостатки, как слабая чувствительность в рабочей точке, наличие большого уровня помех и связанная с этим необходимость их фильтрации, инерционность, в различных сочетаниях свойственны тахогенераторам постоянного и переменного тока и гироскопам. Особенно это проявляется в безредукторных электроприводах.

Эффективную информацию об угловом ускорении привода можно получить с помощью бесконтактных индуктивных угловых акселерометров [1. 1].

В статье рассмотрены способы построения внутренних контуров системы, при которых обеспечивается максимальная стабилизация скорости при изменении момента нагрузки в широком спектре частот. В любом из рассмотренных в дальнейшем вариантов считается, что главный контур системы синтезируется одинаково, поэтому дан анализ только динамических характеристик внутренних контуров.

Рассматривая линеаризованные комбинированные системы при жестких и упругих механических связях с единых позиций построения, целесообразно их выполнить в соответствии со структурными схемами, показанными на рисунке. Остановимся на системе с жесткой механической связью (рисунк, а). Без компенсационного контура система выполнена по принципу подчиненного управления с обратными связями по току якорной цепи двигателя, ускорению и положению. Замкнутый контур регулирования тока представлен на структурной схеме передаточной функцией (п. ф.) $W_{I_a}(p)$. Другие обозначения на схеме: $W(p)$ — п. ф. фазового дискриминатора, регулятора положения и фильтра канала управления; $W_{p,y}(p)$ — п. ф. регулятора ускорения; $W_K(p)$ — п. ф. компенсационного звена; k_i , k_δ — передаточные коэффициенты датчиков тока и ускорения; C_d — постоянная двигателя.

Компенсационный контур выполнен по дифференциальному принципу измерения возмущающих воздействий. Для симметрирования каналов измерения тока и ускорения необходимо выполнить равенство:

$$k_i/C_d = k_\delta/J. \quad (1)$$

Контур тока замкнут по полному току как и в обычной системе. Для выполнения компенсационного контура целесообразно измерять отклонения момента нагрузки. Для этого из полного тока необходимо выделить приращения, что вы-

полняется при включении дифференцирующего звена с ограничением. В соответствии с необходимостью симметрирования каналов измерения аналогичное включение необходимо выполнить и в канале измерения ускорения. Передаточная

функция такого дифференцирующего звена $\frac{\tau_{np}}{\tau_{np}p + 1}$. Принимая во внимание, что постоянная времени τ_n может быть выбрана достаточно большой, в существенном диапазоне частот дифференцирующие звенья с ограничением могут рассматриваться как безынерционные. Поэтому на структурных схемах эти звенья не показаны.

Замкнутый контур регулирования тока представим в виде эквивалентного инерционного звена с малой некомпенсируемой постоянной времени T_μ :

$$W_{I_a}(p) \approx \frac{1}{k_i} \frac{1}{T_\mu p + 1}. \quad (2)$$

При оптимизации по модулю контура ускорения п. ф. замкнутого контура по управлению при наличии и отсутствии компенсационного контура

$$\frac{\delta(p)}{U(p)} = \frac{1}{k_\delta} \frac{1}{2T_\mu^2 p^2 + 2T_\mu p + 1}. \quad (3)$$

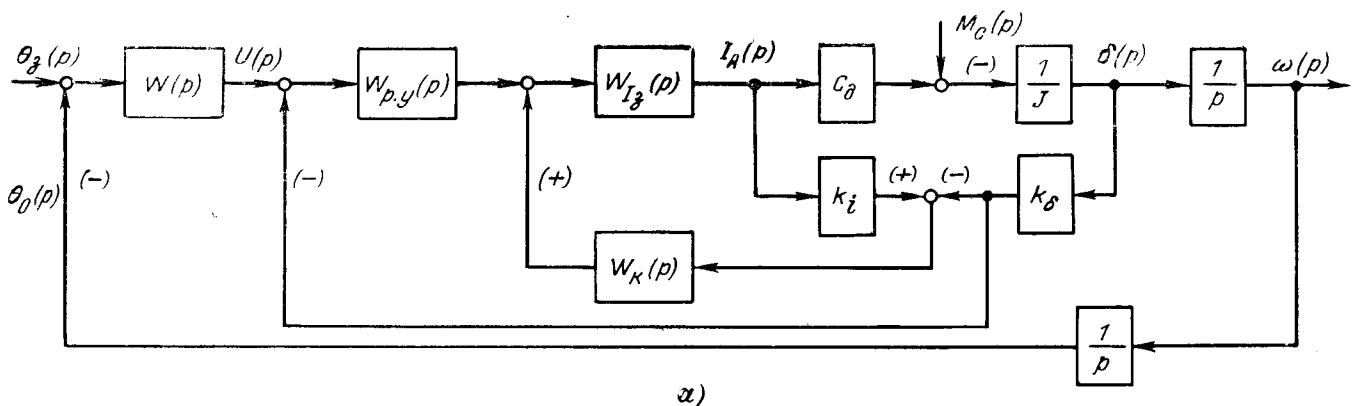
Передаточная функция по моменту нагрузки без компенсационного контура

$$-\frac{\delta(p)}{M_c(p)} = \frac{1}{J} \frac{2T_\mu p(T_\mu p + 1)}{2T_\mu^2 p^2 + 2T_\mu p + 1}; \quad (4)$$

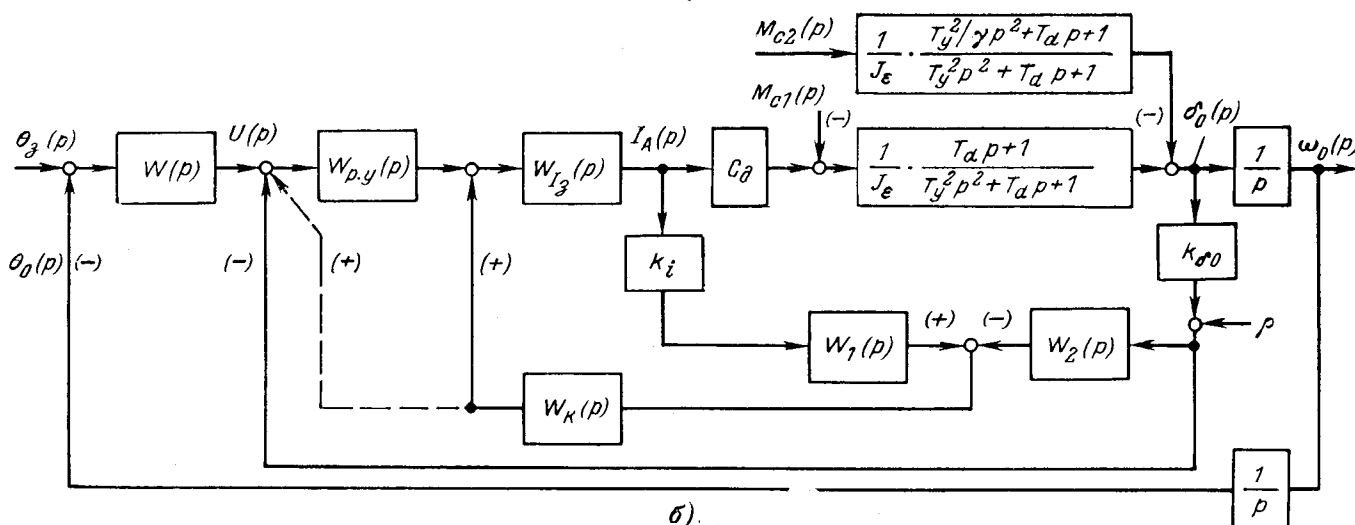
с компенсационным контуром

$$-\frac{\delta(p)}{M_c(p)} = \frac{1}{J} \frac{1 - W_K(p)W_{I_a}(p)k_i}{1 + W_{p\delta}(p)}, \quad (5)$$

$W_{p\delta}(p)$ — п. ф. разомкнутого контура ускорения.



а)



б)

Управляющие и возмущающие воздействия		Передаточные функции	
		1-й вариант	2-й вариант
$\frac{\delta_0(p)}{U(p)}$	$\xi = \frac{T_d}{2T_y}$ $\xi = 1$	$\frac{1}{K_\delta} \frac{1}{2T_\mu^2 p^2 + 2T_\mu p + 1}$	
$-\frac{\delta_0(p)}{M_{c1}(p)}$	$\xi = \frac{T_d}{2T_y}$	$\frac{1}{J_\Sigma} \frac{T_d p + 1}{T_y^2 p^2 + T_d p + 1} \frac{2T_\mu^2 p^2}{2T_\mu^2 p^2 + 2T_\mu p + 1}$	
	$\xi = 1$	$\frac{1}{J_\Sigma} \frac{2T_y}{T_\mu} \frac{T_d p + 1}{T_y^2 p^2 + T_d p + 1} \times$ $\times \frac{\frac{T_\mu T_y}{2} p^2 + \frac{T_d T_\mu}{2T_y} p - 1}{(T_y p + 1)^2} \frac{2T_\mu^2 p^2}{2T_\mu^2 p^2 + 2T_\mu p + 1}$	$\frac{1}{J_\Sigma} \frac{T_d p + 1}{(T_y p + 1)^2} \frac{2T_\mu^2 p^2}{2T_\mu^2 p^2 + 2T_\mu p + 1}$
$-\frac{\delta_a(p)}{M_{c2}(p)}$	$\xi = \frac{T_d}{2T_y}$	$\frac{1}{J_\Sigma} \frac{T_y^2}{\gamma} \frac{p^2 + T_d p + 1}{T_y^2 p^2 + T_d p + 1} \frac{2T_\mu^2 p^2}{2T_\mu^2 p^2 + 2T_\mu p + 1}$	
	$\xi = 1$	$\frac{1}{J_\Sigma} \frac{2T_y}{T_\mu} \frac{T_y^2}{\gamma} \frac{p^2 + T_d p + 1}{T_y^2 p^2 + T_d p + 1} \times$ $\times \frac{\frac{T_\mu T_y}{2} p^2 + \frac{T_d T_\mu}{2T_y} p - 1}{(T_y p + 1)^2} \frac{2T_\mu^2 p^2}{2T_\mu^2 p^2 + 2T_\mu p + 1}$	$\frac{1}{J_\Sigma} \frac{T_y^2}{\gamma} \frac{p^2 + T_d p + 1}{(T_y p + 1)^2} \frac{2T_\mu^2 p^2}{2T_\mu^2 p^2 + 2T_\mu p + 1}$

Условие настройки компенсационного контура с учетом малой некомпенсируемой постоянной времени

$$W_k(p)W_{I3}(p)k_i = \frac{1}{T_\mu p + 1}. \quad (6)$$

Отсюда с учетом (2) $W_k(p)=1$. Тогда (5) можно записать в следующем виде:

$$-\frac{\delta(p)}{M_c(p)} = \frac{1}{J} \frac{2T_\mu^2 p^2}{2T_\mu^2 p^2 + 2T_\mu p + 1}. \quad (7)$$

Принимая во внимание, что спектр возмущений по нагрузке, как правило, имеет наибольшую интенсивность в области частот, меньших чем достижимые частоты среза контура ускорения, на основании (3), (4) и (7) видно, что при использовании компенсационного контура, включенного по схеме рисунка а, можно существенно уменьшить динамическую ошибку системы по нагрузке, не меняя динамических свойств системы по управляющему воздействию.

Рассмотрим принципы построения комбинированной системы управления при наличии упругой связи между двигателем и механизмом. Методы коррекции двухмассовой системы с упругой связью подробно рассмотрены в работах [Л. 2 и 3] и в большинстве обеспечивают замыкание внутренних контуров системы при частотах среза, близких к частотам упругих колебаний, и предусматривают применение обратной связи по скорости двигателя. Рассмотрим важный для построения прецизионных систем случай, когда отсутствует контур скорости и частота среза контура ускорения будет много больше частоты упругих колебаний (ω_y) или аналогично этому

$$\omega_y \ll 1/T_\mu. \quad (8)$$

Это можно выполнить при использовании ПИД-регуляторов ускорения, не критичных к частотам и коэффициентам демпфирования упругих колебаний.

Полная структурная схема комбинированной системы с упругой механической связью показана на рисунке б. На схеме J_Σ — суммарный момент инерции двигателя и механизма; T_y — постоянная времени упругих колебаний; T_d — постоянная времени внутреннего демпфирования; $\gamma = J_2/J_\Sigma$ — коэффициент соотношения масс; J_2 — момент инерции механизма.

Независимое от управляющих воздействий включение компенсационного контура можно выполнить в соответствии со структурной схемой на рисунке, б в двух вариантах. В первом варианте п. ф. измерителей дифференциальной схемы соответственно равны:

$$W_1(p) = \frac{1}{J_\Sigma} \frac{T_d p + 1}{T_y^2 p^2 + T_d p + 1}; W_2(p) = 1;$$

компенсационный контур включен на вход регулятора ускорения.

Во втором варианте

$$W_1(p) = 1, W_2(p) = J_\Sigma \frac{T_y^2 p^2 + T_d p + 1}{T_d p + 1}$$

и компенсационный контур включен на вход регулятора тока.

В обеих схемах настройка регулятора ускорения должна быть произведена в соответствии с п. ф.:

$$W_{p,y}(p) = \frac{\tau_1^2 p^2 + 2\xi\tau_1 p + 1}{\tau_2 p} \frac{1}{\tau_2 p + 1};$$

$$\tau_1 = T_y; \tau_2 = 2T_\mu; \tau_3 = T_d.$$

Аналогично (6) условие настройки компенсационного контура в первом варианте

$$W_k(p)W_{p,y}(p)W_{I3}(p) \frac{C_d k_\delta}{J_\Sigma} \frac{T_d p + 1}{T_y^2 p^2 + T_d p + 1} = \frac{1}{T_\mu p + 1},$$

огсюла

$$W_K(p) = 2T_{\mu}p.$$

Во втором варианте, как и в жесткой системе, $W_K(p)=1$. Передаточные функции замкнутого контура ускорения для управляющих и возмущающих воздействий, полученные с учетом (8), приведены в таблице. Анализ этих передаточных функций и частотных характеристик дает основание сделать следующие выводы.

Для обоих вариантов схем динамические характеристики замкнутых контуров ускорения по управляющему воздействию остаются неизменными при разных коэффициентах демпфирования регуляторов и равны соответствующей характеристике «жесткой» системы. Одинаковы для обоих вариантов и динамические характеристики по моменту нагрузки при $\xi=T_d/2T_y$, т. е. при точной настройке регулятора ускорения в соответствии с п. ф. объекта. Для момента M_{c1} имеется резонансный подъем частотной характеристики при частоте ω_y , для момента M_{c2} этот подъем зависит от соотношения моментов инерции двигателя и механизма, в частности, при $\gamma=1$ резонансный подъем практически отсутствует.

Наилучшие результаты для возмущающих воздействий M_{c1} и M_{c2} могут быть получены во втором варианте схемы при коэффициенте демпфирования регулятора $\xi=1$. При этом в частотных характеристиках системы отсутствуют резонансные подъемы в области частот упругих колебаний.

Увеличение коэффициента регулятора ξ до 1 в первом варианте схемы приводит к существенному ухудшению динамических характеристик системы по моментам нагрузки.

Достоинством второго варианта схемы является независимость настройки регулятора ускорения и компенсационного контура, что дает возможность в случае применения инерционного фильтра помех по каналу управляющих воздействий в контуре положения применить регулятор ускорения с двукратным интегрированием. Однако недостатком такой схемы является относительная сложность реализации звена $W_2(p)$. В отношении фильтрации помех p , возникающих на выходе датчика ускорения, обе системы являются равноценными, одинаковы и уровни помех в системе, приведенные ко входу регулятора тока.

Определенного упрощения в техническом выполнении компенсационного контура можно достигнуть, если во втором варианте считать $W_2(p)=1$, т. е. структурно выполнить контур для упругой механической передачи полностью аналогичным контуру для жесткой механической передачи. Такой компенсационный контур оказывает влияние на динамические характеристики контура ускорения по управляющему воздействию, но при условии (8) дает возможность получить динамические характеристики по возмущению аналогичные характеристикам второго варианта при $\xi=1$. Передаточная функция регулятора в такой системе:

$$W_{p,y}(p) = \frac{(\tau_1 p + 1)^2}{\tau_2 p} \frac{\tau_2 p + 1}{\tau_3 p + 1}; \quad (9)$$

$$\tau_1 = T_y; \tau_2 = 2T_{\mu}; \tau_3 = T_d.$$

Передаточная функция разомкнутого контура ускорения с контуром компенсации изменений момента нагрузки с учетом (1) и (9)

$$W_{p^2}(p) = \frac{(T_y p + 1)^2}{T_y^2 p^2 + T_d p + 1} \frac{2T_{\mu} p + 1}{2T_{\mu}^2 p^2} \left[1 + \frac{T_d p + 1}{(T_y p + 1)^2} \frac{2T_{\mu} p}{2T_{\mu} p + 1} \right].$$

Не записывая в общем виде весьма громоздкие п. ф. замкнутого контура, отметим, что при условии (8)

$$W_{p^2}(p) \approx \frac{(T_y p + 1)^2}{T_y^2 p^2 + T_d p + 1} \frac{2T_{\mu} p + 1}{2T_{\mu}^2 p^2}$$

и приближенные п. ф. замкнутого комбинированного контура будут равны соответствующим п. ф. системы по второму варианту таблицы при $\xi=1$. Таким образом, выбор параметров компенсационного контура в системе с упругой механической связью между двигателем и механизмом может быть произведен так же, как и в системе с жесткой связью, если параметры регулятора ускорения выбрать в соответствии с условием (9). Динамические характеристики контура при управляющем воздействии могут быть получены аналогичными характеристикам в системе с жесткой механической связью, если на вход замкнутого контура ускорения установить инерционное звено с п. ф.:

$$W_n(p) = \frac{1}{2T_{\mu} p + 1}.$$

Фильтрация помех p в рассматриваемом варианте выполнения комбинированного контура ускорения будет происходить точно так же, как и в других предыдущих вариантах.

Пример. Для высокоточного безредукторного электропривода испытательного стенда, представляющего собой двухмассовую упругую механическую систему, применена комбинированная система стабилизации скорости по второму варианту с настройками компенсационного контура, аналогичными настройкам в жесткой механической системе. Параметры системы в соответствии со структурной схемой по рисунку, б: $J_z=0,225 \text{ кг}\cdot\text{м}^2$; $C_d=0,34 \text{ н}\cdot\text{м}/\text{А}$; $k_t=0,5 \text{ В}/\text{А}$; $\gamma \approx 1$; $T_y=0,008 \text{ с}$; $T_d=0,0008 \text{ с}$. Контур регулирования тока замкнут с частотой среза 5000 1/с и представлен эквивалентным звеном с п. ф. $W_{I_3}(p) = \frac{1}{0,0002p + 1}$. С учетом (1)

передаточный коэффициент датчика ускорения принят:

$$k_d = \frac{C_d}{k_t J_z} = \frac{0,34}{0,5 \cdot 0,225} = 3 \text{ В}/(\text{л}/\text{с}^2).$$

При условии (1) $W_1(p)=W_2(p)=W_K(p)=1$ и выбор параметров регулятора ускорения произведен в соответствии с условием (9):

$$W_{p,y}(p) = \frac{(\tau_1 p + 1)^2}{\tau_2 p} \frac{\tau_2 p + 1}{\tau_3 p + 1} = \frac{(0,008 p + 1)^2}{0,0004 p} \times \frac{0,0004 p + 1}{0,0008 p + 1}.$$

В контуре регулирования положения установлено инерционное звено $W_n(p) = \frac{1}{0,0004 p + 1}$. При одинаковом способе вы-

полнения регулятора положения (в рассматриваемом примере ПИД-регулятора) в комбинированной и обычной системах, фильтрация оборотных изменений момента в комбинированной системе примерно в 6—8 раз выше, чем в обычной системе.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Иванов В. А., Леванов С. Ф. Угловые акселерометры. — «Приборы и системы управления», 1972, № 2.
2. Соколовский Г. Г., Постников Ю. В. Возможности настройки унифицированной САР скорости на предельное быстроедействие при наличии упругой связи. — «ЭП. Электропривод», 1973, вып. 7 (24).
3. Динамика автоматизированного электропривода с упругой механической связью. — «Электричество», 1973, № 3. Авт.: В. Н. Ключев, В. И. Яковлев, Л. Я. Теличко и др.

[2.8.1979]

Разработка и исследование средств защиты высоковольтных тиристорных преобразователей от перенапряжений

Доктор техн. наук КАЛЯЦКИЙ И. И., кандидаты техн. наук КОРШУНОВ Г. С.,
ХМЫРОВ В. В., инженеры БЕЗУГЛЫЙ С. Л., ПИЧУГИНА М. Т., ТИМОШЕНКО А. Л.

Томск — Запорожье

В настоящее время полупроводниковая преобразовательная техника прочно входит в область высоковольтной техники. Созданы высоковольтные тиристорные преобразователи, в которых используются цепочки из многих последовательно соединенных единичных элементов — тиристоров. При создании преобразователей с высокими технико-экономическими показателями прежде всего: очень важно допустимое значение воздействующего на преобразователь перенапряжения, которое определяется защитными средствами и схемными исполнениями.

В статье рассмотрена возможность применения стандартных вентиляльных разрядников, включаемых совместно с управляемым искровым разрядником, для защиты высоковольтных тиристорных преобразователей. Известно, что основная доля всех перенапряжений, и в особенности наибольших воздействующих амплитуд, связанных с нормальной коммутацией (включение, отключение, шунтирование мостов в многомостовых преобразователях и т. д.), имеет импульсный характер, аналогичный грозовым перенапряжениям [1, 11].

При этом непосредственное применение вентильных разрядников для защиты высоковольтных тиристорных преобразователей нецелесообразно из-за следующих недостатков вентильных разрядников:

максымальной гарантированной ресурс срабатывания; нелинейность вольт-секундной характеристики на наиболее важном участке предразрядных времен 5–20 мкс.

Лабораторией преобразовательной техники ЭИИИ им. Кржижановского было предложено защитное устройство, состоящее из лавинного ограничителя и управляемого разрядного устройства, включенных параллельно защищаемому плечу преобразователя. Лавинный ограничитель представляет собой последовательную цепь встречно включенных лавинных вентилях типа ВЛ-200 с напряжением лавнообразования 1200 В и импульсной энергией рассеивания 10 Дж на каждый вентиль.

Особенность работы данного устройства заключается в том, что основное количество воздействующих перенапряжений ограничивается лавинным ограничителем и незначительная часть перенапряжений (больших по энергосодержанию, допустимому для лавинного ограничителя) — управляемым разрядным устройством, которое запускается интегральным датчиком тока лавинного ограничителя. Такое построение защитного устройства позволяет применить существующие серийные вентильные разрядники, включенные последовательно с управляемым искровым разрядником. Вентильный разрядник ограничивает сопровождающий ток после срабатывания управляемого разрядника и гасит его при первом прохождении через нуль, а управляемый разрядник определяет момент срабатывания всего разрядного устройства.

К управляемому разряднику предъявляются весьма жесткие требования:

для наиболее полного использования энергетических возможностей лавинного ограничителя управляемый разрядник должен иметь высокую степень быстрействия (срабатывать за время, не большее 2 мкс с момента подачи управляющего импульса от датчика лавинной защиты);

иметь высокую стабильность пробивных характеристик на импульсах обеих полярностей;

выдерживать протекание сопровождающего тока;

иметь широкий диапазон коммутируемых напряжений без изменения электрической прочности основного зазора; иметь простую, но надежную конструкцию.

Управляемый искровой разрядник. Среди управляемых

искровых разрядников наиболее распространенным и простым по конструкции является разрядник тригatronного типа. Основными недостатками таких разрядников являются: узкий диапазон коммутируемых напряжений без изменения электрической прочности основного зазора;

зависимость стабильности запуска и надежности срабатывания от величины напряженности электрического поля основного зазора и полярности коммутлируемого напряжения [Л. 2—4].

Известно применение трехэлектродного разрядника, запускаемого импульсным трансформатором, первичная обмотка которого подключена параллельно нагрузке через два встречно включенных лавинных диода [Л. 5], для защиты электроустановок от перенапряжений. Но такой разрядник имеет большое время запаздывания и стабильность времени запуска относительно пускового импульса. Нами был усовершенствован тригатронный разрядник, в результате чего многие его характеристики значительно улучшились. Предложено [Л. 6] между заземленным и управляющим электродом помещать диэлектрическую втулку, выступающую одним концом в основной разрядный промежуток и перекрываемую управляющей искровой. При этом электрическое поле в основном зазоре разрядника преобразуется из первоначально слабонеоднородного (материал втулки должен иметь небольшое значение диэлектрической проницаемости) в резконеоднородное и разрядник срабатывает при значительном перенапряжении.

Изучение характеристик разрядников проводилось на постоянном коммутируемом напряжении положительной и отрицательной полярности по схеме, представленной на рис. 1. На управляющий электрод разрядника подавались косугольные импульсы положительной и отрицательной полярности с фронтом 0,08 и 0,2 мкс, амплитудой от 30 до 50 кВ и прямоугольные импульсы положительной и отрицательной полярности с фронтом 5 нс, амплитудой до 30 кВ. Для измерения времени запаздывания срабатывания разрядника и его стабильности от различных факторов производилась регистрация тока и напряжения в основной и поджигающей цепях с помощью осциллографа ОК-19М-2. Электроды разрядника имели форму полусферы с диаметром, равным 120 мм. В центральной части заземленного электрода предусмотрено отверстие диаметром 20 мм для размещения в нем поджигающего устройства.

Если материал втулки выбирать с небольшим значением диэлектрической проницаемости ($\epsilon=2-5$), то искажение электрического поля, вносимое материалом втулки при отсутствии управляющей искры, будет незначительным даже при отношении величины выноса втулки к величине зазора $h/s=0,5$ [Л. 6]. На рис. 2 кривая 5 показывает уменьшение электрической прочности основного зазора разрядника, работающего в воздухе при атмосферном давлении, в зависимости от выноса втулки из оргстекла, а кривая 6 — для керамической втулки при отсутствии управляющей искры и длине основного зазора $s=24$ мм. При $h/s=0,15$ материал втулки мало влияет на снижение электрической прочности основного зазора и при достаточно широкой щели между управляющим и заземленными электродами предпочтительнее даже керамические втулки с высоким значением ϵ . Проводя аналогию между управляющей искрой и тонким металлическим проводником, вносимым в основной разрядный промежуток со стороны заземленного электрода, можно получить нижнюю границу минимальных рабочих напряжений управляемой работы разряд-

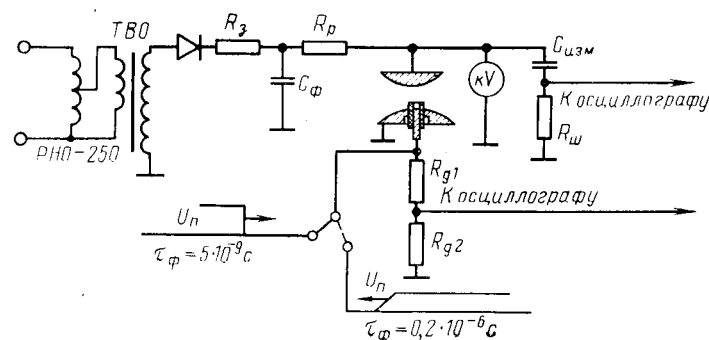


Рис. 1. Принципиальная схема установки для исследования электрических характеристик разрядника.

ника. На рис. 2 кривые 1 и 2 показывают зависимость уменьшения электрической прочности основного зазора от выноса тонкого металлического проводника в основной промежуток со стороны заземленного электрода и электрически соединенного с последним (кривая 1 — для коммутируемого напряжения положительной полярности, кривая 2 — для отрицательной). Однако такое сравнение было бы справедливым, если бы процессы пробоя основного промежутка начинались после образования хорошо проводящего канала управляющей искры. На самом деле за счет влияния объемных зарядов и ионизирующего излучения развивающегося по поверхности диэлектрической втулки скользящего разряда снижение электрической прочности основного зазора происходит быстрее, чем при замещении искры тонким металлическим проводником. Последнее хорошо иллюстрируется ходом кривой 3 для основного напряжения положительной полярности $U_0(+)$ и поджигающего импульса отрицательной полярности $U_n(-)$, и кривой 4 — для $U_0(-)$ и $U_n(+)$. При одноименных полярностях

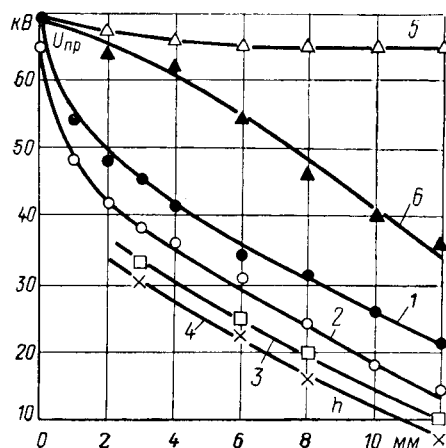


Рис. 2. Зависимость пробивного напряжения разрядника от высоты заземленного острого, внесенного в разрядный промежуток (1 и 2), и от величины выноса h втулки (3—6).

1 — $U_0(+)$; 2 — $U_0(-)$; 3 — $U_0(+)$, $U_n(-)$; 4 — $U_0(-)$, $U_n(+)$; 5 — $U_0(-)$, $U_n=0$; 6 — $U_0(-)$, $U_n=0$; 1—5 — для втулки из оргстекла $\epsilon=2,4$; 6 — для керамической втулки $\epsilon=10$.

коммутируемого и поджигающего напряжений в обоих случаях кривые ниже границы управляемой работы располагаются на 10—15% выше по сравнению с разноименными полярностями. Таким образом, подобный тригatron может управляться при определенных условиях почти при семикратном изменении коммутируемого напряжения без перестройки основного зазора и изменения давления его газовой среды.

Важной характеристикой управляемой работы разрядника является время запаздывания его срабатывания $t_{зап}$ и стабильность этого времени относительно момента прихода пускового импульса на поджигающий электрод. На рис. 3 приведены кривые зависимости времени запаздывания срабатывания разрядника относительно момента прихода пускового импульса косугольной формы на поджигающий электрод от выноса втулки в зазор при разных напряженностях электрического поля в основном зазоре E_0 , при комбинациях коммутируемого и управляющего напряжения и различном $\tau_{ф}$. Здесь же показаны максимальные значения разбросов времени для различных условий эксперимента (рис. 3а, б). При обоих сочетаниях полярностей значение амплитуды управляющего импульса в исследованных пределах мало влияет на время запаздывания срабатывания разрядника при напряженностях электрического поля в основном зазоре, близких к напряженности самопроизвольного срабатывания ($E=24$ кВ/см). Это влияние меньше, чем больше величина выноса втулки в зазор. При $h/s=0,2-0,3$ максимальный разброс времени запаздывания срабатывания разрядника равен примерно 10% $t_{зап}$; для $h/s < 0,2$ разброс увеличивается до 40% $t_{зап}$.

Время запаздывания срабатывания разрядника значительно уменьшается, а его стабильность существенно улучшается при использовании в качестве управляющих прямоугольных импульсов напряжения с длительностью фронта $5 \cdot 10^{-9}$ с (рис. 3в).

При разноименном сочетании полярностей время запаздывания срабатывания разрядника и его стабильность практически не изменяется при $h/s > 0,2$. При одноименном сочетании полярностей величину выноса втулки следует несколько увеличивать, чтобы $h/s=0,3-0,4$. Как видно из графиков рис. 3, наименьшее время запаздывания около 10 нс и его разброс около 3 нс получены при запуске разрядника прямоугольными импульсами с наносекундным фронтом. При этом амплитуда поджигающих импульсов достигала 30 кВ при значении коммутируемого напряжения 60 кВ. Для получения времени, близкого к нашему значению $t_{зап}$, и его стабильности при работе обычного тригatronа требуется подавать поджигающие

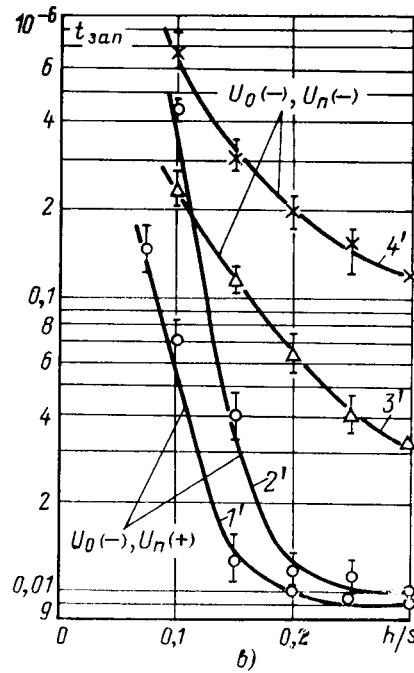
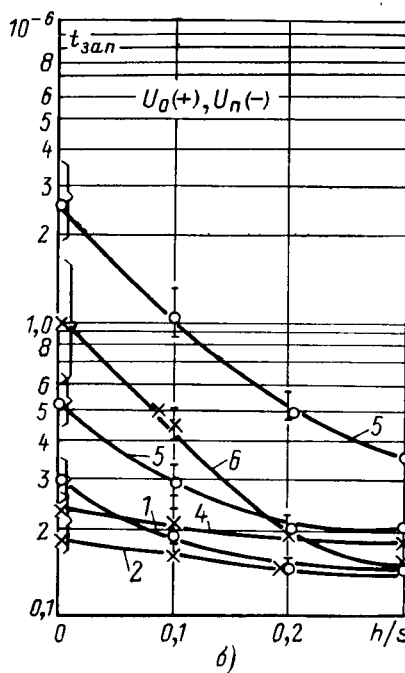
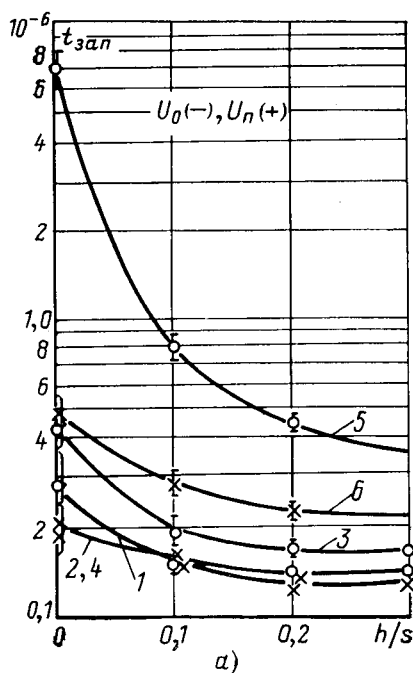


Рис. 3. Зависимость времени срабатывания разрядника от величины выноса втулки в зазор при поджигающих импульсах с фронтом $\tau_{ф}=0,2 \cdot 10^{-6}$ с (а и б) и с $\tau_{ф}=5 \cdot 10^{-9}$ с (в).

1, 2 — $E_0=24$ кВ/см; 3, 4, 1', 3' — 20 кВ/см; 5, 6, 2', 4' — 16 кВ/см; 1, 3, 5 — $U_n=30$ кВ; 2, 4, 6 — 50 кВ/см

Система защиты от перенапряжений прошла полный цикл испытаний в составе ВТБ, при которых производились: снятие вольт-секундной характеристики управляемого разрядного устройства без подачи импульса управления; импульсные испытания от генератора импульсных напряжений (ГИН-500) с ударной емкостью $35 \cdot 10^{-9}$ Ф при воздействии импульсов перенапряжения положительной и отрицательной полярностей;

проверка срабатывания при импульсном напряжении 200 кВ при подаче управляющего импульса.

На рис. 5 приведены осциллограммы, характеризующие работу системы защиты при воздействии на ВТБ импульсных перенапряжений. В случае (рис. 5,а) напряжение на ВТБ до момента срабатывания разрядника было ограничено на уровне напряжения лавинообразования ЛО и после срабатывания разрядника — на уровне остающегося напряжения РВМН-110М.

На УР воздействовало напряжение $U=80$ кВ, при этом расстояние между главными электродами было $s=48$ мм, что соответствует напряжению самопробоя $U_{пр}=128$ кВ, а отношение высоты выдвинутой в зазор втулки к межэлектродному расстоянию равно $h/s=0,188$. При таких условиях коэффициент недонапряжения на промежутке $K_n=U/U_{пр}$ равнялся 0,625. Система защиты ВТБ устойчиво срабатывала при минимальном напряжении лавинообразования ЛО $U_{ЛО}^{мин}=200$ кВ при подаче управляющего импульса на УР.

Выводы. 1. Рассмотренная система защиты от перенапряжений позволяет использовать стандартные вентильные разрядники для защиты ВТБ и обладает высоким быстродействием (время срабатывания с момента подачи импульса управления не превышает 1 мкс).

2. Управляемый разрядник при коэффициенте недонапряжения на пробивном промежутке K , равном 0,625, имеет вре-

мена запаздывания срабатывания относительно прихода управляющего импульса с временем нарастания фронта 0,2 мкс не хуже $0,6 \pm 0,05$ мкс и выдерживает протекание сопровождающего тока. При использовании управляющих импульсов с временем нарастания напряжения $5 \cdot 10^{-9}$ с стабильностью срабатывания управляемого разрядника $7 \cdot 10^{-9}$ с.

3. Предложенная ЭНИИ им. Г. М. Кржижановского система защиты от перенапряжений, работающая совместно с описанным управляемым разрядником, может быть практически использована для защиты любого высоковольтного оборудования.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Kanngiesser K. W. Panel discussion on HVDC conversion devices Manitoba power conf. EHVDC. Winnipeg, Manitoba, 1971, June, p. 296—352.
2. Зайнец С. Л., Кичаева Г. С., Шкуронат П. И. Исследование параллельной работы управляемых искровых разрядников. — «ЖТФ», 1962, вып. 11, т. 32, с. 1386—1391.
3. Шкуронат П. И. К вопросу о механизме управляемого пробоя тригatrona. — В кн.: Электрофизическая аппаратура и электрическая изоляция. М., «Энергия», 1970. 668 с.
4. Шкуронат П. И. Электрические характеристики управляемых искровых разрядников в воздухе при мощном поджиге. — «ЖТФ», 1966, вып. 6, т. 36, с. 1058—1062.
5. Person Herman Pudy. Electrical surge arrestor. Pat. № 442615, 15.II.1973 (Australia).
6. Управляемый искровой разрядник. — «ПТЭ», 1974, № 4, с. 92—93. Авт.: Г. С. Коршунов, В. В. Хмыров, В. Ф. Важнов, М. Т. Пичугина.
7. Broadbent I. E. Spark initiation in small trigatrons. — «Brit. J. Appl. Phys.», 1964, № 9.

[20.7.1976]



УДК 621.314.016.35

Исследование динамической устойчивости регулируемого преобразователя

Канд. техн. наук СТУПЕЛЬ А. И., инж. ФИЛИМОНОВ А. Б.

Москва

Регулируемые вентильные преобразователи (ВП), которые можно отнести к классу систем с переменной структурой, являются существенно нелинейными системами. Общих методов исследования динамической устойчивости таких систем не существует. Однако динамическая устойчивость простейших преобразовательных схем может быть исследована методом точечных преобразований, аналогичным графическому методу, применяющемуся для исследования устойчивости предельных циклов нелинейных колебательных систем второго порядка. Для этого необходимо, чтобы данную систему можно было описать разностным уравнением первого порядка.

Ниже рассматривается подобная система с регулируемым ВП, применительно к ней развивается графический метод анализа динамической устойчивости. Получены результаты, представляющие определенный практический интерес.

Регулируемый объект представляет собой шестифазный мостовой преобразователь (см. рис. 1) с симметричной системой питающих э. д. с. $e_a(\tau)$, $e_b(\tau)$, $e_c(\tau)$, нагруженный через реактор x_L на встречную э. д. с. $E(\tau)$. Индуктивность рассеяния фазы преобразовательного трансформатора, приведенная к вентильной обмотке, равна x_T . Предполагается, что активные сопротивления преобразовательного трансформатора и сглаживающего реактора и прямое падение напряжения в вентильях весьма малы и поэтому не оказывают влияния на переходные процессы в схеме. Это свойство характерно для высоковольтных преобразовательных установок и широко используется при анализе переходных процессов в таких установках.

Безынерционный регулятор тока воздействует на угол включения преобразовательной схемы. Обозначим через α_n

угол включения n -го вентилья, через i_n — ток на выходе преобразователя в момент времени $\tau = \tau_n \equiv n \frac{\pi}{3} + \alpha_n$, а через

δi_n — отклонение i_n от тока уставки $i_{уст}$ ($\delta i_n = i_n - i_{уст}$). Тогда закон регулирования может быть записан в виде:

$$\alpha_n = \begin{cases} k\delta i_n + \alpha_{нач}, & \text{если } \alpha_{мин} < k\delta i_n + \alpha_{нач} < \alpha_{макс} \\ \alpha_{мин}, & k\delta i_n + \alpha_{нач} \leq \alpha_{мин} \\ \alpha_{макс}, & k\delta i_n + \alpha_{нач} \geq \alpha_{макс} \end{cases} \quad (1)$$

где $\alpha_{нач}$ — значения угла включения при $\delta i_n = 0$; k — коэффициент усиления регулятора.

Пусть α_0 — установившееся значение угла включения вентилей, а I_0 — установившееся значение тока в моменты времени $\tau = n \frac{\pi}{3} + \alpha_0$.

Для схемы, представленной на рис. 1, состояние в момент времени τ_n полностью определяется значением i_n при условии, что предыдущая коммутация к моменту τ_n закончилась, т. е. преобразователь работает в режиме попеременной проводимости двух и трех или трех вентилей (режимы 2—3 или 3—3). Режимы с меньшим числом проводящих вентилей (например, режим прерывистого тока 0—2) не представляют интереса, так как в этих режимах преобразователь работает с $\alpha_n = \alpha_{мин}$ при любом коэффициенте усиления k .

В силу соотношений (1) переходные процессы в системе можно характеризовать последовательностью (дискретным процессом) $\{\alpha_n\}$. В режимах 2—3 и 3—3 дискретный процесс $\{\alpha_n\}$ для рассматриваемой системы является процессом без

последствия. Это означает, что угол включения $(n+1)$ -го вентиля α_{n+1} определяется только α_n .

Таким образом, динамику системы в режимах 2—3 или 3—3 можно описать скалярным нелинейным разностным уравнением первого порядка [Л. 1 и 2] вида

$$f_2(\alpha_{n+1}) = f_1(\alpha_n). \quad (2)$$

При больших возмущениях предыдущая коммутация может не закончиться к моменту включения очередного вентиля и в схеме возникнет режим попеременной проводимости четырех и трех вентилей (режим 3—4). В этом случае систему нельзя описать разностным уравнением первого порядка. Для того чтобы определить, какой из режимов (2—3 или 3—4) будет развиваться в системе, необходимо иметь еще одно уравнение, связывающее моменты начала и конца коммутации очередного вентиля, т. е. α_n и $\alpha_n + \gamma_n$ (γ_n — длина интервала коммутации):

$$h_2\left(\alpha_n + \gamma_n - \frac{\pi}{3}\right) = h_1(\alpha_n). \quad (3)$$

Угол включения $(n+1)$ -го вентиля будет определяться из уравнения (2), если

$$\alpha_n + \gamma_n - \frac{\pi}{3} \leq \alpha_{n+1}. \quad (4)$$

Соотношения (2)—(4) позволяют исследовать динамические свойства преобразователя графическим методом, причем для этого можно строить диаграммы, аналогичные диаграммам точечного преобразования Кеннинга — Лемерея [Л. 4]. Суть метода заключается в следующем.

В плоскости (α, y) строятся две пары кривых, соответствующих уравнениям (2) и (3)

$$\begin{cases} y = f_1(\alpha); & \{y = h_1(\alpha); \} \\ y = f_2(\alpha); & \{y = h_2(\alpha). \} \end{cases} \quad (5)$$

Нетрудно далее перестроить кривые так, чтобы у двух пар была общая функция последования, например, функция $y = f_1(\alpha)$.

В этом случае диаграмма преобразования будет содержать только три кривые:

$$y = f_1(\alpha); \quad (6)$$

$$y = f_2(\alpha); \quad (7)$$

$$y = \tilde{h}_2(\alpha). \quad (8)$$

Вторая функция последования (7) соответствует уравнению (2), а третья (8) — уравнению

$$\tilde{h}_2\left(\alpha_n + \gamma_n - \frac{\pi}{3}\right) = f_1(\alpha_n),$$

которое эквивалентно уравнению (3).

Метод построения кривой (8) иллюстрируется рис. 1. Возьмем произвольную точку $M(\alpha_M, y_M)$ на кривой (6) (см. рис. 1). На кривой $y = h_1(\alpha)$ строим точку P с абсциссой α_M . Далее на кривой $y = h_2(\alpha)$ находим точку Q , в которую отображается точка P в соответствии с уравнением (3), руководствуясь равенством $y_Q = y_P$.

Поскольку $\alpha_n + \gamma_n - \frac{\pi}{3} = \alpha_Q$ — решение уравнения (3), соответствующее $\alpha_n = \alpha_M$, то точка $N(\alpha_Q, y_M)$ на рис. 1 и будет искомой, принадлежащей кривой (8).

В случае если $E(\tau) = \text{const}$, функции последования рассматриваемой системы (рис. 1) будут иметь вид:

$$f_1(\alpha) = \frac{1}{E_{\text{л.м}}} \left(\frac{x_\gamma + x_L}{k} + E \right) (\alpha - \alpha_0) - \sin\left(\alpha - \frac{\pi}{6}\right) + \sin\left(\alpha_0 - \frac{\pi}{6}\right);$$

* Разностное уравнение типа (2) может быть составлено и при учете активных сопротивлений, если только

$$\frac{x_\gamma}{R_\gamma} = \frac{x_L}{R_L}, \quad [\text{Л.3}].$$

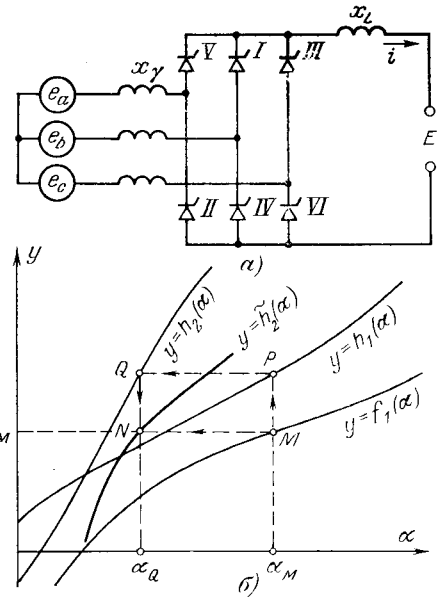


Рис. 1. К иллюстрации метода построения кривой последования $y = \tilde{h}_2(\alpha)$ для шестифазного мостового преобразователя.

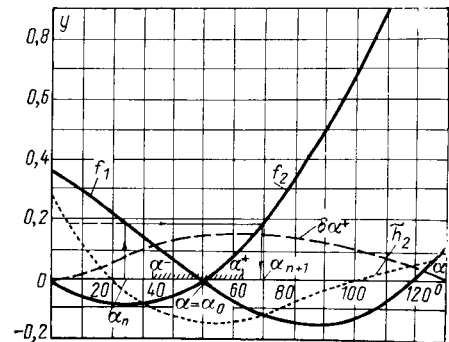


Рис. 2. Зависимость $\delta\alpha^+$ от α [$\alpha_0 = 50^\circ$; $k = k_0 = 4,9$ рад/кА, k_0 — коэффициент усиления регулятора тока, предельный по условиям статической устойчивости; уравнение состояний в режиме 2—3: $f_2(\alpha_{n+1}) = f_1(\alpha_n)$; условие окончания коммутации: $\tilde{h}_2(\alpha_n + \gamma_n - \pi/3) = f_1(\alpha_n)$; для $\delta\alpha^+$ одно деление по оси ординат равно 10°].

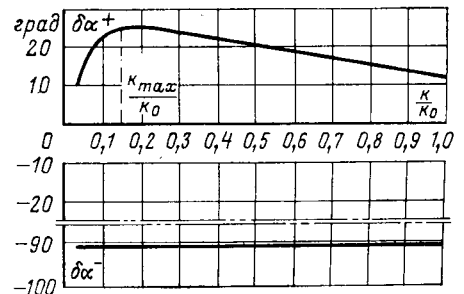


Рис. 3. График зависимости границ области притяжения $\delta\alpha^+$, $\delta\alpha^-$ от коэффициента усиления регулятора тока k при $\alpha_0 = 90^\circ$.

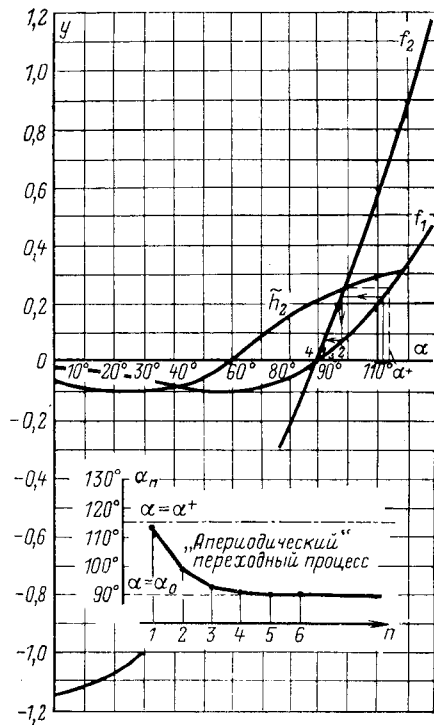


Рис. 4. Пример построения переходного процесса при начальном возмущении $\delta\alpha = 23^\circ$; $\alpha_0 = 90^\circ$, $k = 0,2k_0$.

$$f_2(\alpha) = \frac{1}{E_{л.м}} \left(\frac{2x_{\Gamma} + x_L}{k} + E \right) (\alpha - \alpha_0) - \left[\sin \left(\alpha + \frac{\pi}{6} \right) + \sin \left(\alpha_0 + \frac{\pi}{6} \right) \right];$$

$$h_1(\alpha) = \frac{1}{E_{л.м}} \left(\frac{3x_{\Gamma} + 2x_L}{k} + E \right) (\alpha - \alpha_0) + \frac{\sqrt{3}}{2} \sin \alpha - \frac{3x_{\Gamma} + 2x_L}{2x_{\Gamma}} \cos \alpha + \frac{3x_{\Gamma} + 2x_L}{x_{\Gamma}} \cos \alpha_0;$$

$$h_2(\alpha) = \frac{\pi E}{E_{л.м}} \frac{x_{\Gamma} + x_L}{x_{\Gamma}} - \sin \left(\alpha + \frac{\pi}{6} \right) - \cos \alpha - \frac{3x_{\Gamma} + 2x_L}{2x_{\Gamma}} \cos \left(\alpha + \frac{\pi}{3} \right).$$

Здесь через $E_{л.м}$ обозначена амплитуда межфазной э. д. с.

Расчеты проводились для следующих данных преобразовательной схемы: $x_{\Gamma} = 50,5$ Ом; $x_L = 628$ Ом; $E_{л.м} = 837$ кВ; $I_0 = 4$ кА.

Встречная э. д. с., соответствующая заданным α_0 , определялась из уравнения статического режима

$$x_{\Gamma} I_0 = E_{л.м} \cos \alpha_0 - \frac{\pi}{3} E.$$

Линейная зона регулятора ограничивалась углами $\alpha_{min} = 0^\circ$; $\alpha_{max} = 130^\circ$. На рис. 2 в качестве примера представлена диаграмма преобразований с кривыми последования (6)–(8).

Для исходных данных были получены перечисленные ниже результаты, которые имеют практическое значение, а также иллюстрируют возможности изложенного графического метода.

1. При $k < k_0$ система оказывается асимптотически устойчивой по крайней мере при тех конечных возмущениях угла включения α (или тока i), для которых еще не возникает режим 3–4.

Для отдельных значений α_0 можно строить графики зависимости $\delta\alpha^- = \alpha^- - \alpha_0$ и $\delta\alpha^+ = \alpha^+ - \alpha_0$ от k ($k \leq k_0$), где α^- и α^+ , во-первых, выделяют область притяжения изображающей точки на оси α : $\alpha^- \leq \alpha \leq \alpha^+$, и, во-вторых, гарантируют сохранение режима 2–3 в схеме.

На рис. 3 приведен соответствующий график, построенный при $\alpha_0 = 90^\circ$.

2. Получена зависимость $\delta\alpha^+$ от параметра α_0 при $k = k_0$ (см. рис. 2). Следует отметить, что при предельном по статической устойчивости коэффициенте усиления существуют области конечных возмущений, в которых схема остается асимптотически устойчивой. Для $\alpha_0 = 50^\circ$ эта область показана штриховкой на рис. 2.

3. Максимальное значение правой границы области притяжения достигается при коэффициенте усиления $k = 0,15k_0$ для любых значений α_0 . При этом левая граница $\alpha = 0$.

4. Диаграммы рассматриваемого типа позволяют строить переходные процессы в системе, а значит анализировать качество переходных процессов в ней. На рис. 4 дается пример построения переходного процесса для случая $\alpha_0 = 90^\circ$, $k = 0,2k_0$ при начальном возмущении угла зажигания $\delta\alpha = 23^\circ$. Проведенные эксперименты подтвердили аперiodичность переходного процесса и его окончание практически за четыре такта работы схемы.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Поссе А. В. Расчет переходных процессов в системе «выпрямитель — реактор — встречная э. д. с.» — Изв. АН СССР. Энергетика и транспорт, 1964, № 1.
2. Набутовский И. Б. О работе регулируемого преобразователя на встречную э. д. с. — Изв. НИИПТ. Передача энергии постоянным и переменным током, 1969, № 15.
3. Поссе А. В. Применение метода разностных уравнений для расчета переходных процессов в преобразователях. — Изв. НИИПТ. Передача энергии постоянным и переменным током, 1972, № 18.
4. Андронов А. А., Витт А. А., Хайкин С. Э. Теория колебаний. М., Физматгиз, 1959.

[26.5.1976]

Правила подготовки рукописей для журнала «Электричество»

1. Материал статьи должен быть изложен в строгой и вместе с тем понятной форме для широкого круга научных работников и инженеров, работающих в различных областях науки и техники. В частности, необходимо пояснить все малоизвестные термины и понятия. Надо помнить, что читателя прежде всего интересует физический смысл рассматриваемых явлений.

Если в статье сообщаются новые разработки (научных и технических проблем), то должны быть показаны их технико-экономические преимущества по сравнению с ранее известными. При изложении новых методов расчетов, исследований и т. п. необходимо давать их сравнительную оценку (по отношению к известным способам) с точки зрения их простоты и затрат времени на изучение и пользование ими.

Перед заглавием статьи желательно проставлять ее индекс в соответствии с универсальной десятичной классификацией (УДК).

Для того чтобы облегчить работу читателя с журналом, авторам необходимо придерживаться следующей структуры статей:

- а) краткое изложение состояния рассматриваемого вопроса и постановка задачи, решаемой в настоящей статье;
- б) метод решения задачи и принятые допущения;
- в) основное содержание статьи — физическая сущность, исходные и конечные математические выражения, эксперименты и расчеты, примеры, иллюстрации;
- г) обсуждение полученных результатов и сопоставление с известными ранее;
- д) выводы и рекомендации;
- е) приложения: доказательства использованных в статье положений, математические выкладки и преобразования;
- ж) список литературы.

2. При написании статьи необходимо избегать применения громоздкого математического аппарата. Сведения, приводимые в статье, должны содержать лишь самый необходимый минимум формул.

Объем статьи с приложением не должен превышать 16 страниц машинописного текста.

3. Статья представляется в 2 экземплярах (первый и второй), отпечатанных через два интервала с полями 4—5 см.

4. Формулы вписываются темными чернилами в отдельных строках, а не в тексте.

В том случае, если прописные и строчные буквы имеют одинаковое начертание, прописные буквы рекомендуется подчеркивать двумя черточками снизу, строчные — двумя черточками сверху. Греческие буквы следует заключать в кружок красным карандашом.

При вписывании индексов следует указать, какие из них латинские и какие русские.

5. Библиографический указатель (литература) составляется в порядке последовательности ссылок в тексте. При этом указываются:

- а) для журнальных статей — фамилия и инициалы автора, название статьи, наименование журнала или сборника, год издания, том, номер, страницы начала и конца статьи;
- б) для книг — фамилия и инициалы автора, название книги, наименование издательства, город (для центральных

издательств СССР не нужно), год издания, общее количество страниц в книге.

Название иностранных работ и работ на языках народов СССР, а также фамилии их авторов должны быть приведены в оригинальной транскрипции и напечатаны на машинке.

В список литературы не следует включать неопубликованные материалы, а также материалы, отпечатанные литографским и подобными ему способами.

6. Рисунки не должны содержать лишнего даных, а все обозначения на рисунках обязательно должны соответствовать ГОСТ. Поясняющие надписи следует по возможности выносить в подпись к рисунку, причем они должны дополнять текст статьи, а не повторять его. Цифровые или буквенные обозначения, имеющиеся на рисунках, необходимо объяснять либо только в подписи к рисунку, либо только в тексте.

Следует учитывать, что при печати рисунки уменьшаются, поэтому детали их не должны быть мелкими, однако размер каждого рисунка не должен превышать 20×30 см.

Фотоснимки должны быть отпечатаны на белой глянцевой бумаге. Изображение должно быть контрастным, с резкой проработкой деталей. На одном экземпляре осциллограмм не должно содержаться никаких надписей.

Рисунки и фотоснимки не следует вклеивать в текст статьи; на обороте каждого из них необходимо указывать фамилию автора.

Количество рисунков не должно превышать 7 шт. на 1 авт. лист (не более 1 рис. на 3 стр. машинописного текста), причем необходимо учитывать, что буквенные подразделения графического материала (например, рис. 1,а, рис. 1,б и т. п.) редакция журнала «Электричество» считает за отдельные рисунки.

7. В таблицах все наименования следует указывать полностью, не сокращая слов.

8. К статье необходимо приложить реферат.

Реферат должен дать читателю представление о характере освещаемой работы, оригинальности постановки вопроса, методике проведения исследования и основных его результатах.

Реферату должно предшествовать библиографическое описание в следующем виде: название статьи, фамилия и инициалы автора, название журнала, где помещается статья.

Средний объем реферата — 0,5 стр. машинописного текста, отпечатанного через два интервала на белой писчей бумаге обычного формата (30×20 см) в 2 экземплярах с полем 4 см с левой стороны.

Сообщение о наличии в реферируемой работе библиографических источников необходимо давать в конце реферата. Например: Библ. 9.

9. В конце статьи должны быть указаны фамилия, имя и отчество автора, год рождения, домашний адрес, место работы, номера домашнего и служебного телефонов.

10. Рукописи статей должны сопровождаться письмом автора и необходимыми документами предприятия (учреждения). Если автор статьи является соискателем ученой степени, то это должно найти отражение в документах.



Профессор С. Н. ШЕВЧУК

(К 70-летию со дня рождения)

14 октября 1976 г. исполнилось 70 лет со дня рождения и 45 лет инженерной и научно-педагогической деятельности заведующего кафедрой электропривода и автоматизации промышленных установок Горьковского политехнического института им. А. А. Жданова, доктора технических наук, профессора Сергея Никифоровича Шевчука.

В 1931 г. С. Н. Шевчук окончил Киевский энергетический институт, а в 1934 г. по приказу Наркомтяжпрома был направлен на строительство второй очереди Горьковского автомобильного завода, где до конца 1942 г. работал старшим инженером, начальником электросектора и заместителем начальника проектного отдела управления расширения завода. Под руководством и при непосредственном участии С. Н. Шевчука были разработаны технические и рабочие проекты электроснабжения и электрооборудования Горьковского автомобильного завода. В 1939 г. С. Н. Шевчук вступил в КПСС.

В 1942 г. он был направлен на работу в Горьковский областной комитет партии заведующим отделом электростанций.

Партийную работу С. Н. Шевчук совмещал с педагогической и научной деятельностью.

В 1949 г. С. Н. Шевчук перешел в Горьковский политехнический институт,



где организовал и затем возглавил кафедру «Электропривод и автоматизация промышленных установок». С 1957 по 1974 г. он был деканом электротехнического факультета.

В 1949 г. С. Н. Шевчук защитил кандидатскую диссертацию, а в 1966 г. докторскую; в 1969 г. ему присвоено ученое звание профессора.

После защиты докторской диссертации он успешно продолжает работать в области исследования и разработки систем автоматизированного электропривода. С. Н. Шевчук — автор более 70 научных работ, под его руководством выполнены и защищены кандидатские и докторские диссертации аспирантами и соискателями.

Наряду с учебно-методической, воспитательной и научно-исследовательской деятельностью С. Н. Шевчук ведет большую общественную работу: является членом Научно-методической комиссии Минвуза СССР, редактором электротехнической серии Трудов Горьковского политехнического института, неоднократно избирается в состав партийного бюро факультета, является членом областного правления НТОЭиЭП. В течение многих лет С. Н. Шевчук — председатель Совета ЭТФ ГПИ по присуждению ученых степеней.

За заслуги в инженерной и научно-педагогической деятельности С. Н. Шевчук награжден шестью медалями.

Желаем Сергею Никифоровичу крепкого здоровья и дальнейших творческих успехов в его научной и педагогической деятельности.

Группа товарищей

АНАТОЛИЙ ИВАНОВИЧ МОСКВИТИН

(К 75-летию со дня рождения)

Анатолий Иванович Москвитин — крупный ученый в области электрических машин. Он прошел славный трудовой путь от помощника заводского механика до профессора, доктора технических наук, заслуженного деятеля науки и техники РСФСР.

Научно-педагогическая деятельность А. И. Москвитина началась в 1927 г., когда он, еще студент МВТУ, совмещал учебу с работой научным сотрудником во Всесоюзном электротехническом институте им. В. И. Ленина. В период 1927—1933 гг. им выполнен цикл исследований по коммутации, щеточному контакту, вытеснению тока в пазу и разработаны приборы и устройства, которые нашли применение на промышленных предприятиях.

В 1933—1950 гг. А. И. Москвитин работал в области разработки устройств автоматического управления и малой механизации. Его можно считать основоположником создания электрических машин возвратно-поступательного движения (им разработана общая теория этих машин и указаны принципы построения конкретных систем), а также электродвигателей с катящимся и волновым ротором и волновой передачи, находящей в последнее время все более широкое применение.



Под руководством А. И. Москвитина в ЭНИН им. Г. М. Кржижановского, где он работает, в 1950—1975 гг. выполнен ряд работ по непосредствен-

ному охлаждению электрических машин, бесщеточному возбуждению и тиристорному самовозбуждению мощных турбогенераторов, разработке новых электрических машин с управляемым полупроводниковым коммутатором, повышению устойчивости при автоматическом регулировании многомашинных энергосистем, МГД-генератору как линейной электрической машине, применению сверхпроводимости в электроэнергетике.

Для всех работ А. И. Москвитина характерна глубокая теоретическая проработка в сочетании с практическим внедрением, дающим высокую технико-экономическую эффективность. Им опубликовано более 75 научных работ, подготовлено 8 докторов и около 20 кандидатов наук. В настоящее время он ведет общественную работу в обществе «Знание» и в группе изобретений и рационализаторов ЭНИН.

За плодотворную научную деятельность А. И. Москвитин награжден орденом Трудового Красного Знамени и медалями; в 1973 г. ему присвоено звание заслуженного деятеля науки и техники РСФСР.

Группа товарищей

НИКОЛАЙ ПАНТЕЛЕИМОНОВИЧ ЕРМОЛИН

(К 70-летию со дня рождения)

В ноябре 1976 г. исполнилось 70 лет со дня рождения заслуженного деятеля науки и техники РСФСР, доктора технических наук, профессора кафедры «Электрические машины» Ленинградского ордена Ленина электротехнического института им. В. И. Ульянова (Ленина) Николая Пантелеимоновича Ермолина.

После окончания ЛЭТИ в 1931 г. Н. П. Ермолин был оставлен на кафедре электрических машин, где прошел все ступени научно-педагогической деятельности.

Глубокие теоретические исследования в области электрических машин постоянного тока легли в основу докторской диссертации Н. П. Ермолина, которую он защитил в 1947 г.; в 1948 г. ему была присуждена степень доктора технических наук и присвоено ученое звание профессора.

Непрерывная трудовая деятельность Н. П. Ермолина связана с кафедрой электрических машин ЛЭТИ, которой он руководит с 1949 г.; одновременно много лет он работал проректором по учебной работе. Николай Пантелеимонович вложил много энергии в разумное регламентирование учебного процесса в ЛЭТИ, в упорядочение всех звеньев учебной работы.

Кафедрой электрических машин по заданиям различных предприятий и



НИИ за последние 25 лет выполнено свыше 60 научных исследований, многими из которых руководил Н. П. Ермолин, им подготовлено более 25 кандидатов технических наук, опубликовано 75 научных работ в том числе 28 книг.

Наиболее важные работы Н. П. Ермолина посвящены переходным процессам машин постоянного тока, расчету и проектированию электрических машин малой мощности. Научная деятельность Н. П. Ермолина всегда была неразрывно связана с электротехнической промышленностью.

Большая заслуга Н. П. Ермолина — создание научно-технического направления подготовки специалистов в области электрических машин малой мощности. До 50-х годов в ЛЭТИ не было специалистов по этим вопросам, в настоящее время на кафедре электрических машин под руководством Н. П. Ермолина работает авторитетный коллектив, выполнивший большой объем научных исследований.

Н. П. Ермолин принимает активное участие в общественной жизни института. Он возглавлял факультетскую и институтскую партийные организации, избирался в местком, уже много лет руководит философским семинаром на кафедре в сети партпросвещения. С 1958 по 1975 г. Н. П. Ермолин был председателем бюро секции электрических машин ЦПНТО ЭиЭП.

За многолетнюю безупречную работу и научные достижения профессор Н. П. Ермолин награжден орденом Трудового Красного Знамени и медалями.

Группа товарищей и учеников

РЕДАКЦИОННАЯ КОЛЛЕГИЯ:

Афанасьев В. В., Бертинов А. И., Будзко И. А., Веников В. А., Глебов И. А., Ефремов И. С., Иванов-Смоленский А. В., Ипатов П. М., Костенко М. В., Ларионов В. П., Лидоренко Н. С., Мамиконянц Л. Г. (главный редактор), Меерович Э. А., Мучник Г. Ф., Негушил А. В., Петров И. И. (зам. главного редактора), Рабинович С. И., Слежановский О. В., Совалов С. А., Тареев Б. М., Толстов Ю. Г., Федосеев А. М., Чиликин М. Г., Шаталов А. С.

Научные редакторы: Б. И. Евсеев (зав. редакторским отделом), Л. С. Кудинова, А. Б. Желдыбин

Адрес редакции: 103012, Москва, Б. Черкасский пер., 2/10. Телефон 294-24-80.

101000, Москва, Главный почтамт, абонентный ящик № 648

Адрес для телеграмм: Москва, 12, ЭЛЕКТРИЧЕСТВО

Технический редактор Н. Н. Левченко

Сдано в набор 15/XII 1976 г.
Усл. печ. л. 12,0

Подписано к печати 28/I 1977 г.
Уч.-изд. л. 14,38

Тираж 9193 экз.

Т-02579
Цена 80 коп.

Формат 60×90¹/₈
Зак. 912

Издательство «Энергия», Москва, М-114, Шлюзовая наб., 10

Московская типография № 10 Союзполиграфпрома при Государственном комитете Совета Министров СССР по делам издательств, полиграфии и книжной торговли, Москва, М-114, Шлюзовая наб., 10.

Вологодская областная универсальная научная библиотека

www.booksite.ru

СОДЕРЖАНИЕ

Совалов С. А., Баринов В. А. — Сходимость итерационных процессов установления режимов как критерий статической устойчивости	1	Зеленов В. Е. — Анализ аварийного процесса и метод быстродействующей защиты при срыве инвертирования в преобразователе частоты со звеном постоянного тока	60
Железко Ю. С. — Выбор мощности и мест установки устройств компенсации реактивной мощности в сложных электрических системах	7	Тышко В. А., Погудин А. И. — Одноканальная система управления вентилями преобразователями на оптронах	63
Шакарян Ю. Г., Загорский А. Е., Мнацаканян В. С. — Соотношение основных размеров и параметров синхронной машины и управляемой машины переменного тока	11	СООБЩЕНИЯ	
Фильц Р. В., Глухивский Л. И., Лябук Н. Н. — Расчет характеристик и процессов насыщенных явнополюсных синхронных машин	15	Шевченко А. Т. — Учет случайного характера исходной информации при определении установленной мощности энергосистемы на перспективный период	66
Гринберг В. С., Гусельников Э. М., Кононенко Е. В. — Анализ электромагнитных переходных процессов при включении асинхронного двигателя	23	Майкопар А. С. — Эквивалентное «волновое сопротивление молнии» и грозоустойчивость линий сверхвысокого напряжения без тросов	67
Гамазин С. И., Серебряков В. Н., Голоднов Ю. М., Шаин А. Д. — Исследование динамических характеристик группового синхронного выбега	28	Ефименко Е. И., Лопухина Е. М. — Преобразованная схема замещения асинхронной машины	69
Нетушил А. В., Бурлаев В. В. — Динамика релейных систем регулирования с отрицательным гистерезисом	32	Сомихина Г. С., Беспалов В. Я., Игликов А. С. — Выбор параметров однофазного асинхронного двигателя с отключаемой пусковой фазой	72
Якимец И. В., Кочкин В. И. — Анализ аварийных режимов преобразователей с учетом подмагничивания трансформатора	36	Копылов И. П., Мамедов Ф. А., Резниченко В. Ю., Малиновский А. Е. — Влияние начального углового положения ротора на электромагнитный вращающий момент асинхронного двигателя	74
Круглянский И. М., Медведева Г. С. — Учет дуги токоограничивающих защитных аппаратов при расчете аварийных токов	41	Богуславский И. З. — Расчет уровня форсировки тихоходных машин численным методом	76
Сви П. М. — Измерение интенсивности частичных разрядов при эксплуатационном контроле силовых трансформаторов	45	Захаров М. К., Дегтев В. Г., Радимов И. Н. — Сравнительная оценка образования многоскоростных обмоток методами полностью-амплитудной и фазовой модуляций	78
ИЗ ОПЫТА РАБОТЫ		Новиков В. А., Михальченко Г. Ф. — Комбинированные системы стабилизации скорости высокоточных электроприводов	81
Идельчик В. И., Паламарчук С. И. — Определение полной погрешности при расчетах установившихся режимов электрических систем	51	Каляцкий И. И., Коршунов Г. С., Хмыров В. В., Безуглый С. Л., Пичугина М. Т., Тимошенко А. Л. — Разработка и исследование средств защиты высоковольтных тиристорных преобразователей от перенапряжений	85
Чунихин А. А., Евтушенко В. А. — Особенности расчета подвесных разъединителей для распределительных устройств высокого и сверхвысокого напряжений	55	Ступель А. И., Филимонов А. Б. — Исследование динамической устойчивости регулируемого преобразователя	88
Образцов В. А., Беляев Л. М. — Об эффективности форсированного гашения поля крупных турбогенераторов	57	ХРОНИКА	92

CONTENTS

The Convergence of Iterative Processes for Establishing Power System Operating Conditions as a Criterion for Steady — State Stability — S. A. Sovalov, V. A. Barinov	1	On the Effectiveness of Forced Field Suppression in Large Turbogenerators — V. A. Obraztsov, L. M. Belayev	57
Selecting the Rating and Points of Installation of kVAR Compensators in Complex Power Systems — U. S. Djelezko	7	Analysis of Fault Conditions and a Method of High-Speed Protection for Misses in Inverting in a Frequency Converter With a D. C. Stage — V. E. Zelenov	60
The Relationship Between Basic Dimensions and Parameters for a Synchronous Machine and a Controlled A. C. Machine — U. G. Shakarian, A. E. Zagorski, V. S. Mnatsakanian	11	A Single — Channel System for Controlling Electronic Converters Using Optrons — V. A. Tishko, A. I. Pogudin	63
Calculating the Characteristics and Performance of Saturated Salient Pole Synchronous Machines — R. V. Filtz, L. I. Glukhivski, N. N. Liabuk	15	REPORTS	
Analysis of Electromagnetic Transients When Switching In an Induction Motor — V. S. Greenberg, E. M. Guselnikov, E. V. Kononenko	23	Account of the Stochastic Nature of the Initial Data in Forecasting the Installed Capacity of a Power System — A. T. Shevchenko	66
A Study of the Dynamic Characteristics of Synchronous Swings of a Group of Machines — S. I. Gamazin, V. N. Serebriakov, U. M. Golodnov, A. D. Shain	28	The Equivalent «Characteristic Impedance of Lightning» and the Lightning Withstand Strength of EHV Transmission Lines Without Ground Wires — A. S. Maikopar	67
The Dynamics of Relay Control Systems With Negative Hysteresis — A. V. Netushil, V. V. Burlaev	32	A Transformed Equivalent Circuit for an Induction Machine — E. I. Yefimenko, E. M. Lopukhina	69
Analysis of Fault Conditions in Converters With Account Taken of Magnetization Conditions in the Transformer — I. V. Jakimetz, V. I. Kochkin	36	Selecting the Parameters of a Single — Phase Induction Motor Whose Starting Phase is Switched Out — G. S. Somikhina, V. J. Bepalov, A. S. Iglikov	72
Accounting for the Arc in Current Limiting Protective Apparatus in Calculating Fault Currents — I. M. Kруглянский, G. S. Medvedeva	41	The Influence of the Initial Angular Position of the Rotor on the Electromagnetic Torque of an Induction Motor — I. P. Kopylov, F. A. Mamedov et al.	74
Measuring the Intensity of Partial Discharges During Maintenance Checks of Power Transformers — P. M. Svi	45	A Numerical Method for Calculating the Forcing for Slow — Speed Machines — I. Z. Boguslavski	76
FROM OPERATING EXPERIENCE		A Comparative Analysis for Forming Multi — Speed Windings by Pole — Amplitude and Phase — Modulation Methods — M. K. Zakharov, V. G. Degtev, I. N. Radimov	78
Determining the Resultant Error in Power System Steady — State Calculations — V. I. Idelchik, S. I. Palamarчук	51	Composite Speed Stabilization Systems in High — Current Electric Drives — V. A. Novikov, G. F. Mikhalechenok	81
Special Features in the Design of Suspension Type Disconnecting Switches for High- and Extra — High — Voltage Switchgear — A. A. Chunikhin, V. A. Evtushenko	55	Research and Development of Overvoltage Protection for HV Thyristor Converters — I. I. Kaliatski, G. S. Korshunov, V. V. Khmirov, S. L. Bezugly, M. T. Pichugina, A. L. Timoshenko	85
		A Study of the Transient Stability of a Controlled Converter — A. I. Stupel, A. B. Filimonov	88
		CHRONICLE	92

РЕФЕРАТЫ ПУБЛИКУЕМЫХ СТАТЕЙ

УДК 621.311.16.016.351.001.24

Сходимость итерационных процессов установления режимов как критерий статической устойчивости. Савалов С. А., Баринцов В. А. — «Электричество», 1977, № 2.
Установлена связь сходимости итерационных процессов нахождения режимов электроэнергетических систем, математические модели которых соответствуют установившимся движениям, со строгими критериями статической устойчивости. Показаны условия применимости критерия сходимости, предложены методы исследования статической устойчивости по этому критерию. Библ. 8.

УПК 621.316.1:621.316.728

Выбор мощности и мест установки устройств компенсации реактивной мощности в сложных электрических системах. Железко Ю. С. — «Электричество», 1977, № 2.
На конкретном примере рассмотрены результаты оптимизационных расчетов по выбору мощности конденсаторных установок при различных постановках задачи. Показано значительное различие мощности между глобальным и частными решениями. Приводится метод решения задачи для сложных энергосистем, удовлетворяющий требованиям «Указаний по компенсации реактивной мощности в распределительных сетях». Библ. 9.

УДК [621.313.32+621.313.3-52].001

Соотношение основных размеров и параметров синхронной машины и управляемой машины переменного тока. Шакарян Ю. Г., Загорский А. Е., Мнацаканян В. С. — «Электричество», 1977, № 2.
Рассмотрены соотношения масс, основных размеров и параметров управляемых машин переменного тока (УМПТ) и синхронных машин (СМ). Установлены зависимости между этими величинами в указанных машинах. Показано, что при заданной длине машины наружный диаметр УМПТ возрастает примерно на 6, а масса на 12%. Однако при этом параметры УМПТ оказываются более предпочтительными по сравнению с СМ; так, постоянные времени обмотки возбуждения при разомкнутой обмотке статора в 1,25—1,45 раза меньше, а при замкнутой обмотке статора в 1,05—1,25 раза меньше, чем в СМ. Библ. 4.

УДК 621.313.32.001.24:681.73.06

Расчет на ЦВМ характеристик и процессов насыщенных явнополюсных синхронных машин. Фильц Р. В., Глухивский Л. И., Лябук П. П. — «Электричество», 1977, № 2.
Излагается обобщенный численный метод расчета на ЦВМ переходных процессов и статических характеристик насыщенных явнополюсных синхронных машин с произвольным числом демпферных контуров с учетом переменного по длине полюсной дуги воздушного зазора, распределения рабочего магнитного поля вдоль полюсного деления и переменного насыщения зубцовой зоны, полюсов и ядра якоря.

При расчете статических характеристик решается нелинейная система дифференциальных уравнений, получаемая из нелинейной системы конечных уравнений, которая также состоит из уравнений, выделяющих данную характеристику из множества других статических характеристик, и уравнений внутренних электромагнитных связей, причем последние в силу отсутствия токов в демпферных контурах являются частным случаем уравнений электромагнитных связей в переходных процессах. Библ. 4.

УДК 621.313.333.064.018.782.3

Анализ электромагнитных переходных процессов при включении асинхронного двигателя. Гринберг В. С., Гусельников Э. М., Кононенко Е. В. — «Электричество», 1977, № 2.
Проведен анализ известных выражений переходного момента при постоянной частоте вращения и неподвижном роторе, который позволил получить простые аналитические соотношения для определения начального темпа изменения переходного момента и знака его первого лика. Получено аналитическое выражение для модуля переходного потокоцепления взаимной индукции при включении неподвижного асинхронного двигателя, на основе которого проанализирован характер изменения потокоцепления взаимной индукции при условии равенства параметров обмоток статора и ротора. Для режима установившегося короткого замыкания рассмотрены общие соотношения между потокоцеплением взаимной индукции и результирующими потокоцеплениями статора и ротора. Библ. 16.

УДК [621.313.323+621.313.333].012.6

Исследование динамических характеристик группового синхронного выбега. Гамазин С. И., Серебряков В. Н., Голоднов Ю. М., Шанин А. Д. — «Электричество», 1977, № 2.
Исследуется влияние на процесс группового выбега важнейших параметров комплексной двигательной нагрузки, подключенной к потерявшей питание секции. Исследован также вопрос о границах существования группового синхронного выбега. Установлено, что существование и продолжительность группового синхронного выбега зависит не только от уровня остаточного напряжения на потерявшей питание секции, но и от соотношения между параметрами двигателей, участвующих в групповом выбеге. Все исследования проводились с помощью ЦВМ «МИР-1» по разработанной программе, алгоритм которой приведен в приложении. Библ. 5.

УДК 62-52.531.3

Динамика релейных систем регулирования с отрицательным гистерезисом. Петушил А. В., Бурляев В. В. — «Электричество», 1977, № 2.
Описаны различные релейные элементы с отрицательным гистерезисом при постоянной и переменной ширине зоны гистерезиса. На многолистной фазовой плоскости рассмотрены движения, возникающие в замкнутых системах, содержащих такие элементы для управления объектами второго порядка при наличии запаздывания. Приведен конкретный пример двухпозиционной системы регулирования температуры в электрической печи. Библ. 12.

УПК 621.314.004.6.001.24

Анализ аварийных режимов преобразователей с учетом подмагничивания. Якимец П. В., Кочкин В. П. — «Электричество», 1977, № 2.
На основе рассмотрения уравнений преобразователя в комплексных переменных разработан метод расчета аварийных режимов, учитывающий взаимную индукцию и активные сопротивления обмоток трансформатора.
Получены выражения токов, позволяющие оценить нагрузочную способность вентиля и правильно выбрать защитные устройства.
Дан пример расчета двухфазного опрокидывания инвертора с учетом изменения магнитной проницаемости стали сердечника при подмагничивании его постоянным током. Библ. 6.

УДК [621.316.57+621.316.923].014.31.001.57

Модель дуги токоограничивающих защитных аппаратов для расчета аварийных токов. Круглянский П. М., Медведева Г. С. — «Электричество», 1977, № 2.
Предлагается модель дуги токоограничивающих плавких предохранителей и автоматических выключателей, позволяющая рассчитать аварийные токи в сетях с различными параметрами, формой и величиной питающего напряжения, при различных условиях возникновения и протекания аварии. Разработана методика экспериментального определения параметров модели, не требующая знания параметров контура, в котором испытывается защитный аппарат.
Показано, что предлагаемая модель позволяет рассчитать характеристики аппаратов в достаточно широких пределах изменения параметров контура короткого замыкания. Библ. 15.

УДК 621.314.212.015.5

Измерение интенсивности частичных разрядов при эксплуатационном контроле силовых трансформаторов. Сви П. М. — «Электричество», 1977, № 2.
Описана методика количественных измерений частичных разрядов (ч. р.) в силовых трансформаторах в условиях эксплуатации. Предложен способ градуировки в рабочей схеме, без вывода трансформатора из эксплуатации путем подачи градуировочного импульса через ввод ВН. При помощи такой градуировки выбираются оптимальная по затуханию импульса ч. р. в обмотке и по отношению сигнала к помехе полоса частот измерительного устройства и точки включения его в испытательную схему. Приведены результаты определения выявляемой интенсивности ч. р. и данные об эквивалентных уровнях помех. Библ. 9.

УДК 621.316.11

Определение полной погрешности при расчетах установившихся режимов электрических систем. Идельчик В. П., Паламарчук С. И. — «Электричество», 1977, № 2.
Рассмотрены возможные погрешности в задании уровней напряжений, мощностей станции и нагрузок потребителей. Исследованы погрешности результатов расчета установившихся режимов электрических систем, вносимые неточностью задания исходных данных, упрощенным математическим описанием и неточной реализацией итерационного метода. Получены значения полной погрешности результатов при расчетах на ЦВМ установившихся режимов электрических систем. Библ. 10.

УДК 621.314.26.004.6.001.24

Анализ аварийного процесса и метод быстрой действующей защиты при срыве инвертирования в преобразователе частоты со звеном постоянного тока. Зелезов В. Е. — «Электричество», 1977, № 2.
Проведен анализ аварийного процесса в преобразователе частоты со звеном постоянного тока, содержащем Т-образный LC-фильтр, при срыве инвертирования. Определены критерийные условия возможности применения быстрой действующей защиты путем блокировки управляющих сигналов тиристорных инверторов и перезаряда конденсатора фильтра в зависимости от параметров фильтра и нагрузки. Выведены формулы и дана инженерная методика расчета воздействия аварийных токов на элементы преобразователя. Библ. 3.

УПК 621.314.632-52.001.41

Одноканальная система управления вентилями преобразователя на оптронах. Тышко В. А., Погудин А. И. — «Электричество», 1977, № 2.
Рассматривается структурная и принципиальная схемы одноканальной системы управления вентилями преобразователя, основанной на принципе однократного синхронизированного пуска регулируемого блока задержки и распределителей импульсов на время непрерывной работы.
Система управления выполнена с применением оптоинтегральных элементов. Характерной ее особенностью является применение кольцевых распределителей с общим комммутирующим узлом, что позволило упростить схему и повысить экономичность работы. Библ. 4.

УДК 621.311.161.001.24

Учет случайного характера исходной информации при определении установленной мощности энергосистем на перспективный период. Шевченко А. Т. — «Электричество», 1977, № 2.

Предлагается учитывать случайный характер исходной информации при определении установленной мощности энергосистем с помощью нормального закона случайных отклонений от расчетного баланса мощности. Получены выражения для оценки среднеквадратичного отклонения от расчетного баланса мощности. Библ. 2.

УДК 621.315.1.621.316.93+551.599.221.537.311.6

Эквивалентное «волновое сопротивление молнии» и грозоупорность линий сверхвысокого напряжения без тросов. Майкопар А. С. — «Электричество», 1977, № 2.

На основе эксплуатационных данных по линиям 110—345 кВ уточнено «эквивалентное сопротивление молнии». Из условия минимума расхождения расчетов с опытом эксплуатации получено, что оно должно быть равно 200 Ом. Выполненные расчеты для линий 500—1200 кВ показали, что такие линии без тросов не грозоупорны. Линии 1200 кВ на отдельно стоящих изолирующих опорах фаз будут достаточно грозоупорны при габарите до земли не менее 15 м. Библ. 4.

УДК 621.313.333.012.8

Преобразованная схема замещения асинхронной машины. Ефименко Е. И., Лопухина Е. М. — «Электричество», 1977, № 2.

Предлагаемая схема замещения асинхронной машины получена путем эквивалентного переноса намагничивающей ветви за индуктивное сопротивление рассеяния ротора. Преобразованной схеме соответствует рассмотрение в машине не трех потоков (потока в зазоре и двух потоков рассеяния), а только двух расчетных потоков, что приводит к уменьшению числа независимых параметров, причем новые параметры определяются опытным путем проще, чем традиционные. Библ. 5.

УДК 621.313.333.045.58.001.24

Сравнительная оценка образования многоскоростных обмоток методами полюсно-амплитудной и фазовой модуляций. Захаров М. К., Дегтев В. Г., Радимов И. Н. — «Электричество», 1977, № 2.

Рассмотрены возможности методов полюсно-амплитудной и фазовой модуляций при образовании двухскоростных обмоток. Показано, что фазомодулированные обмотки, обладающие симметрией абсолютных величин членов числового ряда, идентичны по электромагнитным свойствам, обмоткам, построенным методом полюсно-амплитудной модуляции (ПАМ). Отмечено, что фазовая модуляция позволяет получить ряд вариантов обмоток, которые не могут быть построены методом ПАМ.

Приведены примеры построения схем обмоток, которые иллюстрируют выводы о преимуществе применения метода фазовой модуляции при образовании двухскоростных обмоток. Библ. 4.

УДК 621.313.333.016.1.001.24

Влияние начального углового положения ротора на электромагнитный вращающий момент асинхронного двигателя. Копылов И. П., Мамедов Ф. А., Резниченко В. Ю., Малиновский А. Е. — «Электричество», 1977, № 2.

Выводится и анализируется выражение для переходного электромагнитного вращающего момента асинхронного двигателя при несимметрии роторной цепи с использованием метода эквивалентного генератора.

Показывается, что характер протекания переходного процесса зависит от угла, определяемого суммой начального углового положения ротора и фазой напряжения питания при включении. Анализируется процесс пуска АП и отыскивается величина суммарного угла, при котором одноосный эффект проявляется наиболее слабо.

Приводится схема экспериментальной установки для задания необходимого угла при включении. Библ. 5.

УДК 62-531.6

Комбинированные системы стабилизации скорости высокоточных электроприводов. Новиков В. А., Михальченко Г. Ф. — «Электричество», 1977, № 2.

Рассмотрены принципы построения комбинированных систем стабилизации скорости с высокой динамической точностью. Для построения внутренних быстродействующих контуров системы предложено использовать информацию об угловых ускорениях. Анализ систем произведен для жесткой и упругой механической связи между двигателем и механизмом. Библ. 3.

УДК 621.316.933.6

Разработка и исследование средств защиты высоковольтных тиристорных преобразователей от перенапряжений. Каляцкий П. И., Коршунов Г. С., Хмыров В. В., Безуглый С. Л., Пичугина М. Т., Тимошенко А. Л. — «Электричество», 1977, № 2.

Разработан и исследован новый способ запуска искровыми разрядниками, полностью отвечающий требованиям, предъявляемым к устройствам защиты тиристорных блоков. Предложенный принцип управления разрядниками заключается в том, что в промежутке основного зазора разрядника внесена изоляционная втулка, которая перекрывается по поверхности напряжением пускового сигнала.

Результаты испытаний показали, что применение управляемого разрядника с использованием указанного принципа позволило значительно увеличить быстродействие срабатывания системы защиты от перенапряжений и повысить стабильность и надежность ее работы. Библ. 7.



Редакция и редколлегия журнала «Электричество» с глубоким прискорбием сообщают, что 20 января 1977 г. скончался член КПСС с 1928 г., лауреат Государственной премии, заслуженный деятель науки и техники РСФСР, ректор Московского энергетического института с 1952 по 1976 г., член редколлегии журнала с 1954 г., доктор технических наук, профессор

МИХАИЛ ГРИГОРЬЕВИЧ ЧИЛИКИН

Редакция и редколлегия журнала «Электричество» с глубоким прискорбием сообщают, что в декабре 1976 г. скончался один из основателей советского электромашиностроения, дважды лауреат Государственной премии, заслуженный деятель науки и техники РСФСР

Роберт Андреевич ЛЮТЕР



ТЕХНИКА СООБЩЕНИЯ
ТЕЛЕФОННЫЕ АППАРАТЫ
ТЕЛЕВИЗОРЫ
РАДИОПРИЕМНИКИ
И ГРОМКОГОВОРТЕЛИ
ЭЛЕКТРОБЫТОВЫЕ ПРИБОРЫ
ЭЛЕКТРОПРОВОДКА
И ЭЛЕКТРОИЗОЛЯЦИОННЫЕ МАТЕРИАЛЫ

ПУСКОВАЯ АППАРАТУРА
ТРАНСФОРМАТОРЫ
ПРОМЫШЛЕННАЯ ЭЛЕКТРОНИКА
ЯДЕРНАЯ ТЕХНИКА
КАБЕЛИ И ПРОВОДА
ЭЛЕКТРОМЕДИЦИНСКАЯ АППАРАТУРА
СВЕТИЛЬНИКИ
СВАРОЧНАЯ ТЕХНИКА



София, Болгария
ул. Джорджа Вашингтона, 17
телефон 88-49-91
телекс 022— 575

Общество с ограниченной
ответственностью

Запросы на проспекты и каталоги следует направлять по адресу: 103074, Москва, пл. Ногина, 25. Отдел промышленных каталогов Государственной публичной научно-технической библиотеки СССР. Приобретение товаров у иностранных фирм осуществляется организациями и предприятиями в установленном порядке через министерства и ведомства, в ведении которых они находятся.

В. О. «Внешторгсинал»