

# ЭЛЕКТРИЧЕСТВО



**1972**

**ИЗДАТЕЛЬСТВО «ЭНЕРГИЯ»**

**9**

## Оценка текущего состояния электроэнергетической системы как задача нелинейного программирования

Канд. техн. наук А. З. ГАММ  
*Сибирский энергетический институт*

При создании автоматизированной системы диспетчерского управления (АСДУ) наиболее сложным является получение достоверной исходной информации для оперативного управления электроэнергетической системой (ЭЭС).

Более того, качество исходной информации, используемой в настоящее время на диспетчерских пунктах, таково, что может свести на нет все преимущества создания АСДУ. Поэтому сейчас резко возрос интерес к методам получения исходной информации для оперативного управления ЭЭС в реальном масштабе времени, в частности, к методам оценки текущего состояния ЭЭС [Л. 1—4]. Библиография, приводимая в этих работах, дает представление о достаточно широком развитии этих исследований. Проводятся работы, касающиеся методов определения нагрузок в целом по системе или по ее отдельным, относительно крупным районам [Л. 5], методам получения характеристик элементов системы [Л. 6 и 7]. Краткие сведения об обработке контрольных замеров с помощью точной математической модели ЭЭС приводились в [Л. 8].

Однако очевидно, что развитие методов получения информации значительно отстает от развития методов принятия решений в условиях, когда исходная информация известна. Сейчас разработаны весьма точные модели оптимизации режима ЭЭС, но эффект от их использования может быть реализован лишь тогда, когда имеется хорошая исходная информация не в целом по системе, а для отдельных ее узлов и не только, скажем, для активных нагрузок, но и для реактивных и т. д. Ниже под исходной информацией при оперативном управлении ЭЭС будем считать ту, которая необходима для определения оптимального нормального режима. Ее можно условно классифицировать следующим образом:

информация о составе оборудования ЭЭС;  
информация о параметрах оборудования;  
параметры режима и регулируемые параметры системы;

внешние воздействия на ЭЭС — нагрузки потребителей и их статические характеристики, метеорологические условия.

Информацию 1-го типа можно считать наиболее детерминированной. Ошибки в ней чрезвычайно редки, хотя влияние каждой такой ошибки может быть велико. Это обстоятельство позволяет достаточно просто обнаружить такие ошибки и устранять их. Задача исключения таких грубых ошибок названа в [Л. 1] задачей детекции.

Информация 2-го типа обычно содержит значительные погрешности. Параметры оборудования, как правило, отличаются от паспортных и меняются в процессе эксплуатации по мере износа оборудования, в результате ремонтов, модернизации, изменений условий эксплуатации по сравнению с расчетными. Задача оценки параметров и характеристик оборудования системы обычно называется задачей идентификации [Л. 9]. Аппарат теории идентификации существенно использует то обстоятельство, что определяемые значения параметров относительно медленно меняются во времени, по крайней мере, их можно полагать неизменными в течение времени проведения анализа результатов деятельности системы.

В отличие от этого задача оценки состояния системы связана с оценкой быстро меняющейся информации: параметров режима и нагрузок потребителей. В электрической системе в настоящее время каждый параметр, как правило, замеряется не более чем одним прибором. А замерить дважды один и тот же параметр принципиально нельзя, так как в следующий момент времени его значение будет

не тем, какое было до этого момента. Поэтому задача оценки состояния в принципе имеет дело только с одним замером параметров режима. Однако это не означает, что для уточнения состояния в данный момент времени не может быть использована предшествующая информация. Если на основании предыдущей информации выявлены определенные закономерности ее изменения во времени, то прогноз нагрузки в целом по системе может быть использован в качестве дополнительной информации, уточняющей оценку нагрузок по отдельным узлам.

Замеры параметров режима, поступающие к диспетчеру ЭЭС, содержат значительные погрешности из-за ошибок измерительных приборов, помех в канале связи, неодновременности производства замеров персоналом и т. д. и поэтому не могут дать достаточно точного представления о состоянии системы.

Основная цель задачи оценки состояния — максимально уменьшить ошибки замеров, используя в качестве дополнительной информации уравнения электрической системы и известные параметры оборудования.

**Постановка задачи оценки состояния.** Вектор замеров параметров режима системы  $V$  может быть представлен в виде суммы вектора, их истинных значений  $\bar{V}$  и вектора ошибок  $\xi$

$$V = \bar{V} + \xi. \quad (1)$$

В качестве компонент вектора  $V$  могут выступать замеры напряжений в контрольных точках, перетоков мощности по элементам системы, токов в элементах и других величин.

Обычно при расчете установившегося режима под параметрами режима понимают те параметры  $Z$ , зная которые, легко определить без решения систем уравнений остальные. Чаще всего компонентами вектора  $Z$  выступают модули и фазы напряжений в узлах, активные и реактивные мощности источников и нагрузок, а также регулируемые коэффициенты трансформации. Перетоки мощности и токи в элементах системы рассматриваются при этом как явные функции вектора  $Z$ . Будем обозначать множество таких функций вектором  $F(Z)$ . Очевидно, что измеряться могут как компоненты вектора  $Z$ , так и  $F(Z)$ . В общем случае можно считать вектор истинных значений измеряемых параметров функцией истинных значений параметров  $Z$ :

$$\bar{V} = \bar{V}(Z). \quad (2)$$

Задача оценки состояния системы решена, если найдены достаточно хорошие оценки для параметров режима, компонент вектора  $Z$ . Вектор этих оценок обозначим  $\bar{Z}$ .

Для пояснения постановки задачи оценки состояния допустим, что ошибки замеров — компоненты вектора  $\xi$  не коррелированы между собой (ниже будет дана постановка и без этого допущения). Тогда задача оценки состояния может быть поставлена так: найти оценки  $\bar{Z}$ , удовлетворяющие уравнениям установившегося режима и доставляющие функцию  $\bar{V}(\bar{Z})$  значения, наиболее близкие к замерным. В качестве критерия близости векторов

$\bar{V}(Z)$  и  $V$  естественно принять сумму квадратов отклонений компонент  $\bar{v}_i \in \bar{V}$  и  $v_i \in V$ ;

$$\varphi = \sum_{i=1}^m k_i [v_i - \bar{v}_i(\bar{Z})]^2,$$

где каждое  $i$ -е слагаемое входит со своим весовым коэффициентом  $k_i$ , определяемым априорной точностью замера и размерностью измеряемого параметра;  $m$  — число измеряемых параметров. Следовательно, надо найти:

$$\min_{\bar{Z}} \sum_{i=1}^m k_i [v_i - \bar{v}_i(\bar{Z})]^2 \quad (3)$$

при ограничениях в виде равенств-уравнений установившегося режима

$$W(\bar{Z}) = 0. \quad (4)$$

Кроме того, априори может быть известно, что параметры режима  $Z$  или определенные функции (перетоки мощности, токи и т. п.) от них, вектор которых обозначен через  $F(Z)$ , не выходили за некоторые предельные значения, известные по условиям срабатывания защит и автоматики, работы изоляции, наконец, просто по опыту эксплуатации. Естественно потребовать, чтобы и оценки — компоненты вектора  $\bar{Z}$  — удовлетворяли ограничениям в виде неравенств:

$$\left. \begin{aligned} Z_{\min} &\leq \bar{Z} \leq Z_{\max} \\ F_{\min} &\leq F(\bar{Z}) \leq F_{\max} \end{aligned} \right\} \quad (5)$$

Итак, математическая формулировка задачи оценки состояния ЭЭС сводится к нахождению значения вектора  $\bar{Z}$ , удовлетворяющего ограничениям в виде равенств (4), неравенств (5) и доставляющего минимум функции (3), т. е. сводится к известной задаче математического программирования.

В общем случае компоненты случайного вектора  $\xi$  коррелированы. Пусть  $R$  — априорно заданная ковариационная матрица для вектора  $\xi$ , элемент которой  $r_{ij}$  равен ковариации компонент  $\xi_i$  и  $\xi_j$ , а диагональные элементы  $r_{ii} = \sigma_i^2$  — дисперсии компоненты  $\xi_i$ . Можно достаточно обоснованно предположить, что вектор  $\xi$  имеет математические ожидания компонент, равные нулю, и распределен по нормальному закону [Л. 10]:

$$f(\xi) = (2\pi)^{-\frac{1}{2}m} |R|^{-\frac{1}{2}} \exp\left(-\frac{1}{2} \xi^T R^{-1} \xi\right), \quad (6)$$

где  $f(\xi)$  — многомерная плотность распределения компонент вектора  $\xi$ ; индекс  $T$  означает транспонирование матрицы.

Естественно считать наиболее правдоподобными те значения ошибок  $\xi$ , при которых достигается максимум плотности распределения (6), — в этом и заключается широко используемый в статистике метод максимального правдоподобия, основанный на максимизации функции (6), называемой функцией правдоподобия, если ее аргументами рассматриваются оцениваемые параметры. Эта экспоненциальная функция достигает максимума тогда, когда ее показатель максимален. Следовательно, находде-

ние максимума функции (6) сводится к нахождению:

$$\max_{\xi} (-\xi^T R^{-1} \xi) = \min_{\xi} [\xi^T R^{-1} \xi]. \quad (7)$$

Выражая  $\xi$  из (1) и подставляя в (7), получим, что наиболее правдоподобными (оптимальными) будут те оценки  $\bar{Z}$ , при которых достигается:

$$\min_{\bar{Z}} [V - V(Z)]^T R^{-1} [V - V(\bar{Z})]. \quad (8)$$

Критерий (8) при ограничениях (4) и (5) является более общей постановкой задачи оценки состояния.

Заметим, что если ошибки замеров не коррелированы,  $R$  — диагональная матрица и критерий задачи оценки состояния может быть представлен в виде:

$$\min_{\bar{Z}} \sum_{i=1}^m \frac{1}{\sigma_{ii}^2} [v_i - \bar{v}_i(Z)]^2. \quad (9)$$

Нетрудно видеть, что (9) представляет ту же запись, что и (3), но в качестве масштабных коэффициентов перед квадратами отклонений оценок выступают величины, обратные дисперсиям соответствующих замеров. Отметим, что поскольку размерности дисперсии и квадрата отклонения соответствующего замера совпадают, то критерий (9), а также исходный критерий (8) — величины безразмерные. В то же время, чем более точен замер и соответственно чем относительно меньше дисперсия его ошибки, тем с большим весом входит данное отклонение в критерий (9). Тем самым общая постановка задачи оценки состояния позволила дать интерпретацию коэффициента  $k_i$  в (3).

Постановка задачи оценки состояния с использованием критерия (8) или (в упрощенной модели (9)) при ограничениях (5) известна в теории автоматического управления [Л. 9]. Результаты этой теории использованы в [Л. 3]. Представляется, что предлагаемый учет ограничений в виде неравенств приведет к существенному уточнению оценок, в частности, за счет уменьшения влияния грубых ошибок.

В принципе вместо критерия (8) может быть взята и другая норма, характеризующая отклонение вектора  $V(\bar{Z})$  от замеров, например, максимальное по модулю отклонение. Но критерий (8) получен как оптимальный в смысле максимума функции правдоподобия. Поэтому именно он [или упрощенный критерий (9)] будет рассматриваться ниже.

Приведенная выше постановка не учитывала информацию о динамике режима системы, в частности, информацию о прогнозируемых значениях параметров режима. Учет динамики с использованием прогнозируемых значений в качестве так называемых псевдозамеров [Л. 1 и 4] не представляет методических трудностей. При управлении в реальном масштабе времени, когда частота решения задачи оценки состояния должна быть одного порядка с частотой управляющих воздействий, необходимо динамику учитывать и в уравнениях режима — алгебраические уравнения (4) заменяются дифференциальными или некоторыми их дискретными аналогами. Но поскольку эти уравнения сами не всегда

известны, в [Л. 3] на основании результатов [Л. 9] предлагается использование уравнений квазистационарного режима, в которых значение каждой переменной в  $(k+1)$ -й момент времени принимается равным:

$$z_{k+1} = z_k + \omega(k), \quad (10)$$

где  $z_k$  и  $\omega_k$  — соответственно значение этой переменной и белый гауссовский шум в  $k$ -й момент времени. Такая модель требует использования для оценки состояния системы математического аппарата теории фильтра Калмана, эффективность которого пока может быть оценена лишь для линейных моделей [Л. 9]. В настоящей работе этот вопрос не рассматривается.

Фактор динамики может быть учтен также и тем, что в число замеров могут быть включены некоторые интегральные оценки за определенный период времени, например, показания счетчиков активной энергии.

Для учета этих показаний весь период времени, охватывающий показания счетчиков, разбивается на отдельные интервалы, на каждом из которых параметры режима можно считать неизменными. Объем задачи при этом возрастает в  $L$  раз, где  $L$  — число рассматриваемых интервалов времени, кроме того, с соответствующим весом добавляются в целевую функцию слагаемые вида

$$\left( \mathcal{E}_i - \sum_{l=1}^L \bar{P}_{li} \Delta t_l \right)^2, \quad (11)$$

где  $\mathcal{E}_i$  — показания  $i$ -го счетчика активной энергии;  $\bar{P}_{li}$  — оценки значения мощности, протекающей через  $i$ -й счетчик в  $l$ -й интервал;  $\Delta t_l$  — длительность интервала времени.

**Избыточность информации о замерах и точность оценки состояния ЭЭС.** Число параметров, описывающих режим, как правило, существенно больше числа уравнений их связывающих, т. е. система (1) недоопределена.

Избыток числа переменных параметров режима по сравнению с числом уравнений их связывающих позволяет все множество параметров, описывающих режим, разделить на два подмножества — подмножество независимых переменных, образующих вектор  $Y$ , порядок которого равен избыточному числу параметров режима, и подмножество зависимых переменных, образующих вектор  $X$ , порядок которого равен числу уравнений установившегося режима [Л. 11]. Вектор  $X$  определяется из системы уравнений установившегося режима при заданном векторе  $Y$ .

Каждый замер  $v_i$  можно рассматривать как дополнительное уравнение, связывающее параметры режима:

$$\left. \begin{aligned} v_i - \bar{v}_i(Z) &= 0; \\ i &= 1, \dots, m. \end{aligned} \right\} \quad (12)$$

Соответственно увеличению порядка общей системы уравнений за счет уравнений (12) должно увеличиваться число компонент в составе вектора  $X$ . Наконец, при некотором числе замеров система уравнений становится переопределенной. Только

в этом случае и возможно уточнение информации о замерах. В самом деле, если система (4) и (12) недоопределена или, в крайнем случае, определена, то при любых ошибках замеров всегда можно найти такой вектор оценок параметров режима  $\bar{Z}$ , который обращает (12) в тождество и, следовательно, критерий (8) в нуль, т. е. замеры принимаются за истинное значение параметров режима.

С другой стороны, можно разделить вектор  $Z$  на векторы  $X$  и  $Y$ , исходя только из уравнений установившегося режима (4). И именно такое разделение будет использовано ниже. Тогда вместо (4) можно записать

$$W(X, Y) = 0, \quad (13)$$

откуда  $X = X(Y)$ , т. е. вектор  $X$  является в общем случае неявной функцией вектора  $Y$ . Тогда и

$$V(Z) = V(X(Y), Y) = V(Y), \quad (14)$$

т. е. задача оценки состояния режима сводится к нахождению оценок только вектора независимых параметров. Тогда в координатах вектора  $Y$  условие минимума целевой функции без учета ограничений в виде неравенств запишется как

$$(V - V(Y)R^{-1}(\frac{\partial V}{\partial X} \frac{\partial X}{\partial Y} + \frac{\partial V}{\partial Y})) = 0. \quad (15)$$

Матрица  $\frac{\partial X}{\partial Y}$  в общем случае находится из (13) как [Л. 11]:

$$\frac{\partial X}{\partial Y} = -(\frac{\partial W}{\partial X})^{-1} \frac{\partial W}{\partial Y}.$$

Решение уравнения (15) дает оптимальные оценки вектора  $\bar{V} = \bar{V}_*$ , с помощью которых будут по (14) найдены оценки вектора  $\bar{X}$ . Если известно линейное преобразование отклонений вектора оценок к вектору отклонений измеряемых параметров

$$\Delta V = A \Delta \bar{Y}$$

и для  $\Delta V$  известна ковариационная матрица  $R$ , то можно найти доверительные интервалы для оцениваемых параметров.

Для нашего случая в соответствии с (14):

$$A = \frac{\partial V}{\partial X} \frac{\partial X}{\partial Y} + \frac{\partial V}{\partial Y}.$$

Доверительный интервал, внутри которого с заданной вероятностью  $p$  находится истинное значение параметра  $y_i$ , определится следующим соотношением [Л. 10]:

$$y_i = y_{i*} \pm \gamma \sqrt{\{C^{-1}\}_{ii} \frac{\varphi}{m-n}}, \quad (16)$$

где  $\{C^{-1}\}_{ii}$  —  $i$ -й диагональный элемент матрицы  $C^{-1}$ , которая определяется как

$$C = AR^{-1}A^T;$$

$m$  — число замеров;  $n$  — число компонент вектора  $Y$ ;  $\gamma$  — коэффициент, определяемый по таблицам  $t$  — распределения Стьюдента [Л. 10] в функции от числа  $m-n$  и требуемой надежности  $p$  определения доверительного интервала;  $\varphi$  — значение критерия (8).

Поскольку для нормального режима ЭЭС матрица  $A$  мало меняется, можно полагать, что при

заданной математической модели (4) доверительный интервал для каждой оценки параметров режима зависит только от числа замеров и их качества (в частности, дисперсий), определяемого ковариационной матрицей  $R$ .

В частности, при  $m < n$  значение доверительного интервала при любом  $\varphi > 0$  становится комплексной величиной, что для данной задачи лишено смысла. Это означает, что  $m$  замеров мало для однозначного решения задачи оценки состояния. При  $m = n$  доверительный интервал не определен, так как при любых ошибках замеров можно найти оценки измеряемых параметров, строго равных замерам. И лишь при  $m > n$  можно указать доверительный интервал, т. е. уточняется о замерах.

Поскольку известно преобразование от отклонений вектора  $Y$  к отклонениям вектора  $X$

$$\Delta X = \frac{\partial X}{\partial Y} \Delta Y,$$

то можно определить доверительные интервалы для оценок вектора  $X$ , а затем и для  $V$ .

**Метод решения задачи оценки состояния.** В принципе для решения задачи нелинейного программирования, к которой выше была сведена задача оценки состояния, может быть использован целый ряд разработанных в настоящее время методов. Сравнивая задачу (4), (5), (8) с задачей оптимизации [Л. 11], легко заметить, что эти задачи отличаются только видом критерия. Ограничения в виде равенств для обеих задач одинаковы, ограничения в виде неравенств таковы, что допустимая область в задаче оценки состояния несравненно шире допустимой области в задаче оптимизации. Несмотря на то, что критерий (8) имеет единственный минимум (он представляет собой положительно определенную квадратичную форму), решение задачи (4), (5), (8) в целом может иметь несколько локальных экстремумов из-за нелинейности (4). Вероятность появления нескольких экстремумов здесь значительно меньше, чем в задаче оптимизации, где причиной появления локальных минимумов, кроме того, может быть вид самой целевой функции, имеющей изломы, а также малость допустимой области, ограниченной нелинейными неравенствами<sup>1</sup>. Учитывая довольно успешный опыт использования методов локального поиска в задачах оптимизации, можно достаточно уверенно ориентироваться на их использование и в задаче оценки состояния, тем более, что существующие методы решения многоэкстремальных задач чрезвычайно громоздки и могут оперировать лишь со сравнительно небольшими задачами.

Как показано в [Л. 11], эффективным методом решения задачи нелинейного программирования, который в значительной степени позволяет использовать специфику уравнений установившегося режима, является метод приведенного градиента.

Разработанная на базе этого метода программа оптимизации стационарных, допустимых и оптимальных режимов СДО-3 [Л. 12] позволяет решить задачу оценки состояния практически без каких-либо существенных добавлений. Для этого задача

<sup>1</sup> Характерно, что эти экстремумы обычно очень мало отличаются друг от друга по значению критерия оптимизации.

оценки состояния рассматривается как задача расчета допустимого режима [Л. 13], все измеряемые параметры которого считаются вышедшими за допустимые предельные значения, равные замерам этих параметров<sup>2</sup>.

С точки зрения работы комплекса АСДУ чрезвычайно удобно, что по существу один и тот же комплекс программ может быть использован для решения как задачи оценки состояния, так и оптимизации текущего режима.

Отметим, что если нет необходимости учитывать ограничения в виде неравенств (5), то задача сводится к решению системы нелинейных уравнений, полученных приравнением нулю производных функции Лагранжа по оцениваемым параметрам.

**Некоторые дополнительные аспекты использования описываемого подхода.** В задаче детекции критерием обнаружения грубых ошибок также может являться максимум функции правдоподобия: если рассматриваются два варианта оценки состояния ЭЭС (в одном линия отключена, а в другом — включена), то истинным может считаться тот вариант, для которого критерий (4) существенно меньше. То же относится к задаче обнаружения неисправного прибора: если после исключения из рассмотрения показания некоторого прибора критерий существенно уменьшается, есть основания полагать, что этот прибор неисправен.

Задача определения оценки параметров элементов схемы — идентификация — по существу совпадает с задачей оценки состояния, когда в число оцениваемых параметров, компонент вектора  $\bar{Z}$  включаются оценки параметров элементов как дополнительные переменные.

Существенным моментом в задаче детекции и особенно идентификации является необходимость увеличения объема измерений, чтобы получить достаточную избыточность информации. Как правило, задача идентификации связана поэтому не с одним замером, а с серией замеров или непрерывной регистрацией параметров в течение определенного отрезка времени, причем оценке подлежат параметры относительно мало изменяющиеся в процессе эксперимента. Общее необходимое число замеров в этом случае определяется аналогично тому, как это было сделано выше для задачи оценки состояния.

Максимум функции правдоподобия может служить хорошим критерием и для оценки необходимого количества и размещения в схеме ЭЭС измерительной аппаратуры. Из нескольких рассматриваемых вариантов лучшим будет, по-видимому, тот, для которого достигается наибольший максимум этой функции при оценке состояния системы, или — при заданной оценке — тот, для которого достигается минимальная стоимость измерительной и передающей аппаратуры.

**Пример.** Произведем оценку параметров режима для простейшей схемы — линии электропередачи, имеющей сопротивление  $r=0$ ;  $x=20$  ом.

Замеры параметров в начале и в конце линии:  $P_n=252,7$  Мвт;  $Q_n=51,6$  Мвар;  $U_n=218,3$  кв;  $I_n=0,61$  ка;  $P_k=-242,7$  Мвт;  $Q_k=-29$  Мвар;  $U_k=220$  кв;  $I_k=-0,72$  ка.

<sup>2</sup> Идея такого использования программы СДО-3 для задачи оценки состояния принадлежит Б. Г. Насвицевичу.

Дисперсии измеряемых параметров можно представить в виде:

$$\sigma_u^2 = kU_{\max}^2; \sigma_P^2 = kP_{\max}^2; \sigma_Q^2 = kQ_{\max}^2; \sigma_I^2 = kI_{\max}^2,$$

где  $k$  — одинаковый для всех измеряемых параметров коэффициент, характеризующий относительную точность замеров (принимая  $k=1$ );

$$U_{\max}=250 \text{ кв}; P_{\max}=300 \text{ Мвт}; Q_{\max}=300 \text{ Мвар};$$

$I_{\max}=2$  ка — пределы шкал соответствующих приборов, которые обычно определяют абсолютную погрешность замера.

В качестве оцениваемых параметров режима принимаем  $\bar{P}_n, \bar{Q}_n, \bar{U}_n$ . Зная эти параметры, можно однозначно определить все остальные:

$$\bar{P}_k = -\bar{P}_n; \quad (17)$$

$$\bar{Q}_k = -\left( \bar{Q}_n - \frac{\bar{P}_n^2 + \bar{Q}_n^2}{\bar{U}_n^2} x \right); \quad (18)$$

$$\bar{U}_k = \sqrt{\left( \bar{U}_n - \frac{\bar{Q}_n x}{\bar{U}_n} \right)^2 + \left( \frac{\bar{P}_n x}{\bar{U}_n} \right)^2}; \quad (19)$$

$$\bar{I}_n = -\bar{I}_k = \frac{\sqrt{\bar{P}_n^2 + \bar{Q}_n^2}}{\sqrt{3}\bar{U}_n}. \quad (20)$$

Эти соотношения (в данном случае явные функции) и являются той математической моделью, которая будет использоваться для оценки состояния. Составляем целевую функцию:

$$\begin{aligned} \varphi = & \frac{1}{\sigma_u^2} (\bar{U}_n - 218,3)^2 + \frac{1}{\sigma_u^2} (\bar{U}_k - 218,2)^2 + \\ & + \frac{1}{\sigma_P^2} (\bar{P}_n - 252,7)^2 + \frac{1}{\sigma_P^2} (\bar{P}_k + 242,7)^2 + \\ & + \frac{1}{\sigma_Q^2} (\bar{Q}_n - 51,6)^2 + \frac{1}{\sigma_Q^2} (\bar{Q}_k + 29)^2 + \\ & + \frac{1}{\sigma_I^2} (\bar{I}_n - 0,61)^2 + \frac{1}{\sigma_I^2} (\bar{I}_k + 0,72)^2. \end{aligned} \quad (21)$$

В данном случае каждый из измеряемых параметров может быть отнесен либо к вектору независимых параметров  $Y = (P_n, Q_n, U_n)$ , либо к вектору зависимых параметров  $X = (P_k, Q_k, U_k, I_n, I_k)$ . При этом целевая функция может быть представлена в виде:

$$\varphi = \sum_{i=1}^3 k_{y_i} (y_i - v_{y_i})^2 + \sum_{j=1}^5 k_{x_j} (x_j - v_{x_j})^2,$$

где  $v_{y_i}$  и  $v_{x_j}$  — замеры параметров  $i$ -й компоненты вектора  $Y$  и  $j$ -й компоненты вектора  $X$  соответственно. Приравняв нулю производные  $\frac{\partial \varphi}{\partial y_i}$  ( $i=1, 2, 3$ ), получим систему уравнений:

$$\bar{y}_i = v_{y_i} - \frac{1}{k_{y_i}} \left( \sum_{j=1}^5 k_{x_j} (\bar{x}_j - v_{x_j}) \right) \frac{\partial \bar{x}_j}{\partial y_i}; \quad (22)$$

( $i=1, 2, 3$ ).

Последовательность решения этой системы уравнений:

1. Задать исходное приближение компоненты вектора  $\bar{Y}$ , например, принимаем их равным замерам.

2. Из (17) — (20) определяем компоненты вектора  $\bar{X}$  и производные  $\frac{\partial \bar{x}_i}{\partial y_i}$ , которые в данном случае легко определяются, так как представляют собой явные функции  $\bar{X}(\bar{Y})$ . Так

$$\frac{\partial \bar{P}_k}{\partial \bar{P}_n} = -1; \quad \frac{\partial \bar{P}_k}{\partial \bar{Q}_n} = 0; \quad \frac{\partial \bar{P}_k}{\partial \bar{U}_n} = 0;$$

$$\frac{\partial \bar{Q}_k}{\partial \bar{P}_n} = \frac{2\bar{P}_n}{\bar{U}_n^2} x; \quad \frac{\partial \bar{Q}_k}{\partial \bar{Q}_n} = -1 + \frac{2\bar{Q}_n}{\bar{U}_n^2} x; \quad \frac{\partial \bar{Q}_k}{\partial \bar{U}_n} = -\frac{6\bar{I}_n^2 x}{\bar{U}_n};$$

$$\frac{\partial \bar{U}_k}{\partial \bar{P}_k} = \frac{\bar{P}_k x^2}{\bar{U}_k \bar{U}_k^2}; \quad \frac{\partial \bar{U}_k}{\partial \bar{Q}_k} = - \frac{\bar{U}_k - \frac{\bar{Q}_k}{\bar{U}_k} x}{\bar{U}_k \bar{U}_k} x;$$

$$\frac{\partial \bar{U}_k}{\partial \bar{U}_k} = \frac{\left(\bar{U}_k - \frac{\bar{Q}_k x}{\bar{U}_k}\right) \left(1 + \frac{\bar{Q}_k x}{\bar{U}_k^2}\right) - \frac{\bar{P}_k^2 x^2}{\bar{U}_k^3}}{\bar{U}_k};$$

$$\frac{\partial \bar{I}_k}{\partial \bar{P}_k} = \frac{\bar{P}_k}{3 \bar{I}_k \bar{U}_k^2}; \quad \frac{\partial \bar{I}_k}{\partial \bar{Q}_k} = \frac{\bar{Q}_k}{3 \bar{I}_k \bar{U}_k^2}; \quad \frac{\partial \bar{I}_k}{\partial \bar{U}_k} = - \frac{\bar{I}_k}{\bar{U}_k};$$

$$\frac{\partial \bar{I}_k}{\partial \bar{y}_i} = - \frac{\partial \bar{I}_k}{\partial \bar{y}_i}.$$

Подставляем в (22) полученные выражения для производных и значения коэффициентов  $k_y$  и  $k_x$ , и после незначительных преобразований, состоящих в группировании слагаемых, получим:

$$\bar{P}_k = \frac{247,7}{1 + \frac{1}{\bar{U}_k^2} \left[ x (\bar{Q}_k + 29) + \frac{45\,000}{62\,500} x^2 \left(1 - \frac{218,2}{\bar{U}_k}\right) + \frac{45\,000}{12} \left(2 - \frac{1,33}{\bar{I}_k}\right) \right]}; \quad (23)$$

$$\bar{Q}_k = \frac{40,3 + 1,5 \bar{I}_k^2 x - \frac{45\,000}{62\,500} \left(1 - \frac{218,2}{\bar{U}_k}\right) \left(1 - \frac{\bar{Q}_k x^2}{\bar{U}_k^2}\right)}{1 + \frac{1}{\bar{U}_k^2} \left[ (\bar{Q}_k + 29) + \frac{45\,000}{12} \left(2 - \frac{1,33}{\bar{I}_k}\right) \right]}; \quad (24)$$

$$\bar{U}_k = \frac{218,3 + \frac{3 \bar{I}_k^2 x}{\bar{U}_k} \left[ \frac{62\,500}{45\,000} (\bar{Q}_k + 29) + x \left(1 - \frac{218,2}{\bar{U}_k}\right) - \frac{62\,500}{12x} \left(2 - \frac{1,33}{\bar{I}_k}\right) \right]}{2 - \frac{218,2}{\bar{U}_k}}. \quad (25)$$

3. Подставляя в (23)–(25) значения  $Y$  и  $X$ , находим новые значения  $Y$ . Если новые значения компонент вектора  $Y$  существенно отличаются от значения  $Y$  на предыдущей итерации, то переходим к следующей итерации; иначе — конец расчета.

Результаты вычислений сведены ниже в таблицу.

Номер итерации	$\bar{P}_k$ , Мвт	$\bar{Q}_k$ , Мвар	$\bar{U}_k$ , кв	$\bar{I}_k$ , ка	$\bar{P}_k$ , Мвт	$\bar{Q}_k$ , Мвар	$\bar{U}_k$ , кв	$\bar{I}_k$ , ка
0	252,7	51,6	218,3	0,682	-252,7	-23,7	214,8	-0,682
1	246,2	54,05	219,5	0,663	-246,2	-27,7	215,8	-0,663
2	247,7	53,5	219,8	0,666	-247,7	-26,9	216,1	-0,666
3	247,5	53,6	219,3	0,667	-247,5	-26,9	215,6	-0,667
4	247,4	53,6	219,7	0,665	-247,4	-27,1	216,0	-0,665
5	247,5	53,6	219,4	0,666	-247,5	-26,9	215,7	-0,666
6	247,4	53,6	219,6	0,666	-247,4	-27,0	215,9	-0,666
7	247,5	53,6	219,5	0,666	-247,5	-27,0	215,8	-0,666

Результаты седьмой итерации мало отличаются от предыдущей и могут быть приняты в качестве решения.

В данном случае для решения системы (22) был использован метод типа простой итерации. Разумеется, можно применить здесь и метод Ньютона-Рафсона, так как необходимые производные небалансов уравнений (22) по переменным легко вычисляются.

Получим доверительные интервалы для найденных оценок — компонент вектора  $\bar{Y} = (\bar{P}_k, \bar{Q}_k, \bar{U}_k)$ . Подставив в выражения для компонент матрицы  $\frac{\partial X}{\partial Y}$ , полученные выше, значение найденных оценок параметров режима и получив матрицы  $\frac{\partial V}{\partial X}$  и  $\frac{\partial V}{\partial Y}$ , которые будут состоять в данном случае только из нулей и единиц, можно убедиться, что

$$C \approx \begin{bmatrix} \frac{2}{300^2} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{2}{300^2} & 0 \\ 0 & 0 & \frac{2}{250^2} \end{bmatrix}.$$

( $k$  — приводящий квадрат длины шкалы прибора к дисперсии здесь также безразличен, так как он будет входить в числитель и знаменатель (16).)

Значение целевой функции

$$\varphi = \frac{1}{250^2} (219,5 - 218,3)^2 + \frac{1}{250^2} (215,8 - 218,2)^2 + \frac{1}{300^2} (247,5 - 252,7)^2 + \frac{1}{300^2} (-247,5 + 242,7)^2 + \frac{1}{300^2} (53,6 - 51,6)^2 + \frac{1}{300^2} (-27,0 + 29,0)^2 + \frac{1}{2^2} (0,666 - 0,61)^2 + \frac{1}{2^2} (-0,666 + 0,72)^2 = 2,274 \cdot 10^{-3}.$$

При исходном приближении вектора  $\bar{Y}$  получено  $\varphi = 2,64 \cdot 10^{-3}$ . Предполагается, что надежность определения доверительного интервала  $p=0,90$  и  $m=8, n=3$  по таблицам  $t$  — распределения Стьюдента для  $m-n=5$  и  $p=0,90$  получим  $\gamma=2,015$ . В соответствии с (16) получаем возможные (с вероятностью 0,90) отклонения параметров:

$$\Delta U_k = \pm 2,015 \sqrt{\frac{250^2 \cdot 2,274 \cdot 10^{-3}}{2,5}} = \pm 7,6 \text{ кв};$$

$$\Delta P_k = \Delta Q_k = \pm 2,015 \sqrt{\frac{300^2 \cdot 2,274 \cdot 10^{-3}}{2,5}} = \pm 9,1 \text{ Мвт (Мвар)}.$$

**Выводы.** 1. Алгоритм оценки состояния ЭЭС является необходимым элементом комплекса алгоритмов, используемых в АСДУ.

2. Задача оценки состояния ЭЭС является в математическом аспекте задачей математического программирования и может быть решена с использованием тех же методов и даже программ, которые используются для ввода режима в допустимую область и оптимизации.

3. Точность решения задачи оценки состояния увеличивается с увеличением точности математической модели ЭЭС, количества и точности замеров. Надежность полученных оценок может быть определена с помощью доверительных интервалов.

4. Описанный аппарат может быть также использован для выявления грубых ошибок, неисправных приборов, а также для оптимального размещения приборов в системе.

**ЛИТЕРАТУРА**

1. Schweppe F. C., Wildes J. and Rom D., Power systems static-state estimation, pt. I, II, III. IEEE Trans. Power Apparatus and Systems, vol. PAS-89, January 1970, № 1.  
2. Larson R. E., Tinney W. F., Peschon J., Haidu L. P., Piercy D. S., State estimation in power systems,

IEEE Trans. Power Apparatus and Systems, vol. PAS-89, March 1970, № 3.

3. Debs A. S. and Larson R. F., A dynamic estimation for tracking the state of a power system, IEEE Trans. Power Apparatus and Systems, vol. PAS—89, September/October, 1970, № 7.

4. Toyoda, J. Chen M. S. and Inoue Y., An application of state estimation to short-term load forecasting, pt. I, II, IEEE Trans. Power Apparatus and Systems, vol. PAS—89, September/October 1970, № 7.

5. Коновалов Ю. С., Крумм Л. А. и Кугелевичус И. А., Применение методов математической статистики для обработки информации при оптимизации процессов в сложных электроэнергетических системах в нормальных условиях работы, Изв. АН СССР, «Энергетика и транспорт», 1970, № 1.

6. Безруков В. К., Определение эквивалентных параметров сложных линейных электрических систем по данным их нормальной работы, Восточно-Сибирский совет по координации и планированию научно-исследовательских работ по техническим и естественным наукам, Труды энергетической секции, Красноярск, 1970.

7. Атлас Р. С. и Кугелевичус И. А., Определение энергетических характеристик агрегатов методами математи-

ческой статистики при помощи ЭЦВМ, «Теплоэнергетика», 1967, № 8.

8. Абрамов В. В. и др., Подходы к обработке исходной информации для комплекса алгоритмов системы автоматизированного управления электроэнергетической системой, Тезисы докладов научно-технического совещания «Применение ЭВМ М-220 для решения задач оперативного и перспективного планирования режимов энергосистем», Рига, 1970.

9. Ли Р., Оптимальные оценки, определение характеристик и управление, «Наука», 1966.

10. Линник Ю. В., Метод наименьших квадратов и основы теории обработки наблюдений, Физматгиз, 1962.

11. Крумм Л. А., Обобщение градиентного метода оптимизации режима объединения систем, Изв. АН СССР, «Энергетика и транспорт», 1965, № 3.

12. Гамм А. З. и др., Алгоритм и программа оптимизации текущего режима электроэнергетической системы, Тезисы докладов научно-технического совещания «Применение ЭВМ М-220 для решения задач оперативного и перспективного планирования режимов энергосистем», Рига, 1970.

13. Гамм А. З. и др., Применение метода приведенного градиента для расчета допустимого режима сложных электроэнергетических систем, Изв. АН СССР, «Энергетика и транспорт», 1970, № 3.

[14.12.1971]



УДК 621.311.016

## Сравнение алгоритмов распределения нагрузок с учетом изменения состояния энергосистемы при реализации решений

В. Д. ИЛЬИН и Б. Н. КУРОВ

Москва

При разработке математического обеспечения автоматизированных систем диспетчерского управления возникает задача оценки сравнительной эффективности алгоритмов, представленных в виде программ для ЦВМ. Алгоритмы могут отличаться математическими моделями, определяемыми выбранным критерием оптимальности и степенью идеализации энергосистемы как объекта управления. Кроме того, при одинаковых моделях возможны отличающиеся схемы получения решений. Сравнение алгоритмов путем реализации решений в энергосистемах принципиально невозможно из-за непрерывного изменения фактического состояния объекта. Поэтому при оценке эффективности алгоритмов необходимо применение метода математического моделирования сложных систем [Л. 1].

Рассматриваемая здесь задача состоит в том, чтобы из сравниваемых алгоритмов распределения нагрузок выбрать такой, который бы в условиях конкретной энергосистемы обеспечивал оптимальное значение критерия эффективности на заданном отрезке времени в будущем. Критерием сравнительной эффективности будем считать суммарный расход топлива в энергосистеме.

Расчет на ЦВМ любого управляющего воздействия предполагает наличие прогнозируемой исходной информации о поведении неуправляемых переменных на рассматриваемом отрезке времени. В задаче распределения такой переменной является сум-

марная нагрузка энергосистемы. Точность ее прогноза зависит от характера изменения потребления и потерь в электрической сети, а также от совершенства алгоритма прогнозирования. Все это определяет значение отклонения истинной нагрузки от прогнозируемой, а потому и реализуемость расчетного вектора распределения нагрузок. При передаче на станции значения компонент расчетного вектора округляются, затем они претерпевают изменения, определяемые точностью ведения режима. Поэтому векторы распределения, полученные по сравниваемым алгоритмам, являются лишь начальными приближениями по отношению к тем векторам, которые реализуются в энергосистеме. Следовательно, результат сравнения алгоритмов зависит от точности прогноза суммарной нагрузки, от действий диспетчера энергосистемы, дежурных инженеров станций и, наконец, автоматических регуляторов, обеспечивающих условие баланса в системе.

Выбор в качестве критерия суммарного расхода топлива предполагает наличие экономических характеристик электростанций (например характеристик относительных приростов расходов топлива). Поскольку истинные характеристики при реализации вектора распределения точно неизвестны (а они-то и определяют расход топлива в энергосистеме), при сравнении алгоритмов должна учитываться их неопределенность. Задача сравнения алгоритмов по выбранному критерию эффективно-



сти состоит в оценке решений, полученных для исходной информации конкретной энергосистемы с учетом условий их реализации. Чтобы упростить описание метода сравнения в качестве конкурирующих рассматриваются алгоритмы, которые разработаны для тепловой энергосистемы, где отсутствуют интегральные ограничения на расход топлива и ограничения на перетоки по линиям электропередач, а потери мощности в электрической сети принимаются постоянными.

Усложнение конкурирующих алгоритмов сказывается лишь на вычислительной схеме получения оценок сравнительной эффективности, не изменяя метода сравнения.

**Постановка задачи.** Рассмотрим алгоритмы распределения активных нагрузок, в которых математические модели объекта отличаются способом задания характеристик относительных приростов. Будем называть заданной характеристикой электростанции неубывающую кусочно-линейную характеристику  $b_j = b_j(P_j)$ ,  $j = 1, 2, \dots, n$ , точки которой получены в результате эквивалентирования характеристик агрегатов, определенных при натуральных испытаниях.

Расчетными характеристиками назовем такие, которые используются в алгоритмах для вычисления векторов распределения. В нашем примере они представляют собой полиномы выбранной степени, полученные путем аппроксимации заданных характеристик методом наименьших квадратов. Задача оптимального распределения состоит в отыскании вектора распределения, которому соответствует минимальное значение суммарного расхода топлива в энергосистеме:

$$B = \sum_{j=1}^n \left[ B_j^{\min} + \int_{P_j^{\min}}^{P_j^*} b_j(P_j) dP_j \right], \quad (1)$$

причем выполняются следующие ограничения:

$$\sum_{j=1}^n P_j^* = P_c; \quad (2)$$

$$P_j^{\min} \leq P_j^* \leq P_j^{\max}, \quad (3)$$

где  $P_j^*$  — оптимальное значение нагрузки  $j$ -й станции;  $P_j^{\min}$  и  $P_j^{\max}$  — соответственно минимальная и максимальная нагрузки;  $B_j^{\min}$  — расход топлива при нагрузке  $P_j^{\min}$ ;  $P_c$  — суммарная нагрузка системы.

Требуется оценить эффективность алгоритмов с учетом возможного состояния объекта при реализации решений.

**Сравнение решений без учета изменения состояния объекта.** Решения, получаемые по конкурирующим алгоритмам должны сравниваться посредством единого критерия оптимальности (1) и удовлетворять ограничениям (2) и (3).

Рассмотрим сравнение решений на примере двух конкурирующих алгоритмов ( $A_1$  и  $A_2$ ). В алгоритме  $A_1$  используются линейные характеристики относительных приростов. В алгоритме  $A_2$  применяются характеристики, полученные в результате квадратичной аппроксимации заданных, но если при этом

получаются убывающие участки, то характеристики относительных приростов аппроксимируются линейно. Поскольку аппроксимация характеристик не изменяет значений  $P_j^{\min}$  и  $P_j^{\max}$ , то при одинаковых значениях  $P_c$  сравнение алгоритмов  $A_1$  и  $A_2$  допустимо. Оно в этом случае выглядит следующим образом. Определяются оптимальные векторы нагрузок  $\bar{P}(A_1) = (P_{11}, P_{12}, \dots, P_{1n})$  и  $\bar{P}(A_2) = (P_{21}, P_{22}, \dots, P_{2n})$  для алгоритмов  $A_1$  и  $A_2$ . Затем определяется разность расходов топлива, соответствующая векторам  $\bar{P}(A_1)$  и  $\bar{P}(A_2)$ :

$$B(A_1, A_2) = \sum_{j=1}^n \int_{P_{1j}}^{P_{2j}} b_j(P_j) dP_j.$$

Полученное значение  $B(A_1, A_2)$  определяет сравнительную эффективность решений для алгоритмов  $A_1$  и  $A_2$ . Если  $B(A_1, A_2) > 0$ , то следует предпочесть решение, полученное по алгоритму  $A_1$ , если же  $B(A_1, A_2) < 0$  — по алгоритму  $A_2$ .

**Сравнение решений с учетом изменения состояния объекта.** Случайными факторами в задаче распределения нагрузок являются характеристики  $b_j = b_j(P_j)$ , суммарная нагрузка системы  $P_c$ , а также компоненты реализуемых на станциях векторов распределения. При оценке сравнительной эффективности алгоритмов (с учетом возможного состояния объекта при реализации решений) схема сравнения должна включать блоки имитации истинного значения суммарной нагрузки, случайных изменений компонент векторов  $\bar{P}(A_1)$  и  $\bar{P}(A_2)$ , имитации поведения объекта при достижении баланса генерации и потребления, а также имитации истинных значений характеристик относительных приростов.

**Учет случайного характера нагрузки системы.** Векторы  $\bar{P}(A_1)$  и  $\bar{P}(A_2)$  вычислены для прогнозируемого значения суммарной нагрузки системы  $P_c$ . При реализации их в системе истинное значение  $P'_c$  обычно отличается от расчетного. В предлагаемой схеме сравнения ошибка прогноза суммарной нагрузки является случайной величиной. В каждом испытании истинное значение  $P'_c$  вычисляется следующим образом:

$$P'_c = (1 + \alpha \xi) P_c, \quad (4)$$

где  $\alpha$  — коэффициент, определяющий дисперсию ошибки прогноза;  $\xi$  — значение случайной величины с заданным законом распределения.

Найденное значение  $P'_c$  используется в блоке имитации поведения системы управления в процессе достижения баланса генерации и потребления путем изменения нагрузки некоторой регулирующей станции на величину  $\Delta P = P'_c - P_c$ .

В общем случае из-за ограничений нагрузки регулирующей станции должна предусматриваться возможность изменения нагрузок нескольких станций.

**Учет случайного изменения вектора распределения.** Рассчитанные на ЦВМ значения компонент векторов  $\bar{P}(A_1)$  и  $\bar{P}(A_2)$  не являются целыми числами и практически не задаются в качестве нагрузок станций. Поэтому необходимо имитировать их округление. Округленные и сбалансированные значения нагрузок подвергаются случайным изменениям, отражающим неточность их реализации стан-

циями:

$$P'_j = P_j^{(0)} (1 + \beta \xi_j), \quad j = 1, 2, \dots, n), \quad (5)$$

где  $P_j^{(0)}$  —  $j$ -я компонента вектора с округленным значением (например, кратным 5 или 10 *Мвт*), причем

$$\sum_{j=1}^n P_j^{(0)} = P_c \text{ (предполагается, что } P_c \text{ тоже кратно}$$

5 или 10 *Мвт*);  $\beta$  — коэффициент, определяющий дисперсию ошибок реализации;  $\xi_j$  — значение случайной величины с заданным законом распределения. Полученные компоненты  $P'_j$  используются в блоке имитации поведения системы управления,

обеспечивающем выполнение условия  $\sum_{j=1}^n P'_j = P'_c$ .

#### Учет неопределенности характеристик станций.

Истинные характеристики станций неизвестны в силу ограниченной точности натурных испытаний и неконтролируемого изменения параметров оборудования с течением времени. Предположим, что задан закон распределения истинных характеристик, которые таким образом возможно смоделировать.

В рассматриваемом примере расчетными являются линейные и квадратичные характеристики. Естественно, что в качестве расчетной может быть использована и заданная кусочно-линейная характеристика. По расчетным характеристикам получаем векторы распределения, а по истинным определяем расход топлива энергосистемы. Сравнительная эффективность алгоритмов  $A_1$  и  $A_2$  определяется в этом случае по формуле:

$$B(A_1, A_2) = \sum_{s=1}^N q_s \sum_{j=1}^n \int_{P'_{1j}}^{P'_{2j}} b_{sj}(P_j) dP_j, \quad (6)$$

где  $q_s$  — вероятность того, что истинной будет характеристика  $b_{sj}(P_j)$ . При положительном значении  $B(A_1, A_2)$  лучшим является алгоритм  $A_1$ , при отрицательном — алгоритм  $A_2$ . Функции  $b_{sj}(P_j)$  могут быть получены различными способами. Укажем два из них, которые соответствуют кусочно-линейному представлению характеристик:

$$b'_j = b_j + \alpha \xi_j b_j^{\max}, \quad P'_j = P_j; \quad (7)$$

$$b'_j = b_j (1 + \alpha \xi_j), \quad P'_j = P_j (1 + \beta \eta_j), \quad (8)$$

где  $\alpha$  и  $\beta$  — коэффициенты, задающие разброс характеристик;  $\xi_j$  и  $\eta_j$  — значения случайных величин, распределенных по выбранному закону, причем значения  $b'_j$  и  $P'_j$  определяются в заданных точках характеристик. В алгоритме получения характеристик предусмотрена проверка их неубывания. Характеристики, имеющие убывающие участки, бракуются.

При сравнении решений, полученных по некоторому множеству конкурирующих алгоритмов, достаточно провести попарное сравнение решений и расположить их по порядку, где первое решение — наилучшее, а последнее — наихудшее.

**Общий алгоритм оценки сравнительной эффективности решений.** Блоки имитации возможного состояния объекта при реализации решений входят

в состав общего алгоритма оценки сравнительной эффективности алгоритмов. Взаимодействие основных блоков алгоритма сравнения решений выглядит следующим образом.

1. Вычисляются расчетные характеристики относительных приростов путем линейной и квадратичной аппроксимации заданных характеристик.

2. Производится оптимальное распределение по конкурирующим алгоритмам  $A_1$  и  $A_2$  для заданного значения суммарной нагрузки системы  $P_c$ .

3. Округляются компоненты векторов  $\bar{P}(A_1)$  и  $\bar{P}(A_2)$ .

4. Полученные значения приводятся в соответствии с условием  $\sum_{j=1}^n P_j^{(0)} = P_c$  путем изменения нагруз-

ки регулирующих станций [где  $P_j^{(0)}$  — округленные значения компонент векторов  $\bar{P}(A_1)$  и  $\bar{P}(A_2)$ ].

5. Имитируется неточность поддержания значений  $\bar{P}^{(0)}(A_1)$  и  $P^{(0)}(A_2)$  на станциях [в соответствии с (5)].

6. Имитируется случайное значение нагрузки  $P'_c$  в соответствии с выражением (4).

7. Балансируются полученные в соответствии с п. 5 векторы из условия равенства суммарной генерации значению  $P'_c$ .

8. Имитируются характеристики относительных приростов в соответствии с (7) или (8).

9. По полученным характеристикам в соответствии с (6) вычисляется сравнительная эффективность решений алгоритмов  $A_1$  и  $A_2$ . Функционирование алгоритма, описанное в п. 5, 6 и 8, основано на использовании метода Монте-Карло [Л. 2]. Усреднение оценок сравнительной эффективности решений проводится в соответствии с выбранным критерием по множеству истинных характеристик относительных приростов, а также по множеству случайных векторов распределения и случайных значений суммарной нагрузки системы.

**Результаты расчетов на ЦВМ.** Рассмотренные схемы сравнения реализованы на Фортране-4 в виде программы оценки эффективности алгоритмов. Программа построена по модульному принципу, где каждый блок представляет самостоятельную единицу трансляции и может быть настроен для работы в любом месте памяти. Использование возможностей операционной системы ЦВМ «Система 4—70» (фирма ICL), на которой проводились расчеты, позволило получить различные схемы сравнения путем комбинации модулей. Быстродействие «Системы 4—70» (сложение с фиксированной запятой —  $1,1 \cdot 10^{-6}$  сек) дало возможность провести представительные серии испытаний для каждой из схем сравнения. Сравнение алгоритмов проводилось применительно к энергосистеме из десяти станций с использованием реальной информации о составах работающего оборудования, о характеристиках относительных приростов электростанций и об изменении суммарной нагрузки энергосистемы.

Сравнивались алгоритмы с кусочно-линейными ( $A_0$ ), линейными ( $A_1$ ) и квадратичными ( $A_2$ ) характеристиками относительных приростов. В первой схеме сравнение проводилось без учета изменения состояния энергосистемы при реализации решений

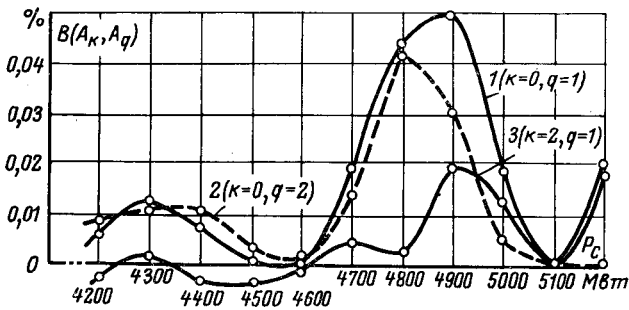


Рис. 1. Сравнение алгоритмов по детерминированной схеме.

(детерминированное сравнение). Во второй схеме осуществлялся учет округления компонент расчетных векторов распределения, изменения векторов при ведении режима станциями, случайного отклонения суммарной нагрузки от расчетного значения и учет неопределенности истинных характеристик станций. Округление проводилось из условия кратности нагрузок 5 Мвт, что составляло величину порядка (0,1—0,5)% генерации станций. При получении истинных значений суммарной нагрузки и реализуемых векторов распределения использовался генератор случайных чисел с усеченным нормальным законом распределения и параметрами (0,1).

Для имитации характеристик применялся генератор случайных чисел с равномерным законом распределения в интервале (−1,1). В обеих схемах сравнения использовалась функция оценки, построенная для кусочно-линейных характеристик. Кривые 1 и 2 рис. 1 показывают сравнительную эффективность алгоритмов  $A_0$  и  $A_1$ ,  $A_0$  и  $A_2$ , а кривая 3 рис. 1 — сравнительную эффективность алгоритмов  $A_1$  и  $A_2$  (детерминированное сравнение). Кривые рис. 2 соответствуют оценке сравнительной эффективности алгоритмов  $A_0$ ,  $A_1$  и  $A_2$  с учетом изменения состояния объекта. Кривые 1, 2, 5 рис. 2 получены при ошибке прогноза 0,5%, реализации — 0,5% и зоне неопределенности характеристик — 5%, а кривые 3 и 4 рис. 2 отличаются лишь значением ошибки прогноза (1%). Кривые 1 и 3 рис. 2 получены для алгоритмов  $A_0$  и  $A_1$ , кривые 2 и 4 — для алгоритмов  $A_0$  и  $A_2$ , а кривая 5 — для алгоритмов  $A_1$  и  $A_2$ .

Кривые, представленные на рис. 1 и 2, показывают, что учет поведения объекта изменяет оценку сравнительной эффективности алгоритмов  $A_0$ ,  $A_1$  и  $A_2$ . Например, для значения суммарной нагрузки 4200 и 4400 Мвт сравнение решений без учета поведения объекта было в пользу алгоритма  $A_1$  (рис. 1, кривая 3), тогда как во втором случае эффективнее оказался алгоритм  $A_2$  (рис. 2, кривая 5). В обоих случаях значения оценок сравнительной эффективности не превосходили 0,06%, что в абсолютном выражении соответствует 0,9 т условного топлива в час.

Величина оценки сравнительной эффективности существенно зависит от значений суммарной нагрузки. Например, в диапазоне нагрузок 4200—4430 Мвт эффективнее алгоритм  $A_2$  (рис. 2, кри-

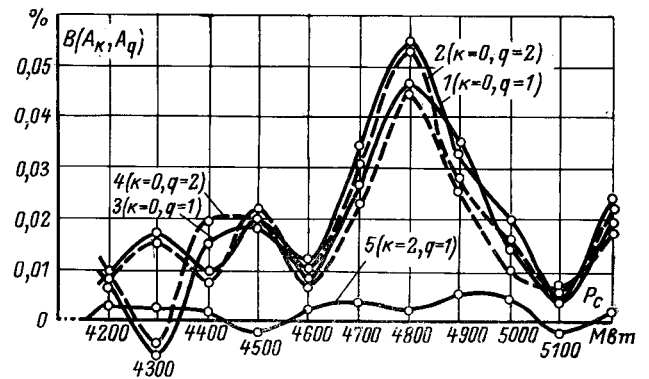


Рис. 2. Сравнение алгоритмов с учетом возможного состояния объекта.

вая 5), а в диапазоне 4430—4560 Мвт — алгоритм  $A_1$  (рис. 2, кривая 5). Как и следовало ожидать, при детерминированной схеме сравнения алгоритм  $A_0$  оказался эффективнее алгоритмов  $A_1$  и  $A_2$  (рис. 1, кривые 1 и 2). Результаты же, полученные по схеме сравнения с учетом состояния объекта при реализации решений, показывают изменение оценки сравнительной эффективности. Например, при значении нагрузки 4300 Мвт алгоритм  $A_0$  оказался хуже алгоритмов  $A_1$  и  $A_2$  (рис. 2, кривая 5). В этом случае ошибка прогноза составляла 1%, реализации — 0,5% и зона неопределенности характеристик — 5%.

В каждой серии испытаний усреднение проводилось до получения устойчивых статистических оценок (50—200 испытаний) путем построения доверительных интервалов. Оценка сравнительной эффективности алгоритмов для интервала значений суммарной нагрузки производилась путем усреднения результатов, полученных для отдельных значений этого интервала.

**Выводы.** 1. Выбор алгоритмов при разработке математического обеспечения автоматизированных систем управления необходимо проводить путем сравнения их эффективности, используя исходную информацию, отражающую условия функционирования алгоритмов в конкретной энергосистеме.

2. Использование программы сравнения алгоритмов в стадии их разработки может привести к существенному упрощению алгоритмов без снижения их эффективности.

3. Введение комплекса программ оценки сравнительной эффективности алгоритмов в состав математического обеспечения автоматизированных систем управления повысит их эффективность, так как позволит выбирать алгоритмы, соответствующие изменяющимся условиям функционирования объекта управления.

#### ЛИТЕРАТУРА

1. Бусленко Н. П., Моделирование сложных систем, изд-во «Наука», 1968.
2. Бусленко Н. П. и Шрейдер Ю. А., Метод статистических испытаний, Физматгиз, 1961.



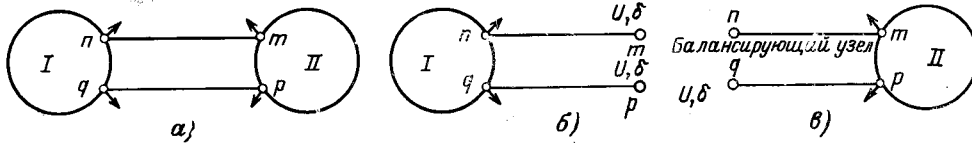


Рис. 1.

показывает, что  $m$ -норма для (3) из-за наличия в правых частях уравнений неизвестных, входящих линейно, всегда больше, чем  $m$ -норма УУН неразделенной системы и, как правило, превышает единицу. Таким образом, достаточное условие сходимости [Л. 6] для (3) оказывается в общем случае невыполненным, и классический метод разделения на подсистемы при применении итерационных методов первого порядка неприменим.

Некоторое понижение  $m$ -нормы и, следовательно, улучшение сходимости может быть получено путем преобразования (3), аналогично описанным в [Л. 7]. Сущность этих преобразований заключается в предварительном совместном решении (3) относительно значений граничных напряжений. В случае разбиения электрической системы на две подсистемы, преобразованные уравнения имеют вид:

$$\left\| \begin{matrix} \dot{U}_I \\ \dot{U}_{II} \end{matrix} \right\| = \left\| \begin{matrix} (1 - \dot{Y}_{I-II}) & \dot{Y}_{I-II} \\ \dot{Y}_{II-I} & (1 - \dot{Y}_{II-I}) \end{matrix} \right\|^{-1} \cdot \left\| \begin{matrix} \dot{a}_I \dot{U}_{0I} - \dot{Z}_I \dot{J}_I \\ \dot{a}_{II} \dot{U}_{0II} - \dot{Z}_{II} \dot{J}_{II} \end{matrix} \right\|. \quad (4)$$

Сходимость итерационного процесса (4) обеспечена, поскольку в правой части каждого из уравнений отсутствует неизвестное напряжение. Однако необходимость дополнительного обращения матрицы является недостатком (4) при их практической реализации.

Известен другой подход к разбиению, когда в электрической системе выделяются узлы границ с фиксированными мощностями. После их удаления совокупность несвязных между собой подмножеств узлов образует подсистемы. Введение фиктивных генераторов в узлы границ и построение процесса расчета таким образом, чтобы генерирующие мощности этих генераторов приобрели нулевые значения, позволяет, используя итерационный метод Ньютона—Рафсона, решить задачу расчета установившегося режима больших электрических систем с разбиением на подсистемы [Л. 8 и 9]. Описанный прием применим к алгоритмам исходной формы УУН при решении их итерационными методами второго порядка (Ньютона—Рафсона, градиентный и др.). Сходимость этих методов к искомым корням УУН в значительной степени определяется выбором начального приближения и поэтому применение этих методов само по себе не решает указанных в начале статьи вопросов. Проведенные авторами исследования привели к разработке достаточно простых алгоритмов, позволяющих, уменьшив размерность матрицы  $Z$ , сохранить алгоритмические преимущества обращенной формы УУН.

**Метод задающих напряжений.** Сущность этого метода заключается в разделении не по ветвям,

связующим подсистемы, с удалением этих ветвей, а по узлам связи, с сохранением ветвей. При этом узлы связи входят в одну из смежных подсистем фактически заданным  $P, Q$  или  $P, |U|$ , а в другую — в виде фиксированных  $|U|$  и  $\delta$ ,

идентифицируясь таким образом дважды. На рис. 1,а изображена система, состоящая из двух подсистем. При расчете I подсистемы, имеющей действительный узел баланса, в узлах связи  $m$  и  $p$  фиксируются значения  $|U|, \delta$ , а в узлах  $n$  и  $q$  — фактически заданные  $P, Q$  или  $P, |U|$  (рис. 1,б). При расчете II подсистемы узел  $n$  становится временно балансирующим, в узле  $q$  фиксируется значение  $|U|, \delta$  (величина  $|U|, \delta$  соответствует полученному значению при расчете I подсистемы), а в узлах  $m$  и  $p$  — фактически заданные параметры (рис. 1,в).

При таком подходе к разбиению в УУН каждой подсистемы появляются узлы типа  $|U|, \delta$  и эти уравнения для системы, разбитой на  $N$  подсистем, имеют вид:

$$\left. \begin{matrix} \dot{U}_i^* = \dot{a}_i \dot{U}_{0i} - \dot{Z}_i^v \dot{J}_i; \\ \dot{U}_{II} = \dot{a}_{II} \dot{U}_{0II} - \dot{Z}_{II}^v \dot{J}_{II}; \\ \dots \dots \dots \\ \dot{U}_n = \dot{a}_n \dot{U}_{0n} - \dot{Z}_n^v \dot{J}_n. \end{matrix} \right\} \quad (5)$$

где  $\dot{Z}_i^v$  — расширенная, за счет узлов связи с фиксированными  $|U|, \delta$  матрица  $i$ -й подсистемы.

Проведенные исследования показали, что наиболее эффективным для решения (5) является такой порядок расчета, когда сначала определяются значения граничных условий, а именно  $P$  и  $Q$  в узлах типа  $|U|, \delta$ , а затем остальные напряжения. При общей обеспеченности сходимости (5) назначение тех или иных узлов связи временно балансирующими в значительной степени влияет на число итераций.

**Метод эквивалентного балансирующего узла.** Для устранения неопределенности в выборе временно балансирующих узлов эффективным является применение такой формы УУН для каждой подсистемы, когда все узлы связи подсистем объединяются в эквивалентный балансирующий узел. Соответствующие такому подходу УУН должны иметь следующий вид:

$$\left. \begin{matrix} \dot{U}_I = \dot{U}_{0I} - \dot{Z}_I \dot{J}_I; \\ \dot{U}_{II} = \dot{U}_{0II} - \dot{Z}_{II} \dot{J}_{II}; \\ \dots \dots \dots \\ \dot{U}_n = \dot{U}_{0n} - \dot{Z}_n \dot{J}_n. \end{matrix} \right\} \quad (6)$$

В приложении показаны преобразования исходной формы уравнения к виду (6). Величина  $\dot{U}_{0zi}$  определяется как

$$\dot{U}_{0zi} = \sum_{k=1, k \neq i}^N \dot{a}_{ik} \dot{U}_k.$$

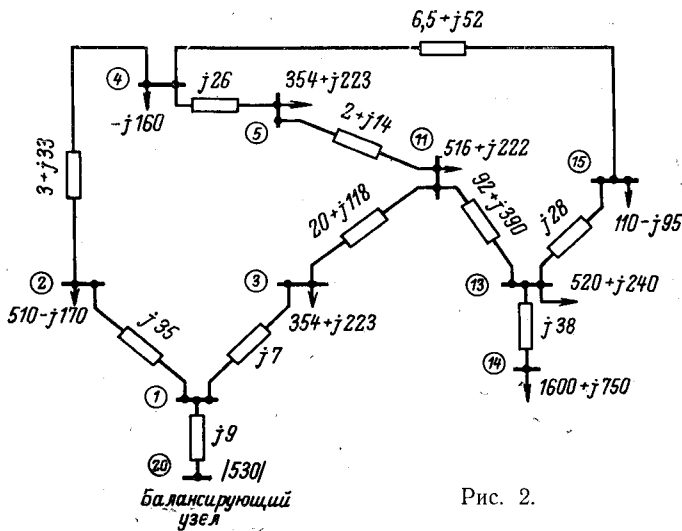


Рис. 2.

где  $k$  — число узлов связей для  $i$ -й подсистемы.

Значение  $U_{zi}$  уточняется в процессе итерационного счета для каждой подсистемы.

Для проведения исследовательских расчетов созданы программы (в кодах ЦВМ БЭСМ—4) расчета установившихся режимов по двум описанным алгоритмам. Программа по методу задающих напряжений рассчитана на число узлов  $n \leq 400$  с возможностью разбиения на восемь подсистем (с числом узлов до 50 в каждой), а по методу эквивалентного балансирующего узла — на число узлов  $n \leq 240$  с возможностью разбиения на десять подсистем (с числом узлов до 24 в каждой). Программы используют 2 МОЗУ и 2 МБ, позволяют учитывать действительные коэффициенты трансформации трансформаторов, различного рода проводимости на землю и статические характеристики нагрузок по напряжению. Во второй программе предусмотрена возможность учета комплексных коэффициентов трансформации. В этом случае матрица  $Z$  становится несимметричной, с чем и связано уменьшение объема решаемой по этой программе задачи. Проведенные расчеты установившихся режимов реальных электрических систем для 60, 100, 160 узлов показали высокую эффективность разработанных алгоритмов. Затраты машинного времени практически эквивалентны затратам времени при расчете по известным программам, использующим исходную форму УУН (с матрицей  $Y$ ), хотя большая часть времени (примерно 70%) тратится на обращение к внешней памяти ЦВМ. Следует отметить, что автоматизированные системы диспетчерского управления (АСДУ) будут базироваться на ЦВМ, обладающих

значительным объемом оперативной памяти. Тогда применение описанных алгоритмов можно будет осуществить без привлечения внешней памяти, что позволит значительно снизить затраты машинного времени, которые можно свести к минимуму заданием нагрузок постоянными проводимостями или применением линеаризации.

Расчетно-экспериментальная проверка описанных алгоритмов позволила установить важное, по мнению авторов, свойство решений УУН. Для его иллюстрации рассмотрим расчет установившегося режима для схемы на рис. 2. Результаты решения УУН для этой схемы приведены в таблице. Разделим схему на подсистему I (рис. 3) и подсистему II (рис. 4). Задавая для этих подсистем полученные в предыдущем расчете граничные условия в виде потоков мощности, а для подсистемы II еще и в виде напряжения балансирующего узла, заново проведем расчеты установившихся режимов для каждой подсистемы в отдельности. Оказывается, что для подсистемы I результаты полностью совпадают с приведенными в таблице, а для подсистемы

Узлы	1	2	3	4	5	11	13	14	15
$U'$	521,3	514,2	515,9	500,0	479,0	474,4	505,0	506,5	510,3
$U''$	-13,5	-32,8	-20,1	-16,3	-43,4	-47,7	109,3	230,0	61,8

мы II результаты не могут быть получены из-за расходящегося итерационного процесса. Заметим, что алгоритм, по которому производится расчет для подсистемы I и II, в данном случае не имеет решающего значения. Указанное свойство можно сформулировать следующим образом: свойства решений УУН для системы в целом могут не соответствовать свойствам решений УУН отдельных подсистем. Очевидно, что эта разница определяется как различием в решениях, так и неадекватностью свойств матрицы узловых сопротивлений (или проводимостей) системы в целом и отдельных подсистем.

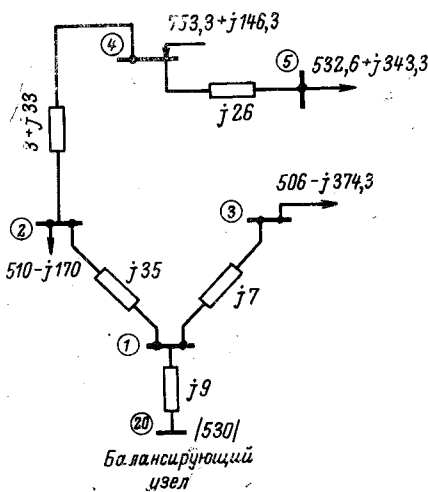


Рис. 3.

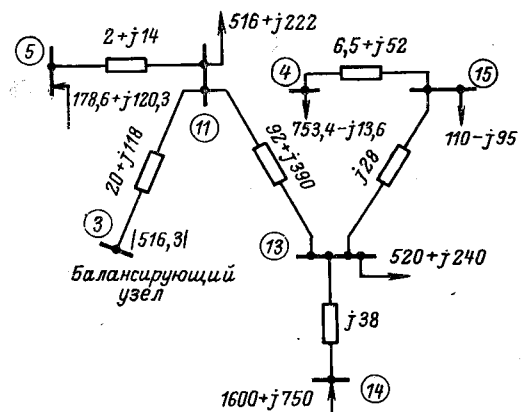


Рис. 4.

Применение приближенного критерия сходимости [Л. 2]

$$|\dot{U}_k|^2 > |\dot{Z}_{kk} S_k|, \quad (7)$$

где  $Z_{kk}$  — диагональный элемент, к системе на рис. 2 и к подсистеме II, который показывает, что если для узла  $14$  в случае полной схемы (7) выполняется, то для подсистемы II оно не выполняется.

Сравнение предлагаемых методов расчета установившихся режимов электрических систем разделением их на подсистемы целесообразно провести в аспекте вышеуказанного свойства. Для этого проанализируем значения диагональных элементов матрицы  $\dot{Z}$ , входящих в (7). Величины  $|\dot{Z}_{kk}|$  в методе задающих напряжений во многом зависят от выбора временно балансирующего узла. В то же время в методе эквивалентного балансирующего узла  $\dot{Z}$  получается обращением матрицы  $\dot{Y}$ , составленной из проводимостей подсистемы с заземленными ветвями связи. Диагональные элементы  $\dot{Z}$  при этом уменьшаются по сравнению с диагональными элементами матрицы, получаемой обращением просто матрицы проводимостей. Таким образом, метод эквивалентного балансирующего узла должен обладать более надежной сходимостью, что подтверждается и экспериментальной проверкой. В частности, расчет установившегося режима системы на рис. 2 делением ее на подсистемы возможен только при применении этого метода.

**Выводы.** 1. Расчет режимов больших электрических систем разделением их на подсистемы при задании и граничных условий в виде токов или потоков мощности не всегда возможен из-за неадекватности свойств матрицы системы в целом и отдельных подсистем.

2. Задание граничных условий в виде эквивалентного балансирующего узла позволяет, сохраняя простоту и алгоритмические преимущества обращенной формы УУН, уверенно получать решения при произвольном разбиении системы на подсистемы.

**Приложение.** Запишем исходные уравнения узловых напряжений

$$\dot{Y}\dot{U} = \dot{J}$$

для электрической системы, разбитой на  $N$  подсистем в матричном виде:

$$\begin{pmatrix} \dot{Y}_{I-I} & \dot{Y}_{I-II} & \dots & \dot{Y}_{I-n} \\ \dot{Y}_{II-I} & \dot{Y}_{II-II} & \dots & \dot{Y}_{II-n} \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ \dot{Y}_{n-I} & \dot{Y}_{n-II} & \dots & \dot{Y}_{n-n} \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} \dot{U}_I \\ \dot{U}_{II} \\ \dots \\ \dot{U}_n \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \dot{J}_I \\ \dot{J}_{II} \\ \dots \\ \dot{J}_n \end{pmatrix}, \quad (П-1)$$

где  $\dot{Y}_{i-i}$  — матрица проводимостей  $i$ -й подсистемы;  $\dot{Y}_{i-k}$  — матрица проводимостей связей между  $i$ -й и  $k$ -й подсистемой;  $\dot{U}_i$  — искомые напряжения  $i$ -й подсистемы;  $\dot{J}_i$  — искомые узловые токи  $i$ -й подсистемы.

Перенесем в правую часть уравнений все матрицы проводимостей связи:

$$\begin{pmatrix} \dot{Y}_{I-I} & \dots & \dots \\ \dots & \dot{Y}_{II-II} & \dots \\ \dots & \dots & \dots \\ \dots & \dots & \dots & \dot{Y}_{n-n} \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} \dot{U}_I \\ \dots \\ \dot{U}_{II} \\ \dots \\ \dot{U}_n \end{pmatrix} =$$

$$= \begin{pmatrix} \sum_{k=II}^N \dot{Y}_{I-k} \dot{U}_k \\ \sum_{k=I, k \neq II}^N \dot{Y}_{IIk} \dot{U}_k \\ \dots \\ \sum_{k=I}^N \dot{Y}_{n-k} \dot{U}_k \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \dot{J}_I \\ \dot{J}_{II} \\ \dots \\ \dot{J}_n \end{pmatrix}. \quad (П-2)$$

Из (П-2), обращая диагональную матрицу,

$$\begin{pmatrix} \dot{U}_I \\ \dot{U}_{II} \\ \dots \\ \dot{U}_n \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \dot{Z}_I & \dots \\ \dots & \dot{Z}_{II} \\ \dots & \dots & \dots \\ \dots & \dots & \dots & \dot{Z}_n \end{pmatrix} \times$$

$$\times \begin{pmatrix} \sum_{k=II}^N \dot{Y}_{-k} \dot{U}_k \\ \sum_{k=I, k \neq II}^N \dot{Y}_{II-k} \dot{U}_k \\ \dots \\ \sum_{k=I}^N \dot{Y}_{n-k} \dot{U}_k \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \dot{J}_I \\ \dot{J}_{II} \\ \dots \\ \dot{J}_n \end{pmatrix}. \quad (П-3)$$

Произведя умножение матриц (П-3) и представляя

$$\dot{Z}_i \sum_{k=I, k \neq i}^N \dot{Y}_{ik} \dot{U}_k = \sum_{k=I, k \neq i}^N \dot{a}_{ik} \dot{U}_k, \quad (П-4)$$

получим (6)

## ЛИТЕРАТУРА

1. Фазылов Х. Ф., Теория и методы расчета электрических систем, Изд. АН УзССР, 1953.

2. Фазылов Х. Ф. и Насыров Т. Х., Вопросы однозначности, сходимости решений и выбора эффективного метода расчета установившихся режимов электрических систем, сб. «Оптимизация и управление большими системами в энергетике», Иркутск, 1970.

3. Фазылов Х. Ф. и Насыров Т. Х., К расчету установившихся режимов электрических систем методом узловых уравнений, сб. ТашПИ, вып. 75, 1971.

4. Веников Г. В. и Строев В. А., Применение математических методов и средств вычислительной техники в проектировании и эксплуатации энергетических систем, изд-во «Энергия», 1965.

5. Применение вычислительных машин в энергетике, под ред. В. А. Веникова, изд-во «Энергия», 1968.

6. Демидович Б. П. и Марон И. А., Основы вычислительной техники, изд-во «Наука», 1970.

7. Фазылов Х. Ф. и Брискин И. Л., Расчет установившихся режимов электрических систем с учетом комплексных коэффициентов трансформации трансформаторов, Сб. ТашПИ, вып. 75, 1971.

8. Гамм А. З., Крумм Л. А. и Шер И. А., Два алгоритма расчета стационарного режима электрической системы с разбивкой на подсистемы, Изв. АН СССР, «Энергетика и транспорт», 1966, № 1.

9. Гамм А. З., Крумм Л. А. и Шер И. А., Общие принципы расчета стационарного режима электрической системы с разбивкой на подсистемы, Изв. АН СССР, «Энергетика и транспорт», 1965, № 6.

[6.5.1972]



# Повышение эффективности использования электрической энергии в электротранспорте

Канд. техн. наук А. Б. ДАШКЕВИЧ

Челябинск

Железнодорожный транспорт является крупным потребителем электрической энергии. На осуществление перевозочного процесса в 1971 г. потребовалось 34 млрд. *квт·ч* электроэнергии.

В соответствии с Директивами XXIV съезда КПСС по пятилетнему плану развития народного хозяйства СССР за 1971—1975 гг. предусматривается увеличить полигон электрических железных дорог на 6—7 тыс. км. Соответственно должно возрасти потребление электрической энергии и достичь в 1975 г. 40 млрд. *квт·ч*. При таком расходе большее значение имеет эффективное использование электрической энергии.

Показателем эффективности использования электрической энергии на тягу поездов является удельный расход ее на тоннокилометр выполненной работы. Этот показатель из года в год снижается. Если в 1950 г. удельный расход электрической энергии по сети железных дорог был равен 19,8 в 1960 — 14,9, то в 1970 г. он составил 12,8  $\text{вт} \times \text{ч} / \text{т} \cdot \text{км}$ , т. е. за двадцать лет удельный расход электрической энергии сократился на 35%. Во Франции за период 1949—1969 гг. расход электроэнергии на тягу поездов сократился с 27,3 до 23,7  $\text{вт} \cdot \text{ч} / \text{т} \cdot \text{км}$ , т. е. на 13%.

Темп снижения удельного расхода электрической энергии в СССР значительно выше, что указывает на большую работу, проводимую в СССР по сокращению удельных норм расхода. Кроме того, сами нормы в СССР значительно ниже, чем во Франции, что объясняется в основном средней массой поезда и соотношением грузовых и пассажирских поездов в общем грузообороте.

Снижение удельного расхода электрической энергии обусловлено расширением полигона электрической тяги, увеличением объема перевозок, внедрением более совершенных электровозов, улучшением использования этих локомотивов, совершенствованием технологии ремонта, повышением мастерства локомотивных бригад и т. д. Все факторы, которые оказывают влияние на расход электрической энергии, можно условно разделить на четыре группы.

Первая группа — эксплуатационные измерители использования электровозов, к которым относятся: масса поезда, средняя нагрузка на ось вагона, техническая и участковая скорости движения, применение рекуперативного торможения, а также профиль участка.

Вторая группа — технологические параметры электровоза, рассматривающие расхождение скоростных характеристик, различие токов возбуждения возбудителей по кузовам, расхождение омических сопротивлений ослабления поля, наибольший прокат и наименьшая толщина бандажа колесных пар электровоза.

Третья группа — психологические факторы, к которым относятся: образование, возраст, стал работы, квалификация.

Четвертая группа — метеорологические факторы: температура воздуха, скорость ветра, дождь, снег и т. д.

Отдельные параметры каждой из четырех групп могут в течение определенного отрезка времени оставаться на определенном постоянном уровне, поэтому назовем их постоянными. Например, профиль пути на отдельном участке остается в течение длительного времени постоянным. Технологические параметры электровоза в течение одной поездки также остаются постоянными.

Когда же необходимо исследовать расход электрической энергии на различных участках профиля пути, величина уклона выступает переменным фактором, а на постоянном уровне необходимо закрепить другие факторы, такие как масса поезда, техническая скорость и т. д. В качестве переменных факторов можно рассматривать технологические параметры электровоза, когда расход электрической энергии исследуется в течение длительного времени.

Таким образом, любой из параметров четырех групп можно считать переменным или постоянным в зависимости от задачи, стоящей перед исследователем.

Дмитриев В. А. и Исаев И. П. показали<sup>1</sup>, что благодаря внедрению новых прогрессивных видов тяги, замены паровозов электровозами и тепловозами, удельный расход энергоресурсов от момента добычи топлива до момента потребления электроэнергии сократился за последние 20 лет в 5,7 раза. В их же статье показано, что к. п. д. электровозов на этот же период увеличился с 76,5 до 84%.

Очевидно, технические параметры электровозов за рассматриваемый период изменились незначительно, и резервы сокращения расхода электрической энергии в этой области использованы не полностью.

Рассмотрим влияние технического состояния электровозов постоянного тока на эффективность использования электрической энергии.

Технологические параметры электровоза в данной задаче считаются переменными, а параметры остальных трех групп (эксплуатационных, психологических и метеорологических) рассматриваются в качестве постоянных. Под техническим состоянием электровоза понимается вторая группа факторов, т. е. технологические параметры.

Анализ удельного расхода электрической энергии показал, что эта величина по отдельным электровозам изменяется в довольно широких пределах,

<sup>1</sup> Дмитриев В. И. и Исаев И. П., Эффективность использования электрической энергии и топлива при прогрессивных видах тяги на железнодорожном транспорте, «Электричество», 1971, № 8.



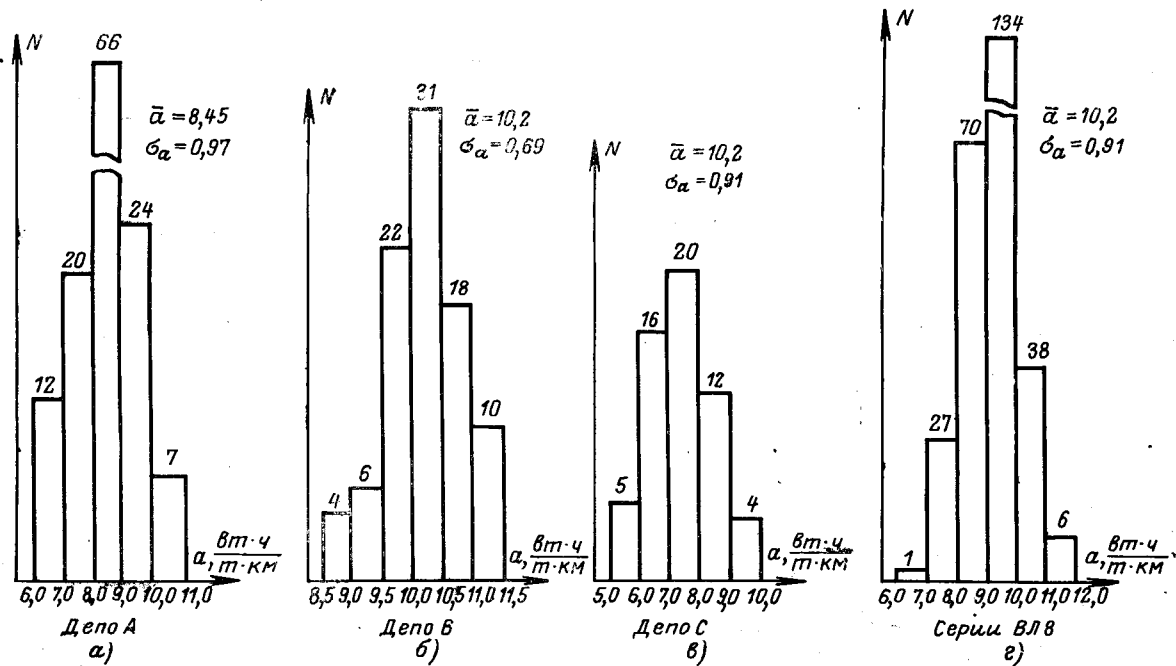


Рис. 1. Распределение электровозного парка в зависимости от величины удельного расхода электрической энергии.

хотя электровозы работают на одном и том же участке, обслуживают одинаковый род поездов и выполняют за месяц примерно одинаковую работу. На рис. 1 представлена гистограмма распределения электровозного парка в зависимости от величины удельного расхода электрической энергии по трем депо. Исследования проведены на электровозах ВЛ8, работающих с грузовыми поездами. Из рис. 1 видно, что характер распределения подобен нормальному закону и что на одних электровозах

удельный расход больше средней величины, на других меньше.

В чем причина такого различия? Один электровоз от другого может отличаться толщиной бандажей, прокатом колесных пар, а также технологическими допусками, установленными на скорость вращения тяговых двигателей и возбуждителей. Очевидно, эти параметры электровоза и определяют различие в потреблении электроэнергии.

На величину удельного расхода электрической энергии оказывают влияние и такие факторы как разбег колесных пар, состояние буксовых, моторно-якорных подшипников, равномерность охлаждения тяговых двигателей и др. Однако доля их влияния незначительна, поэтому в качестве технологических параметров электровоза, оказывающих существенное влияние на величину удельного расхода электрической энергии, принимаются: расхождение скоростных характеристик двигателей электровоза  $\Delta v_0$ ; расхождение токов возбуждения  $\Delta I_0$ ; расхождение величин омических сопротивлений ослабления поля  $\Delta r_0$ ; наименьшая толщина бандажа колесной пары  $m$ ; наибольший прокат бандажей колесных пар  $h$ .

В результате исследования на базе трех депо Уральской зоны с применением теории множественной корреляции были получены количественные зависимости величины удельного расхода электрической энергии от технологических параметров электровоза. Для каждой пары рассматриваемых измерителей составлялась корреляционная таблица, по данным которой формировалась программа решения уравнения регрессии на ЦВМ.

Для примера на рис. 2 представлена корреляционная таблица, в которой точками отмечены частоты повторения электровозов с соответствующим

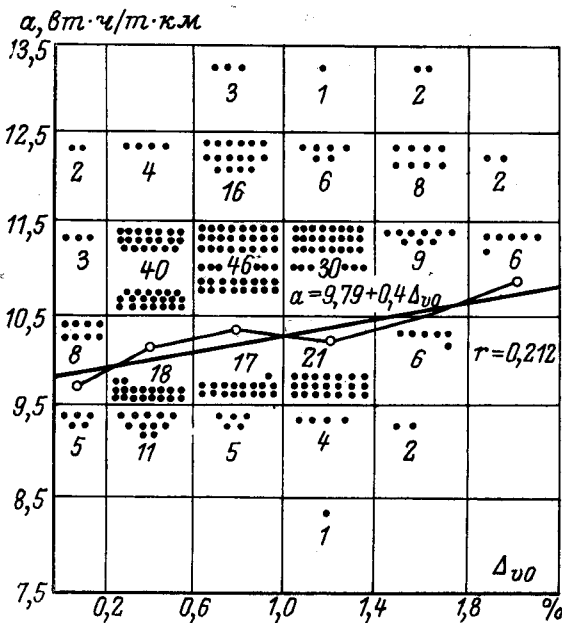


Рис. 2. Зависимость удельного расхода электрической энергии от расхождения скоростной характеристики.

удельным расходом, а также указаны эмпирическая и теоретическая линии регрессии и приведено уравнение.

Поскольку теоретическое корреляционное отношение  $\eta$  и коэффициент корреляции  $r$  отличаются друг от друга незначительно, принят прямолинейный характер изменения удельного расхода электрической энергии в зависимости от технологических параметров.

Уравнения парной зависимости:

Форма связи	Коэффициент корреляции
$a=b_1+0,4\Delta_{v0}$	0,212
$a=b_1+0,12\Delta_{I0}$	0,341
$a=b_1+0,16\Delta_{r0}$	0,200
$a=b_1+0,012m$	0,172
$a=b_1+0,19h$	0,310

Чтобы учесть совместное влияние технологических параметров на величину удельного расхода электрической энергии, необходимо исследовать взаимную корреляцию между ними и установить коэффициенты корреляции.

В таблице приведены коэффициенты корреляции между технологическими параметрами.

Наименование параметра	$\Delta_{r0}$	$\Delta_{I0}$	$\Delta_{v0}$	$m$	$h$
$\Delta_{r0}$	+	0,117	0,119	0,098	0,014
$\Delta_{I0}$	0,117	+	0,119	0,108	0,15
$\Delta_{v0}$	0,119	0,119	+	0,137	-0,0008
$m$	0,098	0,108	0,137	+	0,10
$h$	-0,014	0,15	-0,0008	0,10	+

На основании данных таблицы устанавливаем, что значения коэффициентов корреляции имеют небольшое значение и их можно считать недостоверными, тогда уравнение множественной корреляции примет вид:

$$a = b_1 + 0,4\Delta_{v0} + 0,12\Delta_{I0} + 0,16\Delta_{r0} + 0,012m + 0,19h, \quad (1)$$

где  $b_1$  — доля удельного расхода электрической энергии, которая зависит от всех прочих факторов при среднем значении технологических параметров, входящих в уравнение,  $вт \cdot ч/т \cdot км$ .

Для различных депо этот коэффициент будет иметь различное значение. Коэффициент  $b_1$  определяется по средним данным технологических параметров для каждого депо:

$$b_1 = \bar{a} - 0,4\bar{\Delta}_{v0} - 0,12\bar{\Delta}_{I0} - 0,16\bar{\Delta}_{r0} - 0,012\bar{m} - 0,19\bar{h}. \quad (2)$$

Коэффициенты, стоящие перед технологическими параметрами в уравнении (1), указывают на сколько увеличивается удельный расход электрической энергии при изменении всего расхода на одну единицу.

Расхождение скоростной характеристики  $\Delta_{v0}$  изменяется от 0 до 3%, в этих пределах будет справедливо уравнение (1). Значение коэффициента, стоящего перед  $\Delta_{v0}$ , для конкретных депо может

быть различным: чем выше скорость движения поездов, тем больше значение коэффициента.

Расхождение токов возбуждения  $\Delta_{I0}$  изменяется от 0 до 12%, в этих пределах и будет справедливо уравнение (1). Значение коэффициента, стоящего перед  $\Delta_{I0}$ , в зависимости от конкретного участка эксплуатации электровозов может изменяться. На тех участках, где чаще применяется рекуперативное торможение, коэффициент имеет большее значение; если рекуперативное торможение не применяется, коэффициент равен нулю.

Расхождение омических сопротивлений ослабления поля  $\Delta_{r0}$  изменяется от 0 до 4%. Величина этого коэффициента зависит от продолжительности работы электровоза в режиме ослабления поля. На тех участках, где электровозы работают большую часть времени в режиме ослабления поля, значение коэффициента, стоящего перед  $\Delta_{r0}$ , будет выше.

Толщина бандажа  $m$  изменяется от 95 до 45 мм. В этих пределах и будут справедливы уравнения регрессии.

Наибольший прокат колесных пар  $h$  изменяется от 0 до 7 мм.

Уравнением (1) можно пользоваться для других серий электровозов, если рассматриваемые технологические допуски имеют такие же пределы, как и для электровоза серии ВЛ8.

Уравнение (1) можно представить в виде двух составляющих:  $b_1$  — постоянной составляющей, не зависящей от технологических параметров;  $(0,4\Delta_{v0} + 0,12\Delta_{I0} + 0,16\Delta_{r0} + 0,012m + 0,19h)$  — переменной составляющей, зависящей от технологических параметров.

Минимальное значение переменная составляющая принимает, когда параметры  $\Delta_{v0}$ ,  $\Delta_{I0}$ ,  $\Delta_{r0}$ ,  $h$  равны нулю и  $m$  равно 45 мм. Числовое значение переменной составляющей будет равно  $0,54 \text{ вт} \cdot \text{ч/т} \cdot \text{км}$ . Максимальное значение переменная составляющая принимает при следующих наибольших значениях параметров:  $\Delta_{v0}=3\%$ ,  $\Delta_{I0}=12\%$ ,  $\Delta_{r0}=4\%$ ,  $m=95 \text{ мм}$ ,  $h=7 \text{ мм}$ . Соответствующее числовое значение переменной составляющей  $5,75 \text{ вт} \cdot \text{ч/т} \cdot \text{км}$ .

Таким образом, в зависимости от состояния технологических параметров, составляющая удельного расхода электрической энергии может изменяться от  $0,54$  до  $5,75 \text{ вт} \cdot \text{ч/т} \cdot \text{км}$ .

На рис. 3 в графической форме представлено уравнение (1).

Постоянная составляющая удельного расхода  $b_1$  составляет 62% всех расходов. Переменная составляющая в данной задаче объединяет пять параметров. Каждый из них может изменяться от нуля до своего максимального значения. При максимальном значении доля электри-

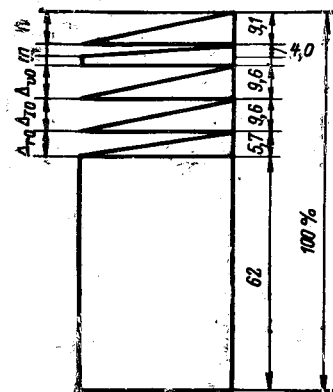


Рис. 3. Составление удельного расхода электрической энергии с учетом изменения технологических параметров электровоза.

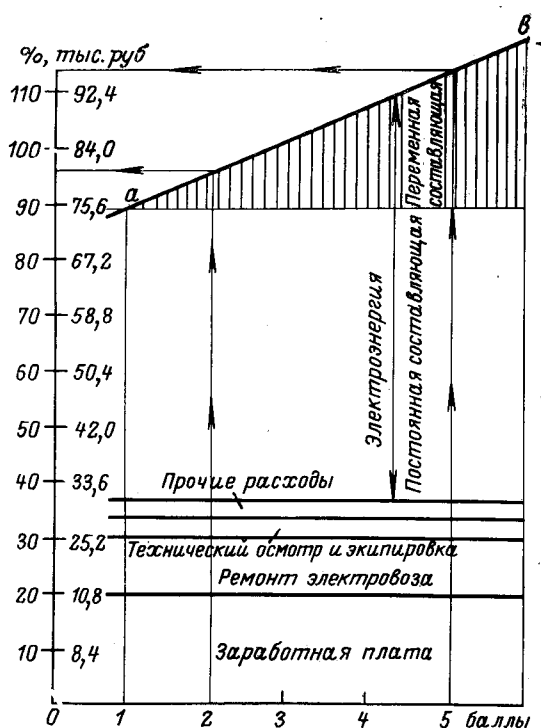


Рис. 4. Составляющие годовых эксплуатационных расходов на один электровоз в зависимости от количества баллов.

ческой энергии в процентах, приходящаяся на один из технологических параметров, указана на рисунке.

Чтобы оценить и сравнить один электровоз с другим, вводится балльная оценка технического состояния электровоза. Условимся присваивать электровозу количество баллов в зависимости от значения переменной составляющей. Так, электровоз, имеющий значение переменной составляющей 0,54, получает 0,54 балла, а электровоз со значением составляющей 5,75—5,75 балла.

Таким образом, переменная составляющая удельного расхода электрической энергии, с одной стороны, характеризует состояние технологических параметров на самом электровозе, а с другой стороны, указывает на сколько увеличивается удельный расход электрической энергии. В первом случае она оценивается баллами и необходима для ремонтного персонала, а во втором используется эксплуатационным персоналом.

Пользуясь балльной оценкой, можно оценить отдельный электровоз, электровозный парк и сравнить их между собой. Очевидно, тот электровоз, который имеет меньше баллов в эксплуатации, будет работать более экономично, потреблять меньшее количество электрической энергии. Поэтому в зависимости от количества баллов каждому электровозу дается «энергетическая» оценка, т. е. устанавливается прогноз расхода электрической энергии в эксплуатации.

На основании энергетической оценки электровозу можно дать экономическую оценку. Так например, по одному депо Уральской зоны электровоз в среднем потребляет в год 5,45 млн. кВт·ч электроэнергии. Если учесть, что стоимость электроэнергии для тяги поездов составляет 1 коп., то общие затраты на электроэнергию составят 54 500 руб. Общие расходы в среднем на один электровоз составляют 84 тыс. руб.

На рис. 4 представлены составляющие расходов в рублях и процентах. Средний балл по этому депо равен трем. Очевидно, это будет соответствовать эксплуатационным расходам в 84 тыс. руб. Но в депо имеются электровозы, которые имеют балльную оценку, меньшую трех. Такие электровозы будут расходовать соответственно меньше электроэнергии. Наклон прямой *ab* определен по процентному отношению переменной составляющей к общему расходу при 0,54 и 5,75 балла. По рис. 4 в зависимости от количества баллов определяются общие эксплуатационные расходы.

**Пример.** Электровоз работает в эксплуатации со средней оценкой, равной двум баллам, т. е. на один балл ниже средней величины. Удельный расход электрической энергии на таком электровозе сократится на 10%, так как средний расход по депо составляет 10 вт·ч/т·км, а один балл вызывает снижение удельного расхода на 1 вт·ч/т·км. Так как на электроэнергию в среднем затрачивается 65% всех эксплуатационных затрат, то общие расходы на содержание этого электровоза снизятся на 6,5%, т. е. на 5 460 руб.

Расходы на эксплуатацию электровоза с балльной оценкой, равной двум, составят 79 540 руб.

Эксплуатация электровоза с балльной оценкой, равной пяти, обойдется депо примерно в 95 тыс. руб. в год.

Таким образом, чтобы выполнить задачу, поставленную Директивами XXIV съезда КПСС, снизить удельный расход топлива и электроэнергии на транспорте на 10—12%, необходимо совершенствовать технологию ремонта локомотивов и в первую очередь электровозов и тепловозов.

[14.3.1972]



# Вагон метрополитена с импульсным регулированием скорости при пуске и торможении

Доктор техн. наук В. С. ХВОСТОВ и канд. техн. наук Я. И. ГАВРИЛОВ

Москва

Основной задачей метрополитена является повышение скорости сообщения и пропускной способности линий. Одно из направлений в решении этой комплексной проблемы — создание принципиально нового электроподвижного состава с улучшенными тягово-тормозными свойствами.

На эксплуатируемых вагонах метро в условиях частых пусков и остановок значительное количество электроэнергии теряется в пуско-тормозных сопротивлениях. Так например, при средней длине перегона 1250 м потери в реостатах составляют от 20 до 50% в зависимости от скорости движения. Кроме того, контактно-переключающая аппаратура работает в весьма напряженных условиях, что заставляет тратить большие средства на ремонт и обслуживание для обеспечения бесперебойной работы метрополитена.

Кардинальным решением вопроса улучшения показателей электроподвижного состава метрополитена является применение системы импульсного регулирования на бесконтактных полупроводниковых вентилях — диодах и тиристорах [Л. 1].

С 1967 г. кафедра «Электрические машины» МИИТ и московский метрополитен занимались раз-

работкой системы импульсного регулирования применительно к условиям вагона метро. В результате этой разработки в 1970 г. завод «Динамо» им. С. М. Кирова изготовил электрооборудование, которое было установлено на двух опытных вагонах.

После наладки вагоны прошли опытную эксплуатацию в графике движения поездов (с 15 июля 1970 г.), а затем были проведены специальные испытания этих вагонов. С февраля 1971 г. вагоны переданы в нормальную эксплуатацию.

**Электрическая схема вагона.** Схема вагона предусматривает безреостатный пуск и электрическое торможение — реостатное или реостатно-рекуперативное. Полностью отказаться от реостатного торможения и перейти на более выгодное рекуперативное не позволяет существующая система энергоснабжения. Ожидаемое в перспективе увеличение мощности энергоснабжения за счет повышения напряжения контактной сети до 1200—1500 в даст возможность осуществить рекуперативное торможение.

На рис. 1 показана упрощенная электрическая схема вагона. Она содержит две параллельные ветви, в каждой из которых имеется два последовательно соединенных тяговых двигателя (номинальное напряжение тяговых двигателей 375 в). Ток в каждой параллельной ветви регулируется отдельным тиристорным прерывателем; оба прерывателя работают синхронно, со сдвигом на полупериод, поэтому частота импульсов на конденсаторе фильтра удваивается, что позволяет уменьшить габариты и массу фильтра.

Тиристорный регулятор непосредственно соединен с отрицательным полюсом источника питания (землей) для предохранения полупроводниковых

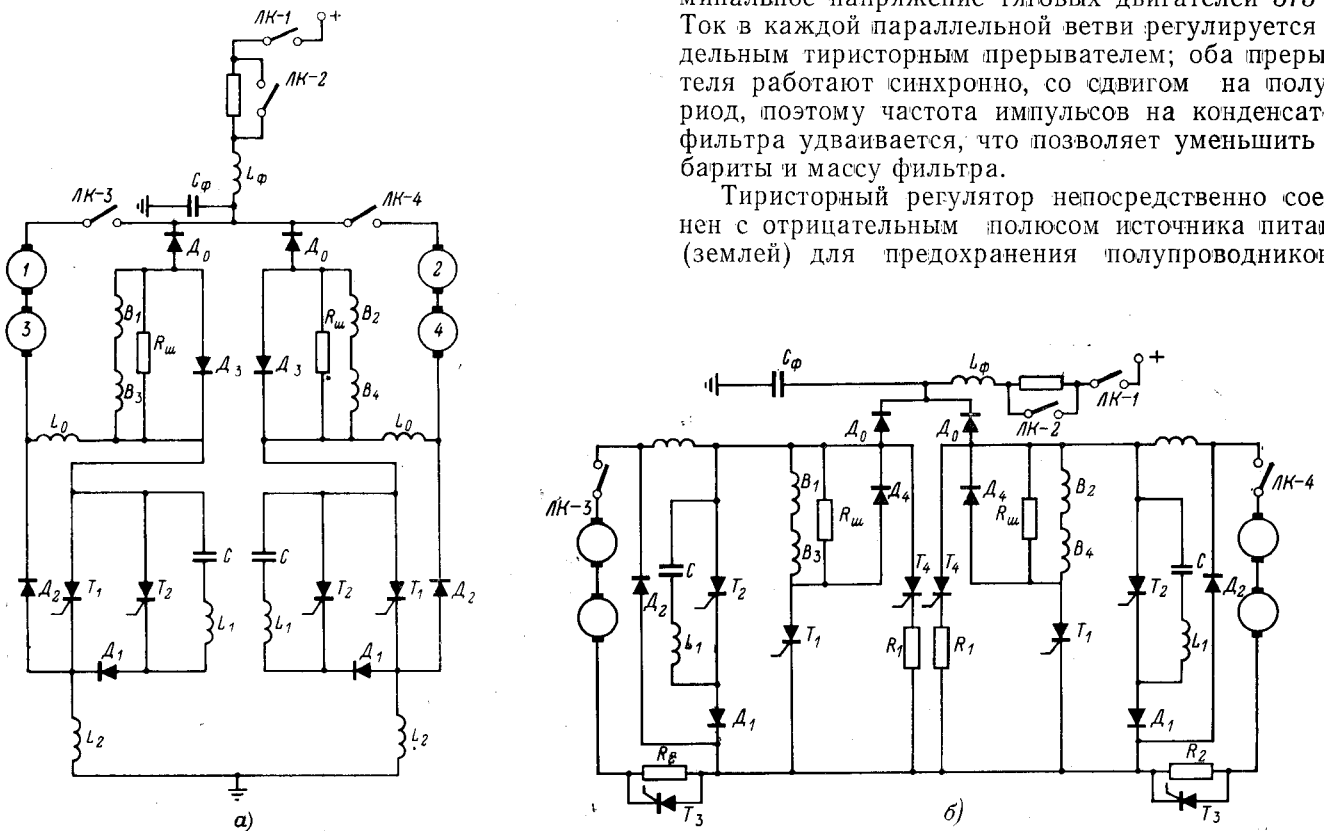


Рис. 1. Принципиальная схема вагона при двигательном (а) и тормозном (б) режимах.

приборов от глухих коротких замыканий. Максимальное значение тока при срыве ключа ограничено до 2000 а, т. е. амплитуда тока на один клапан составляет примерно 1000 а, что допустимо при длительности тока не более 0,1 сек. Существующая защита электропневматическими контакторами и реле перегрузки вполне обеспечивает сохранность клапанов при срывах тиристорного ключа.

В процессе пуска напряжение на якорях двигателей постепенно увеличивается от  $U_{\min}$  40 в до максимального напряжения, практически равного напряжению сети (750 в):

$$U_{\max} \approx (0,97 \div 0,98) U_c.$$

Поддержание эффективного заполнения 0,97—0,98 осуществляется системой автоматического регулирования, что обеспечивает устойчивую работу преобразователя при скачкообразном изменении напряжения в контактной сети.

Регулирование напряжения производится широким методом, так как на метрополитене применяется автоматическая локомотивная сигнализация, использующая частоты 75, 167 и 225 гц, и минимальная частота на конденсаторе фильтра должна быть более 400 гц.

При пуске вагона в течение 1—2 сек частота работы импульсного прерывателя постепенно увеличивается с 200 до 400 гц и затем остается постоянной. Уменьшение частоты при пуске производится с целью обеспечения максимальной плавности разгона.

Согласно [Л. 2] наибольшая пульсация напряжения на конденсаторе фильтра

$$\Delta U_{\text{сmax}} \approx \frac{I}{8Cf_{\Phi}}, \quad (1)$$

где  $I$  — ток параллельной ветви;  $f_{\Phi}$  — частота пульсаций на фильтре;  $C$  — емкость фильтра.

Максимальный ток двигателя при пуске составляет 350 а, выбранная емкость — 700 мкф, частота пульсаций равна удвоенной частоте преобразователя  $f_{\Phi} = 2f = 800$  гц. Следовательно,  $\Delta U_{\text{сmax}} = 78,5$  в, что составляет примерно 10% номинального напряжения сети. При значении сглаживающей индуктивности  $L_{\Phi} = 4,5$  мгн собственная частота фильтра

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} = 90 \text{ гц},$$

что значительно ниже частоты преобразователя, поэтому резонансных явлений опасаться не следует.

Реактор фильтра выполнен из алюминиевой шины без стального сердечника; масса реактора 100 кг. В качестве фильтровой емкости использованы специальные конденсаторы емкостью 350 мкф в банке, вес каждой из которых около 30 кг. Таким образом, масса фильтра равна 160 кг, что составляет приблизительно 1/3 общей массы импульсного преобразователя.

Можно было бы существенно уменьшить массу фильтра (примерно в 2 раза), применив схему, в которой все четыре двигателя включаются параллельно и каждый питается от своего тиристорного переключателя. Однако от такой схемы пришлось отказаться, так как при схеме с четырьмя параллельно включенными двигателями значительно

труднее обеспечить безыскровую коммутацию тяговых двигателей.

Для получения номинального напряжения на тяговых двигателях необходимо, чтобы прерыватель в этой схеме работал с коэффициентом заполнения  $\alpha = 0,5$ , поэтому коэффициент пульсации тока двигателя в номинальном режиме будет максимальным:

$$S_i \approx \frac{U\alpha(1-\alpha)}{2ILf} = \frac{0,25U}{2ILf}. \quad (2)$$

Так как допустимый коэффициент пульсации  $S_i$  при пусковом токе 300 а для двигателей ДК-104 ДК-108, как показали исследования, составляет примерно 0,05, то суммарная индуктивность  $L$  в цепи каждого двигателя согласно (2) будет равна  $15,6 \cdot 10^{-3}$  гн.

Поскольку индуктивность двигателя равна примерно 4,5 мгн, то индуктивность сглаживающего реактора должна быть не менее 11 мгн, масса реактора — около 100 кг, а общий вес всех реакторов составит приблизительно 400 кг.

При принятом варианте пульсация тока будет максимальна также при  $\alpha = 0,5$ , но коммутация двигателя в этом случае не является напряженной, так как среднее напряжение на якоре в 2 раза меньше номинального. Условия коммутации наименее благоприятны в момент, когда величина переменной составляющей реактивной э. д. с. максимальна:

$$\Delta e = S_i e_p,$$

где  $e_p = C_1 I v$  — реактивная э. д. с. коммутируемой секции двигателя.

Так как при пуске ток двигателя  $I$  поддерживается постоянным, а скорость  $v$  пропорциональна среднему напряжению, приложенному к двигателю,

$$S_i e_p = S_i C_1 I v = C_2 a U \cdot \frac{U\alpha(1-\alpha)}{2ILf}. \quad (3)$$

Взяв производную от (3) по  $\alpha$  и приравняв ее нулю, найдем, что наиболее опасным по условиям коммутации будет режим при  $\alpha = 2/3$ . Поскольку в этом случае реактивная э. д. с. составляет 2/3 номинальной, допустимая пульсация тока может быть взята в 1,5 раза большей, чем при параллельном включении двигателей, т. е.  $S_{i\max} \approx 0,075$ . Необходимая индуктивность в цепи двигателей определяется из (2) при  $\alpha = 2/3$  и  $S_i = 0,075$  и составляет  $9,25 \cdot 10^{-3}$  гн. Два включенных последовательно якоря обладают индуктивностью, равной примерно 9 мгн, поэтому сглаживающий реактор по расчету не нужен. Для большей надежности коммутации в цепи двигателей установлены сглаживающие реакторы индуктивностью по 4,5 мгн, массой 50 кг каждый.

Наличие сравнительно небольшого сглаживающего реактора позволяет устранить перенапряжения на якоре двигателя, обычно возникающие в момент закрытия рабочих клапанов, путем включения диода  $D_2$ . Благодаря этому максимальное напряжение на якоре не может быть большим напряжения фильтра, т. е. практически равняется напряжению сети. Таким образом, устраняется опасность возникновения кругового огня на коллекторе и пробоя изо-

ляции якоря из-за кратковременных пиков напряжения.

Установка диода в схеме способствует также стабилизации работы полупроводникового прерывателя в переходных режимах, так как по нему происходит частичный перезаряд коммутирующего конденсатора. Так как амплитуда перезарядного тока ограничивается индуктивностью реактора, значение этой амплитуды сравнительно мало (около 150 а), диод нагружен весьма мало, и увеличения коммутирующей емкости практически не требуется.

В качестве прерывателя постоянного тока были испытаны схемы: с совмещенной коммутирующей емкостью на два переключателя и с разделенными емкостями. Была принята схема с разделенными конденсаторами (рис. 1), обладающая следующими преимуществами: меньшее количество тиристорov; возможность реализации большого быстродействия схемы; отсутствие резкого изменения напряжения на тиристорах, характерного для схемы с совмещенным узлом коммутации.

В схеме применены гасящие конденсаторы емкостью 50 мкф в каждом прерывателе (масса 30 кг).

При выбранной величине коммутирующей емкости время приложения обратного напряжения к тиристорv (при его закрытии) в двигательном режиме составляет около 150 мксек (при максимальной нагрузке), а в тормозном — 180 мксек. Во всех цепях импульсного преобразователя предусмотрены линейные индуктивности для ограничения скорости нарастания тока [Л. 3] до величины  $di/dt < 10$  а/мксек.

Количество последовательно соединенных тиристорov и диодов принято исходя из возможности повышения напряжения контактной сети до 1200—1500 в. В схеме применены тиристоры типа ТЛ-200 класса 8—10, диоды ВЛ-200 класса 10—12.

Масса блока с вентилями составляет примерно 250 кг. Специального вентилятора для охлаждения вентиля нет. Они охлаждаются воздухом, попадающим в вентиляционный канал блока при движении поезда.

Таким образом, общая масса импульсного регулятора вагона метро составляет 570 кг при максимальной мощности 525 квт (ток 700 а, напряжение 750 в).

**Двигательный режим.** В этом режиме (рис. 1, а) импульсный преобразователь производит постепенное увеличение напряжения на якорях тяговых двигателей, одновременно с увеличением напряжения происходит постепенное уменьшение тока возбуждения («автоматическое» ослабление поля). Такой принцип построения схемы позволяет существенно сократить число элементов силовой схемы и упростить систему управления по сравнению со схемами, в которых регулирование напряжения производится одним ключом, а регулирование возбуждения — другим.

Безусловно нельзя рекомендовать разработанную систему во всех случаях, так как она требует тщательного согласования свойств прерывателя со свойствами двигателей и, в первую очередь, создания прерывателя, работающего с большим коэффициентом заполнения.

Схема с отдельными ключами для регулирования напряжения якоря и возбуждения более универсальна и также может найти применение в ряде случаев, например, когда прерыватель постоянного тока работает в режиме трансформатора, т. е. понижает или повышает напряжение.

В период непроводящего состояния тиристорного переключателя ток якоря в рассматриваемой схеме замыкается через обмотку возбуждения, шунтированную активным сопротивлением, и обратные диоды (сходная схема описывается в [Л. 4]). За это время происходит увеличение тока в обмотке возбуждения и накапливается электромагнитная энергия в поле катушки. В проводящий период времени (для тиристорного ключа) ток обмотки возбуждения замыкается через диод, подключенный к этой обмотке. По мере увеличения  $\alpha$ , т. е. в процессе роста напряжения на якорях двигателей, ток возбуждения уменьшается. Зависимость степени ослабления магнитного поля двигателя от величины  $\alpha$  является нелинейной и определяется в основном значением сопротивления  $R_{\text{ш}}$  шунтирующей обмотку возбуждения.

Среднее значение напряжения, прикладываемого к обмотке возбуждения,

$$U_{\text{в}} = I_{\text{ш}} R_{\text{ш}} \frac{1-\tau}{T} = (I_{\text{а}} - I_{\text{в}}) R_{\text{ш}} (1-\alpha),$$

где  $I$  — период следования импульсов;  $\tau$  — длительность открытого состояния тиристорov.

Среднее значение тока обмотки возбуждения

$$I_{\text{в}} = \frac{U_{\text{в}}}{R_{\text{в}}} = \frac{R_{\text{ш}}}{R_{\text{в}}} (I_{\text{а}} - I_{\text{в}}) (1-\alpha). \quad (4)$$

Разделим обе части (4) на среднее значение тока якоря  $I_{\text{а}}$  и введем параметр  $\beta$  (коэффициент ослабления поля):

$$\beta = \frac{I_{\text{в}}}{I_{\text{а}}} = (1-\beta) \frac{R_{\text{ш}}}{R_{\text{в}}} (1-\alpha). \quad (5)$$

Решив (5) относительно  $\beta$ , найдем:

$$\beta = \frac{1-\alpha}{\frac{R_{\text{в}}}{R_{\text{ш}}} + (1-\alpha)}. \quad (6)$$

На рис. 2 показана зависимость  $\beta = f(\alpha)$  при различных отношениях  $\frac{R_{\text{в}}}{R_{\text{ш}}}$ .

Для вагона метро было выбрано  $\frac{R_{\text{в}}}{R_{\text{ш}}} = 0,083$ . Такое соотношение позволяет получить незначительное уменьшение  $\beta$  в начале пуска (при малых  $\alpha$ ) и нужное ослабление поля в зоне высоких скоростей.

На рис. 2 показана также зависимость относительного изменения магнитного потока двигателя ДК-108 в режиме пуска при минимальной уставке пускового тока  $I_{\text{а}} = 260$  а (соответствует порожнему вагону).

На рис. 3 построены скоростные и тяговые характеристики двигателя ДК-108 при работе с импульсным регулятором в схеме с «автоматическим» ослаблением поля и характеристики двигателя серийного вагона при контакторно-реостатном пуске.

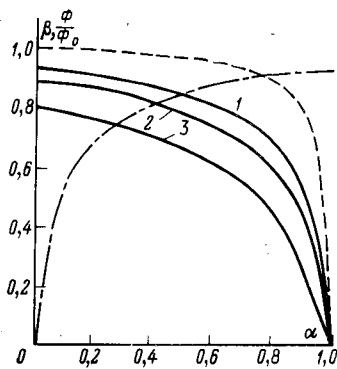


Рис. 2. Кривые изменения тока возбуждения и магнитного потока в процессе импульсного регулирования.

—  $\beta = f(\alpha)$  в двигательном режиме; - - -  $\beta = f(\alpha)$  в тормозном режиме;

- - -  $\frac{\Phi}{\Phi_0} = f(\alpha)$ ; 1 —  $\frac{R_b}{R_m} =$

$= 0,083$ ; 2 —  $\frac{R_b}{R_m} = 0,12$ ; 3 —

$\frac{R_b}{R_m} = 0,25$ .

Пуск при максимальном токе уставки происходит до  $\alpha = 0,91$ , что соответствует ограничению по регулированию. В дальнейшем, по мере возрастания скорости, ток (рис. 3,а) постепенно уменьшается и при максимальной скорости движения 90 км/ч становится равным 200 а. Такая зависимость тока от скорости объясняется тем, что при уменьшении тока с 350 до 200 а коэффициент заполнения  $\alpha$  изменяется от 0,91 до 0,97 за счет увеличения времени перезаряда коммутирующего конденсатора.

Тяговая характеристика (рис. 3,б) двигателя при импульсном регулировании получается существенно лучшей, чем у серийного вагона.

**Тормозной режим.** С помощью схемы рис. 1,б можно осуществить импульсное реостатное и рекуперативно-реостатное торможение.

К тиристор  $T_4$  каждый период прикладывается обратное напряжение в момент гашения рабочего тиристора  $T_1$ , поэтому при снятии управляющих импульсов тиристор  $T_4$  восстанавливает свои запирающие свойства. Когда на  $T_4$  не поступают управляющие импульсы, производится рекуперативно-реостатное торможение, энергия через обратные диоды  $D_0$  отдается в сеть. Переход на импульсное реостатное торможение производится подачей управляющих импульсов на включение  $T_4$  в момент времени, соответствующий окончанию перезаряда коммутирующей емкости.

Для обеспечения рекуперативно-реостатного торможения с реализацией максимальных тормозных усилий уменьшения напряжения на тиристорном ключе и ослабления пульсации тока тормозное сопротивление разделено на две части: регулируемую и нерегулируемую.

Если начало торможения происходит с большой скорости, когда напряжение на двух тяговых машинах велико (около 1500 в), часть энергии выделяется в нерегулируемом сопротивлении независимо от того происходит рекуперативное или реостатное торможение. При снижении скорости и равенстве среднего напряжения генераторов напряжению сети нерегулируемое сопротивление закорачивается. Нерегулируемая часть сопротивления составляет около 40% всей величины, закорачивание его тиристором практически не приводит к броску тока якоря из-за быстрого действия импульсного регулятора.

При рекуперативно-реостатном торможении коммутирующий конденсатор заряжается до напряжения сети, как и в двигательном режиме. Если напряжение сети повышается до 1000 в, что указы-

вает на отсутствие потребителей, автоматически отключается линейный контактор ЛК—1 и включаются тиристоры  $T_{и}$ , после чего происходит реостатное торможение.

При повышении номинального напряжения контактной сети до 1200—1500 в возможно рекуперативное торможение, в этом случае тиристорный преобразователь подключается параллельно всему тормозному сопротивлению  $R_1 + R_2$ .

В режиме реостатного торможения (рис. 1,б) коммутирующий конденсатор заряжается от напряжения, приложенного к части тормозного сопротивления  $R_1$ . Время приложения к тиристор обратного напряжения не зависит от режима работы, чем обеспечивается надежное гашение тиристора при всех режимах работы вплоть до самых малых скоростей движения (практически до полной остановки вагона).

При включении тиристорный прерыватель на короткое время  $\tau$  замыкает тормозное сопротивление, в связи с чем «эффективное» значение регулируемого сопротивления меняется при изменении  $\alpha$ .

Одновременно с регулированием величины тормозного сопротивления происходит и регулирование тока возбуждения, так как напряжение на обмотке возбуждения возникает лишь в отрезок времени  $\tau$ , соответствующий включенному состоянию тиристорного переключателя.

Методом, описанным выше, можно показать, что в тормозном режиме степень ослабления поля возбуждения тяговых двигателей определяется выражением:

$$\beta \approx \frac{\alpha}{\frac{R_b(R_m + R_1)}{R_m R_1} + \alpha}$$

Таким образом, при торможении с увеличением  $\alpha$  происходит увеличение тока возбуждения и уменьшение эффективного тормозного сопротивления. При малых значениях  $\alpha$  в основном изменяется величина  $\beta$  (рис. 2), а значение тормозного сопротивления меняется мало. При  $\alpha > 0,2$  изменение  $\alpha$  влияет практически только на эффективное значение тормозного сопротивления. Такая зависимость является благоприятной для осуществления реостатного торможения, когда в области высоких скоростей (рис. 3,а) в большей степени требуется регулировать поле, а в зоне меньших скоростей — тормозное сопротивление.

При скоростях выше 50 км/ч приходится ограничивать напряжение, контроль за которым ведется специальным устройством. Это вызвано необходимостью предотвратить опасность возникновения кругового огня на коллекторе тягового двигателя. Начиная со скорости 50 км/ч и ниже, ведется регулировка с поддержанием постоянного тока якоря. Примерно при 30 км/ч выводится нерегулируемая часть тормозного сопротивления, после чего опять происходит постепенное увеличение  $\alpha$  с уменьшением скорости.

Зависимость тормозного усилия от скорости приведена на рис. 3,б, из которого видно, что при импульсном регулировании существенно повышается интенсивность торможения по сравнению с серийным вагоном.

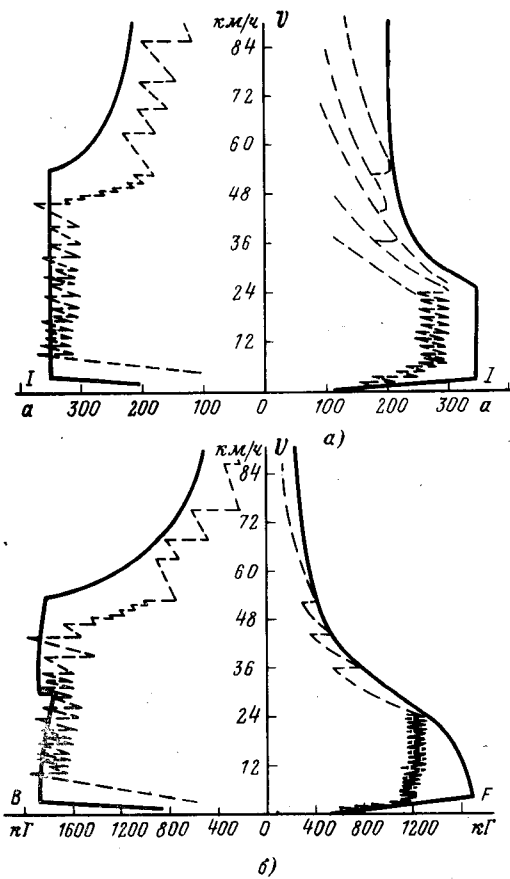


Рис. 3. Скоростные (а) и тяговые (б) характеристики двигателя типа ДК-108 в схеме с автоматическим ослаблением поля.

**Результаты тягово-тормозных испытаний.** Были произведены сравнительные испытания серийного вагона и такого же вагона, оборудованного импульсным регулятором, на одном и том же участке при одинаковых токах уставки. Соответствующие осциллограммы процесса пуска показаны на рис. 4.

У вагона с импульсным регулированием по сравнению с серийным вагоном время выхода на ток уставки меньше, а при больших скоростях значение тока якоря выше. Благодаря этому на 1,0—1,5 сек быстрее происходит эвакуация состава со станции, а также быстрее набирается скорость, что позволяет раньше отключиться от сети и перейти на режим выбега. Тем самым достигается экономия электроэнергии не только за счет ликвидации потерь в пусковых реостатах, но и за счет уменьшения потерь при торможении из-за снижения скорости начала торможения.

На рис. 5 показаны осциллограммы тока в сети при пуске вагонов. Совершенно очевидно, что при импульсном регулировании, нагрузка тяговой сети уменьшается, а также улучшается режим работы: отсутствуют резкие толчки тока, характерные для контакторного реостатного пуска.

При торможении (рис. 6) на вагоне с импульсным регулированием более быстро и плавно нарастает тормозное усилие и сохраняется до скорости около 2—3 км/ч, т. е. до остановки.

Благодаря быстрому самовозбуждению машины и отсутствию провалов в тормозном усилии вагон с импульсным регулированием имеет тормозной путь в 1,5—2 раза меньший, чем серийный вагон при одинаковой уставке тока. Результаты сравнительных испытаний (рис. 7) даны для скоростей начала торможения 30—60 км/ч. При более высоких скоростях серийные вагоны не могут работать в режиме автоматического торможения, так как от уставки по току нужно переходить к контролю по напряжению, что в контакторной схеме сделать весьма сложно (на серийных вагонах такая автоматика отсутствует). Это заставляет производить сначала подтормаживание с небольшими токами и только после снижения скорости до 60 км/ч переходить на автоматическое торможение. Естественно, при импульсном регулировании длина тормозного пути будет значительно меньше, процесс торможения ведется автоматически под контролем управляющего устройства.

Коммутация тяговых двигателей вполне удовлетворительна, и есть все основания предполагать, что износ щеток и коллектора у двигателей при импульсном регулировании будет значительно меньшим, чем у двигателей серийных вагонов.

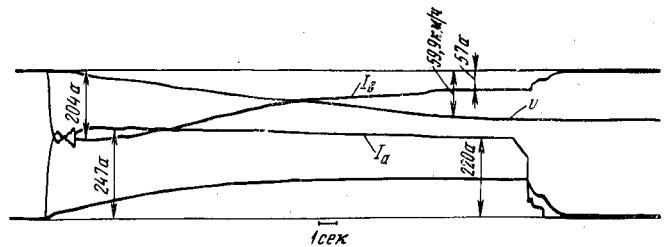


Рис. 4. Осциллограмма процесса пуска вагона с импульсным регулятором.

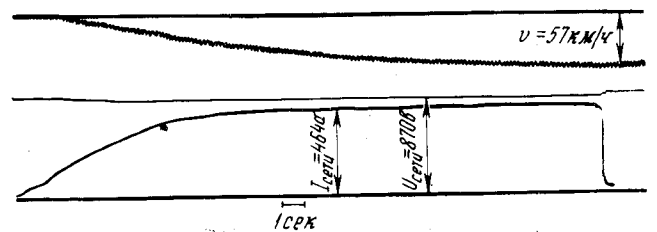


Рис. 5. Осциллограмма тока, потребляемого из сети, при пуске вагона с импульсным регулятором.

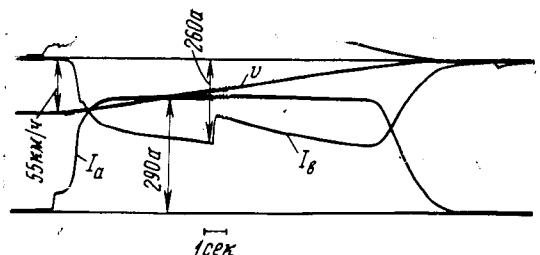


Рис. 6. Осциллограмма процесса торможения вагона с импульсным регулятором.



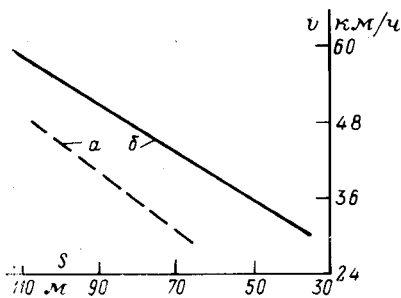


Рис. 7. График зависимости длины тормозного пути от скорости начала торможения вагона серийного (а) и вагона с импульсным регулятором (б).

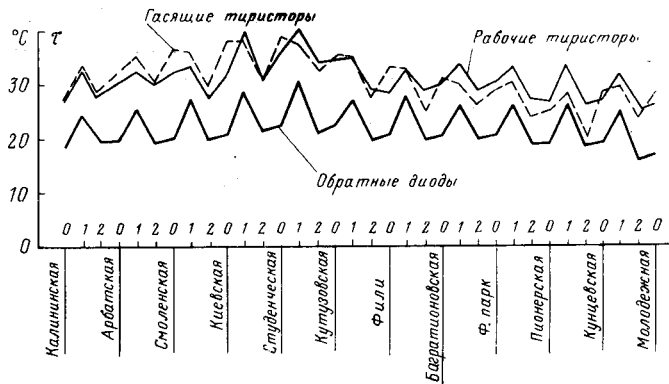


Рис. 8. Результаты измерений температуры вентиля. 1 — конец пуска; 2 — начало торможения; 0 — конец торможения.

Нужно подчеркнуть, что хорошая коммутация двигателей при импульсном регулировании обеспечивается в основном за счет малых пульсаций тока (3—5%). При больших значениях коэффициента пульсации тока возникли бы все неприятности, известные по опыту эксплуатации электроподвижного состава переменного тока с однофазными выпрямителями.

**Нагрев силовых полупроводниковых вентиляей.** На рис. 8 показаны результаты измерения температуры вентиляей при движении вагона в графике поездов метрополитена. Температура измерялась с помощью термопар, заложенных в отверстие глубиной 20 мм и диаметром 2 мм, просверленное в гайке вентиля, так что измеренная температура близка к температуре  $pn$ -перехода.

В опытном составе был отключен один вагон, чтобы имитировать нагрузку 12 т (средняя нагрузка 8 т), уставка тока при пуске и торможении составляла около 300 а.

Результаты измерений следующие.

Колебания температуры в процессе одного цикла (пуск — выбег — торможение — стоянка) не превосходят 6—8 °C.

Максимальный пик температуры, зарегистрированный при непрерывной в течение 12 ч эксплуатации вагона, составил 40 °C. Этой температуре соответствует превышение температуры корпуса вентиля, равное 12 °C.

Как показывают расчеты, для более тяжелых условий эксплуатации (уставка 350 а, работа на линии «Речной вокзал» — «Каховская») превышение температуры корпуса вентиля не должно превышать 25—30 °C. Это дает основание ожидать длительной службы вентиляей, так как и абсолютные температуры и их перепад в условиях эксплуатации невелики.

**Выводы.** 1. Размещение электрооборудования под вагоном не встречает затруднений, а общая масса электрооборудования снижается на 200—300 кг по сравнению с массой электрооборудования серийного вагона.

2. Улучшает пуско-тормозные характеристики вагона, что позволяет повысить пропускную способность линий метрополитена на 10%.

3. Снижается расход электроэнергии.

4. Появляется возможность рекуперативного торможения вплоть до полной остановки.

5. Можно ожидать существенного снижения расходов на ремонт электрооборудования из-за резкого уменьшения контактной аппаратуры.

6. В настоящее время можно переходить к комплексным работам по совершенствованию систем энергоснабжения, автоведения и СЦБ и связи на основе применения подвижного состава с импульсным регулированием скорости, позволяющим увеличить напряжение в контактной сети и скорость сообщения и автоматизировать процесс ведения поезда.

## ЛИТЕРАТУРА

1. Розенфельд В. Е., Шевченко В. В. и др., Тиристорное управление электрическим подвижным составом постоянного тока, изд-во «Транспорт», 1970.

2. Heintz K., Wagner R., Elektronischer Gleichstromsteller zur Geschwindigkeitssfeuerung von aus Fahrleitungen gespeisten Gleichstrom-Triebfahrzeugen, «ETZ», Aus. A, H. 5, 1966.

3. Хвостов В. С. и Гаврилов Я. И., Исследование схемы мощного импульсного преобразователя с параллельной емкостной коммутацией, «Электричество», 1967, № 10.

4. Кнапп Р., Der Gleichstromsteller zum Antrieb und Bremsch von Gleichstrom fahrzeugen, «Broun Boweri Mitteilungen», 1970, № 6/7.

[3.11.1971]



# Анализ переходных процессов в преобразовательных системах с нелинейными индуктивностями

Канд. техн. наук М. И. ДУБРОВИН

Тольятти

и канд. техн. наук А. В. СЕВРЮГОВ

Сызрань

**Введение.** Существующий метод анализа переходных процессов в цепях с вентильными преобразователями основывается на применении аппарата разностных уравнений [Л. 1 и 2]. Отличительной особенностью рассматриваемой методики является линейность всех, за исключением вентилях, элементов расчетной схемы. При этом решение для дискретных значений выпрямленного тока удается, как правило, получить в замкнутом виде независимо от причины переходного процесса.

Предложенный способ повышения устойчивости мощных вентильных систем против обратных зажигания и пропусков зажигания за счет включения насыщающихся дросселей [Л. 3] приводит к появлению в расчетной схеме преобразователя второго нелинейного элемента — нелинейной индуктивности. Проведенный в [Л. 4] анализ позволяет установить основные закономерности протекания стационарных процессов в схеме мостового преобразователя с фазными дросселями (рис. 1). Не менее важным следует считать решение вопроса о влиянии насыщающихся дросселей на характер протекания переходных процессов. Одновременно, как частный результат, получается решение для стационарного режима работы преобразователя, свободное от допущения постоянства выпрямленного тока, принятого в [Л. 4].

При составлении расчетной схемы принято, что питающая система представляется симметричной трехфазной системой э. д. с.  $e_1, e_2, e_3$ , индуктивность которой вместе с индуктивностью рассеяния трансформатора образуют индуктивное сопротивление в фазе контура коммутации, равное  $x_T$ .

Кроме обычных допущений, принимаемых при анализе мощных вентильных систем, введем дополнительные ограничения:

- сердечники насыщающихся дросселей обладают идеально прямоугольной петлей гистерезиса;
- угол зажигания  $\alpha$  остается постоянным;
- сохраняется непрерывность выпрямленного тока;
- угол коммутации  $\gamma$  не превышает величины, равной  $\pi/3$ .

Рассмотрим переходный процесс, протекающий при включении выпрямителя на противо-э. д. с.  $E$ . Заметим, что результаты сделанных ниже аналитических выводов можно также использовать для расчета переходных процессов при скачкообразном изменении э. д. с. питающей сети, противо-э. д. с.  $E$  и любого параметра схемы, в том числе и угла зажигания  $\alpha$ , если новые значения указанных величин остаются в дальнейшем без изменения.

**Условия перемагничивания дросселей.** При встречном включении основных и перемагничивающихся обмоток, имеющих соответственно  $\omega_0$  и  $\omega_n$  витков, магнитное состояние сердечников дросселей определяется действием н. с.:

$$F_j = \omega_0 i_j - \omega_n i_{j+1}. \quad (1)$$

Здесь  $i_j$  и  $i_{j+1}$  — токи чередующихся фаз питающей сети,  $j = 1, 2, 3, 1, \dots$

Анализ уравнения (1) за период изменения питающих э. д. с. показывает, что н. с.  $F_j$  является знакопеременной функцией, наибольшее значение которой равно  $(\omega_0 + \omega_n)i$ , если  $i$  — выпрямленный ток. Следовательно, процесс периодического перемагничивания дросселей  $D_1, D_2$  и  $D_3$  имеет место лишь при  $(\omega_0 + \omega_n)i > \omega_n i_c$ , где  $i_c$  — ток коэрцитивной силы, приведенной к виткам перемагничивающей обмотки. В противном случае сердечники находятся в насыщенном состоянии и дроссели не оказывают влияния на протекание процессов в схеме.

Характер протекания процесса перемагничивания при  $(\omega_0 + \omega_n)i > \omega_n i_c$  существенным образом зависит от значения выпрямленного тока в момент начала рассматриваемого процесса. Обозначим через  $\rho$  — угол перемагничивания, отсчитываемый от момента начала коммутации до момента начала процесса перемагничивания, и соответственно через  $i(\rho)$  — мгновенное значение выпрямленного тока в момент начала процесса перемагничивания. Тогда при  $i(\rho) < i_c$  в течение каждого коммутационного промежутка в схеме протекает процесс перемагничивания сердечника того дросселя, основная обмотка которого обтекается током зажигающегося вентиля (режим аномального перемагничивания). Значения токов погасающих вентилях в моменты начала процессов аномального перемагничивания находим из (1), полагая  $F_j = \omega_n i_c$ :

$$i_0 = (1 + \varepsilon)i(\rho) - \varepsilon i_c, \quad (2)$$

где

$$\varepsilon = \frac{\omega_n}{\omega_0}.$$

Возрастание значений  $i(\rho)$  в переходном процессе сопровождается уменьшением угла перемагничивания от значения  $\rho = \gamma$  в начале до значения  $\rho = 0$  в конце режима аномального перемагничивания. При  $i(\rho) > i_c$  в течение каждого коммутационного промежутка в схеме протекает процесс перемагничивания того дросселя, основная обмотка которого обтекается током погасающего вентиля (режим нормального перемагничивания). Значения токов погасающих вентилях в моменты начала процессов нормального перемагничивания находим из (1), полагая  $F_j = -\omega_n i_c$ :

$$i_0 = \frac{\varepsilon}{1 + \varepsilon} [i(\rho) - i_c]. \quad (3)$$

Таким образом, протекание переходного процесса в общем случае начинается с режима, характеризующегося насыщенным состоянием сердечников дросселей. Затем возникает режим аномального перемагничивания, переходящий при дальнейшем

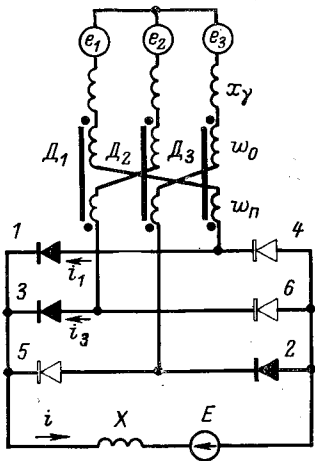


Рис. 1. Эквивалентная схема исследуемой системы.

увеличении выпрямленного тока в режим нормального перемагничивания. Изменение э. д. с. выпрямителя, показанное на рис. 2, поясняет последовательность режимов перемагничивания сердечников дросселей в переходном процессе при включении выпрямителя. В момент включения ток начинает проходить через два смежных вентеля, и через промежуток времени, равный  $\pi/3$ , начинается первый коммутационный процесс. В рассматриваемом переходном процессе предполагается, что первая коммутация протекает при насыщенном состоянии сердечников дросселей. В процессе второй и третьей коммутаций в схеме имеет место режим аномального перемагничивания сердечников, переходящий в дальнейшем в режим нормального перемагничивания. В зависимости от скорости нарастания тока переходного процесса, определяемой соотношением индуктивных сопротивлений цепей постоянного и переменного токов, в схеме устанавливается определенная последовательность режимов перемагничивания. Причем режим с насыщенным состоянием сердечников и режим их аномального перемагничивания имеют место лишь при  $X \gg x_r$ . В противном случае в схеме, начиная с первой коммутации, устанавливается режим нормального перемагничивания.

**Вывод уравнений для расчета переходных процессов.** Рассмотрим протекание переходного процесса в некотором промежутке времени длительностью  $\pi/3$ , начало которого смещено на целое число интервалов повторяемости структуры схемы  $\vartheta = n\pi/3$  ( $n=1, 2, 3, \dots$ ) относительно момента включения. Для определенности считаем, что в коммутационной части этого промежутка ток проводят вентили 1, 2 и 3, а в межкоммутационной части — вентили 2 и 3. При  $(1+\epsilon)i > \epsilon i_c$  в процессе коммутации имеет место режим аномального перемагничивания сердечника дросселя  $D_2$ , если  $i(\rho) < i_c$ , либо режим нормального перемагничивания сердечника дросселя  $D_1$ , если  $i(\rho) > i_c$ . Изменение токов вентилях 1, 2 и 3, показанное в нижней части рис. 2, соответствует режиму нормального перемагничивания сердечника дросселя  $D_1$ . Для коммутационной части рассматриваемого промежутка из схемы рис. 1 имеем следующие исходные уравнения:

$$\left. \begin{aligned} (X + x_r) \dot{i} + x_r \dot{i}_1 + \omega p [\Psi_1 + \epsilon \Psi_2] &= e(n) - E; \\ (X + x_r) \dot{i} + x_r \dot{i}_3 - \omega p [\epsilon \Psi_1 - (1 + \epsilon) \Psi_2] &= \\ &= e(n+1) - E; \quad i_1 + i_3 = i. \end{aligned} \right\} \quad (4)$$

Здесь  $\Psi_1, \Psi_2$  — потокосцепления основных обмоток дросселей  $D_1$  и  $D_2$  соответственно;  $p = \frac{d}{dt}$ ;  $\vartheta = \omega t$ .

Электродвижущие силы  $e(n)$  и  $e(n+1)$  относи-

тельно начала переходного процесса (рис. 2) записываем в виде:

$$e(n) = \sqrt{3} E_m \cos(\vartheta + \alpha + \pi/6 - n\pi/3);$$

$$e(n+1) = \sqrt{3} E_m \cos(\vartheta + \alpha - \pi/6 - n\pi/3).$$

Дополнительно к (4) имеем  $p\Psi_1 = 0$  для режима аномального перемагничивания сердечника дросселя  $D_2$  и  $p\Psi_2 = 0$  для режима нормального перемагничивания сердечника дросселя  $D_1$ .

Рассмотрим в первую очередь режим аномального перемагничивания сердечников дросселей  $D_1, D_2$  и  $D_3$  ( $i(\rho) < i_c$ ).

Интегрирование второго уравнения (4) в пределах от  $n\pi/3$  до  $(n+1)\pi/3$  приводит к разностному уравнению относительно дискретных значений тока переходного процесса:

$$\begin{aligned} (X + 2x_r)i(n+1) - (X + x_r)i(n) &= \\ = \sqrt{3} E_m \cos \alpha - 2\omega(1 + \epsilon) \Psi_s - \frac{\pi}{3} E, \end{aligned} \quad (5)$$

где  $\Psi_s = \omega_0 S B_s$  — потокосцепление основной обмотки дросселя, сердечник которого находится в насыщенном состоянии.

Из (5) следует важный вывод о том, что в вентильных системах, содержащих нелинейные индуктивности, изменение дискретных значений выпрямленного тока в моменты начала коммутаций, по-прежнему описывается линейным разностным уравнением. Подвергая (5) прямому и обратному дискретному преобразованию Лапласа, получаем решетчатую функцию для токов  $i(n)$ :

$$i(n) = i_{уст} \left[ 1 - \left( \frac{x+1}{x+2} \right)^{n-r} \right] + i(r) \left( \frac{x+1}{x+2} \right)^{n-r}, \quad (6)$$

где

$$i_{уст} = \frac{\frac{3}{\pi} \sqrt{3} E_m \cos \alpha - \frac{6}{\pi} \omega(1 + \epsilon) \Psi_s - E}{\frac{3}{\pi} x_r};$$

$$x = \frac{X}{x_r};$$

$r$  и  $i(r)$  — соответственно номер промежутка и дискретное значение тока переходного процесса, начиная с которых в схеме устанавливается режим аномального перемагничивания.

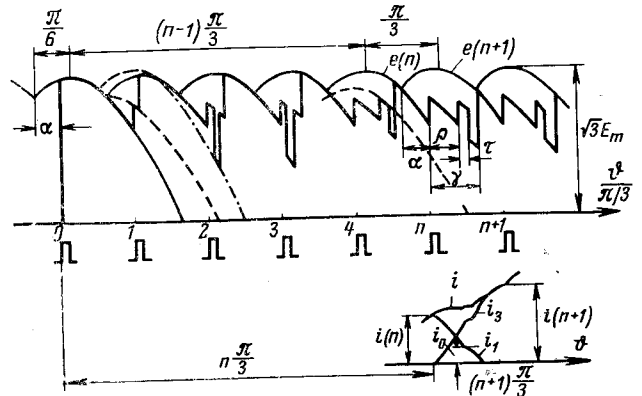


Рис. 2. Изменение э. д. с. и выпрямленного тока в переходном процессе при включении выпрямителя.

Полученное решение отличается от известного [Л. 1] появлением в числителе выражения для  $i_{уст}$  дополнительного члена, равного  $\frac{6}{\pi} \omega(1+\varepsilon)\Psi_s$ . По этому, следуя методике [Л. 5], можно установить, что эквивалентный генератор, которым может замещаться преобразователь с нелинейными индуктивностями для расчета переходных процессов, не изменяет своих параметров, но имеет э. д. с., уменьшенную на указанную величину.

Решение уравнений (7) относительно токов  $i$  и  $i_1$  для промежутка времени  $n\pi/3 \leq \vartheta \leq n\pi/3 + \rho$  дает:

$$\left. \begin{aligned} (2X + 3x_\gamma) i &= (2X + 3x_\gamma) i(n) - 2E(\vartheta - \\ &- n\pi/3) + 3E_m [\sin(\vartheta + \alpha - n\pi/3) - \sin \alpha]; \\ (2X + 3x_\gamma) i_1 &= (2X + 3x_\gamma) i(n) - E(\vartheta - \\ &- n\pi/3) + \sqrt{9(1+x) + 3x^2} E_m [\sin(\vartheta + \\ &+ \alpha + \varphi - n\pi/3) - \sin(\alpha + \varphi)], \end{aligned} \right\} (7)$$

где

$$\varphi = \operatorname{arctg} \frac{1}{\sqrt{3}} (3 + 2x).$$

При уменьшении тока вентиля  $I$  до значения, равного  $i_0$  при одновременном достижении выпрямленным током величины  $i(\rho)$ , в схеме начинается процесс аномального перемангничивания сердечника  $D_2$ . Исходное уравнение для определения угла перемангничивания  $\rho$  получаем в результате интегрирования уравнений (4) в пределах от  $n\pi/3$  до  $n\pi/3 + \rho$  и их совместного решения с (2):

$$\begin{aligned} i(n) - \frac{1+2\varepsilon}{1+\varepsilon} i_0 + \frac{\varepsilon}{1+\varepsilon} i_c &= \\ = \frac{\sqrt{3} E_m}{x_\gamma} [\cos \alpha - \cos(\alpha + \rho)]. \end{aligned} \quad (8)$$

Для исключения из (8)  $i_0$  воспользуемся вторым уравнением (7), полагая в котором  $\vartheta = n\pi/3 + \rho$  и учитывая  $i_1(n\pi/3 + \rho) = i_0$ , приходим к следующему трансцендентному уравнению относительно  $\rho$ :

$$\begin{aligned} i_c - i(n) &= \frac{\sqrt{3} E_m}{\varepsilon x_\gamma} \left\{ (1 + \varepsilon) [\cos \alpha - \cos(\alpha + \rho)] - \right. \\ &- \frac{\rho(1+2\varepsilon)E}{(3+2x)\sqrt{3}E_m} + (1+2\varepsilon) \times \\ &\times \left. \frac{\sqrt{3(1+x)+x^2}}{3+2x} [\sin(\alpha + \varphi + \rho) - \sin(\alpha + \varphi)] \right\}. \end{aligned}$$

Начальное значение угла  $\rho$  в режиме аномального перемангничивания определяем из решения (7) и (8) при  $i_0 = 0$ :

$$\begin{aligned} \sqrt{9(1+x) + 3x^2} E_m [\sin(\alpha - \varphi + \rho) - \\ - \sin(\alpha - \varphi)] &= \rho E + \frac{\varepsilon}{1+\varepsilon} (2X + 3x_\gamma) i_c. \end{aligned} \quad (9)$$

Конец режима аномального перемангничивания сердечников имеет место при  $i(n) = i_c$ , что можно установить из (8), полагая  $\rho = 0$  и  $i_0 = i(n)$ . Для определения мгновенных значений токов  $i$ ,  $i_1$  и потокосцепления основной обмотки дросселя  $D_2$

в промежутке времени  $n\pi/3 + \rho \leq \vartheta \leq n\pi/3 + \rho + \tau$  дополнительно к (4) из (2) имеем:

$$\rho i_1 = (1 + \varepsilon) \rho i. \quad (10)$$

Совместное решение (4) и (10) приводит к уравнению для расчета длительности процессов аномального перемангничивания  $\tau$ :

$$\begin{aligned} [3 + 2x + (1 + 2\varepsilon)^2] \omega \Psi_s + (1 + 2\varepsilon) E \tau &= \\ = \frac{1}{2} \sqrt{3(3 + 2x)^2 + 9(1 + 2\varepsilon)^2} E_m [\sin(\alpha + \rho + \tau - \\ - \xi) - \sin(\alpha + \rho - \xi)], \end{aligned}$$

где

$$\xi = \operatorname{arctg} \frac{3 + 2x}{\sqrt{3}(1 + 2\varepsilon)}.$$

Выражение для расчета длительности всего коммутационного участка в режиме аномального перемангничивания сердечников дросселей получаем из решения (4) относительно  $\rho i_1$  и интегрирования найденного уравнения в пределах от  $n\pi/3$  до  $n\pi/3 + \rho$ :

$$\begin{aligned} (2X + 3x_\gamma) i(n) + 2\omega(1+x-\varepsilon)\Psi_s &= \gamma E - \\ - \sqrt{9(1+x) + 3x^2} E_m [\sin(\alpha + \varphi + \gamma) - \sin(\alpha + \varphi)]. \end{aligned} \quad (11)$$

Дифференциальное уравнение для нахождения мгновенных значений тока переходного процесса в межкоммутационной части интервала повторяемости получаем из второго уравнения (4), полагая  $i_3 = i$  и  $\rho \Psi_1 = \rho \Psi_2 = 0$ . Его решение из условия  $i = i(n+1)$  при  $\vartheta = (n+1)\pi/3$  дает:

$$\begin{aligned} (X + 2x_\gamma) i &= (x + 2x_\gamma) i(n+1) - E[\vartheta - (n+1)\pi/3] + \\ + \sqrt{3} E_m [\sin(\vartheta + \alpha - \frac{\pi}{6} - n\pi/3) - \sin(\alpha + \pi/6)]. \end{aligned} \quad (12)$$

Аналогичный анализ нормального перемангничивания сердечника дросселя к выражению для расчета дискретных значений тока переходного процесса:

$$i(n) = i_{уст} \left[ 1 - \left( \frac{x+1}{x+2} \right)^{n-q} \right] + i(q) \left( \frac{x+1}{x+2} \right)^{n-q}, \quad (13)$$

где

$$i_{уст} = \frac{\frac{3}{\pi} \sqrt{3} E_m \cos \alpha - \frac{6}{\pi} \omega \varepsilon \Psi_s - E}{\frac{3}{\pi} x_\gamma};$$

$q$  и  $i(q)$  — соответственно номер промежутка и дискретное значение выпрямленного тока, начиная с которых в схеме устанавливается режим нормального перемангничивания.

Для расчета мгновенных значений токов  $i$  и  $i_1$  в промежутках времени, когда сердечник дросселя  $D_1$  находится в насыщенном состоянии, в силе остаются уравнения (7) и (12). Вместо уравнения (8) для режима нормального перемангничивания дросселей имеем:

$$i(n) + \frac{1-\varepsilon}{\varepsilon} i_0 + i_c \frac{\sqrt{3} E_m}{x_\gamma} [\cos \alpha - \cos(\alpha + \rho)]. \quad (14)$$

Исключая в (14)  $i_0$  с помощью второго уравнения (7), приходим к уравнению для  $\rho$ :

$$i(n) + \varepsilon i_c = \frac{\sqrt{3} E_m}{x_T} \left\{ \varepsilon [\cos \alpha - \cos(\alpha + \rho)] + \right. \\ \left. + \frac{\rho(1-\varepsilon)E}{(3+2x)\sqrt{3}E_m} - (1-\varepsilon) \times \right. \\ \left. \times \frac{\sqrt{3(1+x)+x^2}}{3+2x} [\sin(\alpha + \varphi + \rho) - \sin(\alpha + \varphi)] \right\}.$$

Начальное значение угла перемagnичивания  $\rho$  определяем в результате совместного решения (3), (7) и (13) при  $i_0=0$ :

$$\sqrt{9(1+x)+3x^2} E_m [\sin(\alpha - \varphi + \rho) - \sin(\alpha - \varphi)] = \\ = \rho E + (2X + 3x_T) i_c. \quad (15)$$

Для нахождения мгновенных значений токов  $i$ ,  $i_1$  и потокосцепления основной обмотки дросселя  $D_1$  в процессе нормального перемagnичивания его сердечника дополнительно к (4) из (3) имеем:

$$(1+\varepsilon) p i_1 = \varepsilon p i. \quad (16)$$

Из совместного решения (4) и (16) приходим к уравнению для расчета длительности процессов нормального перемagnичивания  $\tau$ :

$$[(1-\varepsilon)^2 + (3+2x)(1+\varepsilon)^2] \omega \Psi_s - (1-\varepsilon) E \tau = \\ = \frac{1}{2} \sqrt{9(1-\varepsilon)^2 + 3[(1+\varepsilon)(3+2x)]^2} E_m [\sin(\alpha + \\ + \zeta + \rho) - \sin(\alpha + \zeta + \rho + \tau)],$$

где

$$\zeta = \arctg \frac{(1+\varepsilon)(3+2x)}{\sqrt{3}(1-\varepsilon)}.$$

Для расчета длительности коммутационных участков в режиме нормального перемagnичивания дросселей применимо уравнение (11), если принять коэффициент перед  $\Psi_s$  равным  $2\omega[2+x+\varepsilon(1+x)]$ .

В заключение сделаем несколько замечаний по определению номеров промежутков  $r$  и  $q$  и дискретных значений выпрямленного тока  $i(r)$  и  $i(q)$ , входящих в (6) и (13).

Переходный процесс при включении выпрямителя сопровождается нарастанием выпрямленного тока, в результате чего длительность коммутационных участков увеличивается при переходе от одного промежутка, длительностью  $\pi/3$ , к другому. Если угол коммутации  $\gamma$  меньше начального угла перемagnичивания  $\rho$ , определяемого из (9), то для расчета переходного процесса полностью применимы выражения [Л. 1], так как сердечники дросселей  $D_1$ ,  $D_2$  и  $D_3$  находятся в насыщенном состоянии.

В некотором промежутке, имеющем порядковый номер  $r$  ( $r=1, 2, 3, \dots$ ), длительность коммутационного участка достигает величины начального угла перемagnичивания ( $\gamma \geq \rho$ ). При этом в схеме, начиная с промежутка  $r$ , устанавливается режим аномального перемagnичивания сердечников дросселей. Таким образом, номер промежутка  $r$  и соответствующее ему дискретное значение выпрямленного тока  $i(r)$  определяем из расчета переходного процесса при насыщенном состоянии сердечников дросселей по нарушению условия  $\gamma < \rho$ . Аналогичным образом находим порядковый номер промежутка  $q$

и соответствующее ему дискретное значение выпрямленного тока  $i(q)$ , начиная с которых в схеме устанавливается режим нормального перемagnичивания сердечников. При этом переход схемы из режима аномального перемagnичивания в режим нормального перемagnичивания сердечников дросселей определяем по нарушению условия  $\gamma < \rho$ , где  $\rho$  — значение начального угла перемagnичивания, вычисленное из (15).

Заметим, что предварительное вычисление начальных углов перемagnичивания позволяет определять последовательность режимов перемagnичивания сердечников дросселей не только в рассматриваемом переходном процессе, но и в любом другом, вызванном скачкообразным изменением э. д. с. питающей сети противоз. д. с.  $E$  или параметров расчетной схемы. В переходных процессах, сопровождающихся нарастанием выпрямленного тока, номер промежутка  $q$  можно предварительно определить из условия  $i(n) = i_c$  в конце режима аномального перемagnичивания. Применяя это условие к уравнению (6) находим:

$$n = r + \frac{\log [i_{\text{вер}} - i(r)] - \log [i_{\text{вер}} - i_c]}{\log(2+x) - \log(1+x)} = q - \sigma,$$

где  $0 < \sigma < 1$ .

После этого из (6) находим  $i(q)$ , полагая  $n=q$ .

Аналогичным образом можно определить номер промежутка  $q$ , начиная с которого в схеме устанавливается режим аномального перемagnичивания в переходных процессах, сопровождающихся снижением выпрямленного тока. Для этого полагая  $i_0=0$  в (14) и определяя  $\rho$  из (15), находим значение выпрямленного тока:

$$i(q-m) = \frac{\sqrt{3} E_m}{x_T} [\cos \alpha - \cos(\alpha + \rho)] - i_c,$$

удовлетворяющее при  $0 < m < 1$  условию  $i(n) > i(q-m) < i(n+1)$ , где  $i(n)$  и  $i(n+1)$  — дискретные значения тока переходного процесса, определяемые из (13).

Если при дальнейшем уменьшении выпрямленного тока в течение переходного процесса возможен режим без перемagnичивания сердечников дросселей, то, полагая в (8)  $i_0=0$  и определяя  $\rho$  из (9), получим:

$$i(r-s) = \frac{\sqrt{3} E_m}{x_T} [\cos \alpha - \cos(\alpha + \rho)] - \frac{\varepsilon}{1+\varepsilon} i_c.$$

При  $0 < s < 1$  значение выпрямленного тока  $i(r-s)$  удовлетворяет условию  $i(n) > i(r-s) > i(n+1)$ , где  $i(n)$  и  $i(n+1)$  — дискретные значения тока переходного процесса, определяемые из (6). В переходных процессах при  $\gamma < \pi/3$  условия зажигания вентилей не зависят от магнитного состояния сердечников дросселей. Поэтому возможность зажигания очередного вентиля так же, как и в [Л. 1] приводит к следующему неравенству:

$$\sqrt{3} E_m [(2+x) \sin \alpha + \cos(\alpha + \pi/6)] \geq E.$$

В заключение отметим, что полагая  $n \rightarrow \infty$  в (6) и (13), получаем решение для стационарного режима рассматриваемой схемы без допущения о постоянстве выпрямленного тока.

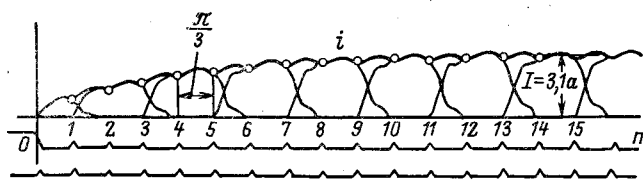


Рис. 3. Осциллограмма включения системы «выпрямитель — реактор — инвертор».

Для экспериментального подтверждения предлагаемой методики расчета были поставлены опыты на лабораторной установке, собранной по схеме «выпрямитель — реактор — инвертор». Оба преобразователя были выполнены на тиристорах по шести-фазной мостовой схеме. Насыщающиеся дроссели, включенные со стороны схемной обмотки выпрямителя, имели следующие параметры:  $\omega_0=110$ ;  $\omega_{\pi}=30$ ;  $B_s=1,1 \text{ тл}$ ;  $S=9 \cdot 10^{-4} \text{ м}^2$ ;  $i_c=0,65 \text{ а}$ . В опытах осциллографировался переходный процесс включения выпрямителя на подготовленный инвертор. На осциллограмме (рис. 3) записаны токи анодной группы вентилей выпрямителя, кривая нарастания выпрямленного тока и управляющие импульсы выпрямителя и инвертора.

В данном опыте параметры схемы имели следующие значения:  $x_{\gamma_{\text{в}}}=10 \text{ ом}$ ,  $r_{\gamma_{\text{в}}}=0,9 \text{ ом}$  (включая сопротивление двух обмоток насыщающегося дросселя);  $x_{\gamma_{\text{и}}}=5,5 \text{ ом}$ ;  $r_{\gamma_{\text{и}}}=0,5 \text{ ом}$ ; индуктивное сопротивление реактора  $x=61 \text{ ом}$ ; активное сопротивление цепи постоянного тока  $R=6,1 \text{ ом}$ ; амплитуда линейного напряжения схемной обмотки каждого преобразователя при холостом ходе  $\sqrt{3}E_m=268 \text{ в}$ . Опыт проводился при  $\alpha=10^\circ$  (выпрямитель) и  $\beta=50^\circ$  (инвертор). Для расчета дискретных значений выпрямленного тока в моменты зажигания вентилей выпрямитель и инвертор заменялись соответственно генератором и двигателем [Л. 5] с параметрами:

$$X_{\text{э.в}} = 1,5x_{\gamma_{\text{в}}}; \quad R_{\text{э.в}} = \frac{3}{\pi}x_{\gamma_{\text{в}}} + 1,75r_{\gamma_{\text{в}}};$$

$$X_{\text{э.и}} = 1,5x_{\gamma_{\text{и}}}; \quad R_{\text{э.и}} = \frac{3}{\pi}x_{\gamma_{\text{и}}} + 1,75r_{\gamma_{\text{и}}}.$$

В рассматриваемом переходном процессе, начиная с первой коммутации, устанавливается нор-

мальный режим перемагничивания дросселей, так как  $i(1) > i_c$ . Поэтому расчет дискретных значений выпрямленного тока, изменяющихся по экспоненциальному закону [Л. 5], проводился с учетом (13) по выражению:

$$i(n) = \frac{\frac{3}{\pi} \sqrt{3} E_m [\cos \alpha - \cos \beta] - \frac{6}{\pi} \omega_s \Psi_s}{R_{\text{э.в}} + R_{\text{э.и}} + R} \times \left[ 1 - \exp\left(-\frac{\theta}{\theta}\right) \right],$$

где

$$\theta = \frac{X_{\text{э.в}} + X_{\text{э.и}} + X}{R_{\text{э.в}} + R_{\text{э.и}} + R}.$$

Рассчитанные дискретные значения  $i(n)$  при  $n=1, 2, 3, \dots, 14$  показаны на рис. 3 точками и дают хорошее совпадение с соответствующими мгновенными значениями выпрямленного тока на осциллограмме.

**Выводы.** 1. Независимо от режима перемагничивания дросселей изменение дискретных значений тока переходного процесса описывается линейным разностным уравнением.

2. Электродвижущая сила эквивалентного генератора, которым замещается преобразователь с нелинейными дросселями для расчета переходных процессов, зависит от электромагнитных параметров дросселей.

### ЛИТЕРАТУРА

1. Поссе А. В., Расчет переходных процессов в системе «выпрямитель — реактор — встречная э. д. с.», Изв. АН СССР, «Энергетика и транспорт», 1964, № 1.
2. Нейман Л. Р., Поссе А. В. и Слоним М. А., Метод расчета переходных процессов в цепях, содержащих вентильные преобразователи, индуктивности и э. д. с., «Электричество», 1966, № 2.
3. Дубровин М. А., Применение насыщающихся дросселей в высоковольтных преобразователях, «Электротехника», 1967, № 7.
4. Аблаев М. А., Дубровин М. А. и Севрюгов А. В., Анализ режимов мостового преобразователя с насыщающимися дросселями, «Электричество», 1972, № 1.
5. Поссе А. В., Обоснование замены выпрямителя эквивалентным генератором для расчета переходных процессов, Изв. АН СССР, «Энергетика и транспорт», 1965, № 4.

[19.4.1972]



# Обратимые преобразователи и некоторые вопросы теории вентильных схем

В. М. КОЛЕСНИКОВ

Москва

Обратимым преобразователем (ОП) будем называть преобразователь, который может без переключения схемы и изменения полярности источников питания работать в стабилизированном режиме независимого (автономного) инвертора, зависимого инвертора, преобразователя частоты, выпрямителя, в качестве промежуточного звена преобразования постоянного напряжения одной величины в другую при последующем выпрямлении выходного напряжения и т. п. Переход от одного режима работы ОП к другому и стабилизация осуществляются системой частотного и фазового управления, благодаря чему достигается универсальность работы преобразователя при высоком быстродействии. Рассматриваемые преобразователи, построенные на обычных однопроводящих вентилях, требуют одинакового или меньшего числа вентилях по сравнению с автономными стабилизированными инверторами, но выгодно отличаются от них своей универсальностью, обеспечивающей не только стабилизированный режим автономного инвертора, но и целый ряд других режимов, указанных выше.

Обратимые преобразователи являются сложными устройствами с нелинейными элементами, при анализе которых обычными методами встречаются большие трудности. Эти трудности особенно значительны при расчете динамических режимов: пуска, остановки, изменения параметров нагрузки скачком или непрерывно при постоянной частоте; плавного или скачкообразного изменения частоты при постоянных или переменных параметрах. Анализ ОП сильно усложняется еще и тем, что в отдельных режимах их работы каждый интервал распадается на два переменных подынтервала.

Известные методы расчета процессов в технике преобразования тока основаны на получении решений для отдельных интервалов времени, ограниченных точками разрыва и последующим припасовыванием этих решений. Однако методы «припасовывания» оказываются практически неприемлемыми для замкнутых систем ОП, когда мгновенные схемы описываются уравнениями высокого порядка с переменными коэффициентами, а интервалы изменяются во времени.

В настоящей статье излагается метод, общие соображения о котором высказаны в [Л. 1]. Метод позволяет получить приближенные соотношения в замкнутой форме, что существенно облегчает анализ и расчет подобного рода преобразователей. Идея метода заключается в следующем.

1. Вентильный преобразователь замещается импульсной системой со структурой: входная непрерывная часть — импульсная часть — выходная непрерывная часть [Л. 1]. Так например, при работе ОП в режиме автономного инвертирования элементами структуры являются: цепь постоянного тока (сглаживающий реактор, конденсаторы, активные сопротивления и т. п.) — входной непрерывной частью; цепь переменного тока (коммутирующие

емкости и нагрузка) — выходной непрерывной частью; оставшаяся часть, в которую войдут вентили, — импульсной. Вообще к импульсной части ОП мы будем относить один или несколько элементов цепи, ток через которые или напряжение на них описываются разрывными функциями времени и имеют форму импульсов. Искусственное деление ОП на непрерывные и импульсную части создает определенные удобства для применения математического аппарата [Л. 1 и 2].

2. Оценивается нестационарная составляющая в выходной непрерывной части. Для этого введена дискретная характеристика  $K^*[n, \epsilon]$  как результат воздействия импульсов тока или напряжения, форма, максимальная частота и скважность которых соответствуют данной схеме преобразователя при работе в стационарном режиме. Предполагается, что если при скачкообразном изменении амплитуды, частоты, длительности и скважности нестационарной составляющей тока (или напряжения) можно пренебречь, то при действительных более медленных изменениях этих величин с нестационарной составляющей тем более можно не считаться.

3. Указывается область изменения параметров преобразователя (длительности, частоты повторения импульсов и глубины обратной связи), для которых нестационарной составляющей в выходной непрерывной части можно пренебречь.

4. Выходная непрерывная часть замещается идеализированной схемой, процессы в которой не зависят от числа импульсов.

5. Определяется сопротивление на входе импульсной части, которое предполагается линейным.

6. Преобразователь заменяется линейными схемами замещения, из которых определяются переходные процессы и значения токов и напряжений.

Метод основан на допущениях: сопротивление на входе импульсной части считается линейным; падение напряжения в вентилях и коммутация анодных токов в режиме автономного инвертирования, намагничивающий ток трансформатора и нестационарная составляющая в выходной непрерывной части не учитываются.

Первое допущение не вносит существенных погрешностей, так как несмотря на наличие нелинейных элементов (вентилей), преобразователь в целом является линейной системой с переменными параметрами, что подтверждается линейностью амплитудной характеристики. Остальные допущения являются общепринятыми за исключением нестационарной составляющей.

Некоторые из наиболее характерных разновидностей ОП приведены на рис. 1. На базе этих схем по аналогии с классическими однонаправленными преобразователями можно построить большое разнообразие ОП: параллельных и последовательных, тока и напряжения, мостовых и лучевых, однофазных и многофазных. Большинство ОП на рис. 1 дано на симметричных вентилях, хотя на практике они

могут быть выполнены частично или полностью и на однопроводящих вентилях. Обратимые преобразователи на симметричных вентилях наиболее универсальны, просты и экономичны. Кроме сравнительной простоты требуемой системы управления существенным преимуществом симметричных тиристоров по сравнению с двумя однопроводящими тиристорами, как известно, является более полное использование полезной площади слоев *pn*-переходов при одних и тех же габаритах. При любом направлении энергии в схемах на симметричных вентилях работают все вентили, а в схемах на однопроводящих вентилях только половина, если не учитывать небольшую нагрузку обратных вентилях в режиме автономного инвертирования. Кроме этого, ОП на симметричных вентилях строятся на меньшем их числе и отличаются большей надежностью, так как при перенапряжениях в обратном направлении происходит лишь ложное отпирание тиристора.

Симметричные тиристоры, выпускаемые в настоящее время промышленностью, при работе в мощных ОП требуют применения анодных насыщающихся дросселей. Хотя габариты и стоимость дросселей по сравнению с основным оборудованием ОП во много раз меньше (так как роль их сводится к ограничению скорости изменения тока и напряжения лишь в первый момент) все же применение их несколько усложняет схему преобразователя. Надо полагать, что по мере улучшения качества симметричных тиристоров эта необходимость отпадет.

В настоящее время продолжают исследования по улучшению качества симметричных тиристоров [Л. 3]. Добавление насыщающихся дросселей вносит несущественные изменения в процессы преобразования и их можно не учитывать. Для простоты все преобразователи на симметричных вентилях даны на рисунках без насыщающихся дросселей. Обратимые преобразователи (рис. 1, *a—в*) построены на базе классических схем. Работу этих ОП в различных режимах, указанных выше, рассмотрим на примере простейшей схемы рис. 1, *a*.

В выпрямительном режиме обеспечивается любая полярность напряжения  $U_d$  (реверс) в зависимости от работы вентилях, подключенных к обмоткам *I* и *II*. Попеременная работа вентилях позволяет обеспечить на выходе биполярное напряжение  $U_d$  пониженной или повышенной модулированной частоты (без звена постоянного тока) при подаче вместо  $U_d$  напряжения низкой частоты. Зависимое инвертирование обеспечивается при любой полярности  $U_d$  при работе соответствующей пары вентилях *I* или *II*. Независимое (автономное) инвертирование можно получить при работе вентилях, подключенных к обмотке *II* в качестве основных (с емкостной коммутацией) и вентилях *I* в качестве обратных (выпрямитель обратного напряжения).

Фазовым управлением вентилями *I*, обеспечивающими обратную связь по напряжению, можно пла-

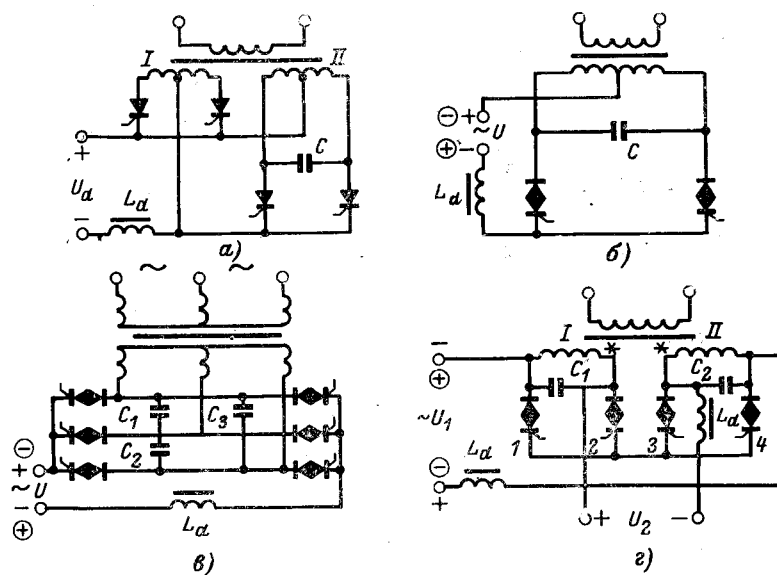


Рис. 1.

вно изменять угол  $\delta$  и, следовательно, влиять на основные характеристики инвертора во всем диапазоне изменения частоты, характера и величины нагрузки вплоть до холостого хода. Последнее особенно важно, когда питание ОП осуществляется от нерегулируемого источника постоянного тока (например, от аккумулятора).

Преобразование постоянного напряжения  $U_d$  одного значения независимо от его полярности в постоянное напряжение другого значения определенной полярности можно обеспечить включением выпрямителя в цепь переменного тока. Работа ОП, приведенных на рис. 1, *б* и *в*, принципиально не отличается от работы ОП на рис. 1, *а*. Особенности этих схем ясны из рисунков. Роль прямых и обратных вентилях в ОП рис. 1, *б* и *в* выполняются симметричные вентили. Обратимый преобразователь рис. 1, *г* построен на базе однонаправленных преобразователей с нулевыми вентилями [Л. 4]. Достоинством этих схем является повышенный коэффициент мощности, наличие общего потенциала у всех вентилях, автономность источников питания, облегченный режим работы вентилях и хорошее использование трансформатора. Для обычного инвертирования без стабилизации выходного напряжения достаточно включить в схему рис. 1, *г* однопроводящие вентили так, чтобы у 1-го и 2-го вентилях под общим потенциалом находились катоды, а у 3-го и 4-го — аноды.

При открытых 1-м и 3-м вентилях ток от первого источника будет течь через указанные вентили и обмотку *II*, а ток от второго источника — через эти же вентили и обмотку *I*. После отпирания 2-го и 4-го вентилях произойдет запираание 1-го и 3-го вентилях. Токи от источников будут теперь течь через 2-й и 4-й вентили соответственно: ток от первого источника через обмотку *I*, а ток от второго источника через обмотку *II* и т. д. Для стабилизации и регулирования выходного напряжения достаточно вместо обычных вентилях включить симметричные, управление которыми должно осуществляться по частоте и фазе. Полная обратимость преобразова-



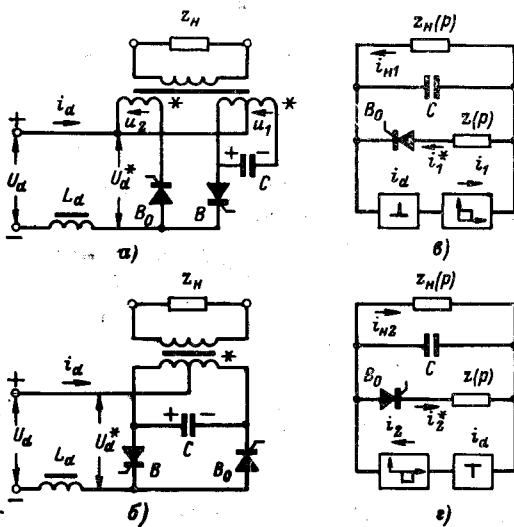


Рис. 2.

теля будет обеспечена включением всех симметричных или встречно-параллельных вентилялей.

Схема при одном источнике постоянного напряжения (рис. 1,з) может инвертировать ток при однопроводящих вентилях, имеющих попарно общие потенциалы анодов или катодов, в зависимости от полярности входа. При открытых 1-м и 3-м вентилях ток течет через обмотку II, а при открытых 2-м и 4-м — через обмотку I. Коммутация, как и в предыдущих схемах, осуществляется емкостями. Для обеспечения регулирования и стабилизации выходного напряжения необходимо, как и при двух источниках, включить симметричные вентили, например 2-й и 3-й, а для полной обратимости необходимы все симметричные вентили.

Система управления ОП принципиально не отличается от обычных систем частотного и фазового управления однонаправленными преобразователями. Особенность системы в том, что частотное и фазовое управление симметричными вентилями осуществляется по одному входу в режиме автономного инвертирования, что достигалось с помощью питания управляющего электрода каждого вентиля через трансформатор от двух независимых источников.

Рассмотрим процессы в ОП, схема которого представлена на рис. 1,а. Преобразователь работает в режиме независимого инвертора тока. Для простоты будем считать число витков обмоток трансформатора одинаковым, трансформатор и вентили идеальными, коммутацию анодных токов мгновенной.

На рис. 2,а приведена мгновенная схема замещения преобразователя для интервала открытого состояния основного  $B$  и обратного  $B_0$  вентилялей.

Длительность этого инвертора равна времени протекания тока через вентиль  $B_0$ , обусловленного разрядом емкости  $C$  по замкнутому контуру, состоящему из емкости, вентилялей  $B$  и  $B_0$  и полуобмоток трансформатора, начала которых обозначены звездочкой. При одинаковом числе витков обмоток трансформатора напряжения  $u_1$  и  $u_2$  равны и совпадают по фазе, поэтому схему рис. 2,а можно представить в виде рис. 2,б. Последняя схема является

схемой замещения ОП, построенного на симметричных вентилях (рис. 1,б) для момента отпирания в прямом направлении одного симметричного вентиля и запираия в прямом и отпирания в обратном направлении второго симметричного вентиля. Таким образом, очевидна эквивалентность схем замещения преобразователя с выпрямителем обратного напряжения и преобразователя, построенного на симметричных или встречно-параллельных вентилях.

После изменения полярности напряжения на емкости ток через обратный вентиль  $B_0$  прекратится и мгновенная схема до момента отпирания второго основного вентиля будет иметь такой же вид, какой она имеет для классической схемы инвертора без выпрямителя обратного тока.

Таким образом, каждый интервал вне коммутации основных вентилялей можно представить в виде двух интервалов: первого, в течение которого через основной открывшийся вентиль  $B$  течет ток, состоящий из тока разряда емкости  $i^*$  и входного тока  $i_d$ , и второго, когда через вентиль  $B$  течет только ток, равный  $i_d$ .

Мгновенные схемы, соответствующие первому и второму интервалам вне коммутации основных вентилялей, удобно заменить импульсными схемами замещения рис. 2,в и г, состоящими из непрерывной выходной и импульсной частей. Импульсная часть каждой из схем представлена в виде простейшего импульсного элемента и части, которая формирует импульсы  $i_1$  и  $i_2$  определенной частоты, длительности и полярности с соответствующим сдвигом относительно начала координат. Сопротивлением  $Z(p)$  учитывается общее сопротивление контура разряда емкости, в который могут входить индуктивности рассеяния трансформатора, реактивные сопротивления анодных дросселей, активные сопротивления цепей и т. д.

Прежде чем перейти к определению токов в цепях и напряжений на элементах схемы оценим нестационарную составляющую в выходной непрерывной части с помощью характеристики  $K^*[n, \varepsilon]$  и укажем область изменения параметров схемы, частоты повторения и длительности импульсов тока (напряжения), при которых нестационарной составляющей можно пренебречь. В общем виде  $K^*[n, \varepsilon]$  можно найти из выражения:

$$K^*_1(q) = K_\Phi(q) \int_0^{\infty} e^{-q\bar{t}} K(\bar{t}) \sum_{k=0}^n \delta(\bar{t} - k) d\bar{t}, \quad (1)$$

где  $K_\Phi(q)$  — передаточная функция, характеризующая форму импульсов;  $\delta(\bar{t} - k)$  — периодическая последовательность  $\delta$ -функций;  $k = 1, 2, 3, \dots, n$ ;  $q$  — параметр дискретного преобразования Лапласа;  $\bar{t} = \frac{t}{T} = n + \varepsilon$  — относительное время;  $n = 0, 1, 2, 3, \dots$ ;

$K(\bar{t})$  — импульсная характеристика выходной непрерывной части, аналитическое выражение которой зависит от вида корней характеристического уравнения  $q$ , [Л. 5]. Обозначим передаточную функцию выходной непрерывной части через:

$$\bar{K}_n(q) = \frac{P_n(q)}{Q_n(q)}.$$

Тогда если  $q_v$  — простые, то

$$K(\bar{t}) = \sum_{v=1}^l \frac{P_n(q_v)}{Q'_n(q_v)} e^{q_v(n+\bar{t})},$$

если корни кратные, то

$$K(\bar{t}) = \sum_{v=0}^s \sum_{\mu=0}^{r_v-1} \frac{C'_{v\mu}}{\mu!} \frac{d^\mu}{dq_v^\mu} [e^{q_v(n+\bar{t})}].$$

Здесь

$$C'_{v\mu} = \frac{1}{(r_v - \mu - 1)!} \frac{d^{r_v - \mu - 1}}{dq_v^{r_v - \mu - 1}} \times \left[ \frac{P_n(q)}{TQ_n(q)} (q - q_v)^{r_v} \right]_{q=q_v}.$$

Так как интеграл в (1) существует только при целочисленных значениях аргумента  $\bar{t} = n$ , то можем записать, полагая

$$K_\Phi(q) \bar{K}_n(q) = \frac{P(q)}{Q'(q)} = K(q):$$

$$K^*[n, \varepsilon] = \sum_{v=1}^l \frac{P(q_v)}{Q'(q_v)} e^{q_v \varepsilon} \sum_0^n e^{q_v n}; \quad (2)$$

$$K^*[n, \varepsilon] = \sum_{v=0}^s \sum_{\mu=0}^{r_v-1} \frac{C'_{v\mu}}{\mu!} \frac{d^\mu}{dq_v^\mu} e^{q_v \varepsilon} \sum_0^n e^{q_v n}, \quad (3)$$

где

$$C'_{v\mu} = \frac{1}{(r_v - \mu - 1)!} \frac{d^{r_v - \mu - 1}}{dq_v^{r_v - \mu - 1}} \times \left[ \frac{P(q)}{Q(q)} (q - q_v)^{r_v} \right]_{q=q_v}.$$

После суммирования и выделения части, зависящей от  $n$ , получим окончательно:

$$K^*[n, \varepsilon] = \sum_{v=1}^l \frac{P_n(q_v)}{Q'_n(q_v)} \frac{e^{q_v(n+1+\varepsilon)}}{1 - e^{q_v}}; \quad (4)$$

$$K^*[n, \varepsilon] = \sum_{v=0}^s \sum_{\mu=0}^{r_v-1} \frac{C'_{v\mu}}{\mu!} \frac{d^\mu}{dq_v^\mu} \frac{e^{q_v(n+1+\varepsilon)}}{1 - e^{q_v}}. \quad (5)$$

При принятых допущениях форма импульсов  $i_1$  и  $i_2$  в стационарном режиме близка к прямоугольной; скважность импульсов равна двум. В данном случае точная форма импульсов заранее неизвестна. Однако для оценки нестационарной составляющей знание точной формы импульсов необязательно. Достаточно реальный импульс заменить идеальным, представленным приближенно кусочно-линейной или кусочно-параболической кривой с единичной амплитудой. В рассматриваемом случае идеальная форма импульсов в стационарном режиме будет прямоугольной, для которой

$$K_\Phi = \frac{1 - e^{-q\tau}}{q},$$

где  $\tau$  — длительность импульсов.

Непрерывная часть каждой из импульсных схем замещения рис. 2 имеет переменные параметры и описывается двумя передаточными функциями по

току. Токи в цепях и напряжения на элементах исходной схемы преобразователя найдем путем наложения результатов, полученных для каждой из импульсных схем замещения рис. 2, в и г. Избегая громоздких выражений, положим  $Z_n(p) = R_n$  и  $Z(p) = R$ . Введем относительные постоянные выходной непрерывной части:

$$\alpha_1 = \frac{T}{R_n C}; \quad \alpha_2 = \frac{T}{R_3 C}; \quad R_3 = \frac{R_n R}{R_n + R},$$

где  $T$  — период повторения.

При работе ОП в режиме инвертирования, когда управление осуществляется не только по частоте, но и по фазе в «обратном» направлении, передаточная функция выходной непрерывной части системы имеет два значения: одно значение в интервале воздействия импульсов, а другое — на всем интервале между импульсами или на отдельных его участках. Исходные уравнения, полученные из схемы рис. 2, при  $i^*_1 = 0$  приведем к виду:

$$i_1(q) = i_n(q) + \frac{q}{\alpha_1} i_n(q), \quad \tilde{K}_n(q) = \frac{i_n(q)}{i_1(q)} = \frac{\alpha_1}{q + \alpha_1}, \quad 0 \leq \varepsilon \leq \varepsilon^*;$$

$$i_1(q) = i_n(q) + \frac{q}{\alpha_2} i_n(q), \quad \tilde{K}_n(q) = \frac{i_n(q)}{i_1(q)} = \frac{\alpha_1}{\frac{q}{a} + \alpha_1},$$

$$\varepsilon^* \leq \varepsilon \leq 1,$$

где  $a = \frac{R_n}{R_3}$ ;  $\varepsilon^*$  — фиксированное значение  $\varepsilon$ , соответствующее моменту отпирания вентиля в обратном направлении.

На рис. 3 показано изменение напряжения на вентиле при  $a=1$  (кривая 1) и  $a \neq 1$  (кривая 2). В последнем случае вентиль отпирается системой управления в обратном направлении в фиксированный момент времени  $\varepsilon^*_1$ . Пределы изменения  $\varepsilon^*$  ограничены интервалом  $\gamma \leq \varepsilon^* \leq \varepsilon_m$ , где  $\varepsilon_m$  — значение  $\varepsilon$ , соответствующее моменту перехода напряжения на вентиле через нуль при  $a=1$ . Значение  $\varepsilon_m$  легко найти из стационарного режима при  $a=1$ . Найдем характеристику  $K^*[n, \varepsilon]$  для нашего случая.

Из (4) для  $\alpha_1 = \alpha_2 = a$  находим:

$$K^*[n, \varepsilon] = \frac{1 - e^{-a\tau}}{1 - e^{-a\varepsilon}} e^{-a(n+1+\varepsilon)}.$$

При  $\alpha_1 \neq \alpha_2$  имеем:  $\tilde{K}_n(q) = \frac{\alpha_1}{\frac{q}{a} + \alpha_1}$  для  $\varepsilon^* \leq \varepsilon \leq 1$ .

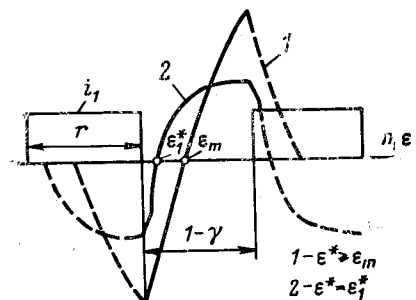


Рис. 3.

Отношение  $q/a$  в выражении для  $K_n(q)$  означает изменение масштаба времени в  $a$  раз. Для учета этого изменения необходимо интервал  $(1-\varepsilon^*)$  в оригинале умножить на  $a$ .

Для этого достаточно произвести замены:

$$1-\gamma \text{ на } (\varepsilon^*-\gamma) + (1-\varepsilon^*)a$$

$$1 \text{ на } \varepsilon^* + (1-\varepsilon^*)a$$

$$\varepsilon-\gamma \text{ на } a(\varepsilon-\varepsilon^*) \text{ при } \varepsilon^* \leq \varepsilon \leq 1 \text{ и т. д.}$$

Так как интервал между импульсами  $(1-\gamma)$  распадается на два подинтервала  $(\varepsilon^*-\gamma)$  и  $(1-\varepsilon^*)$ , то для каждого из трех интервалов имеем:

$$K^*[n, \varepsilon] = \frac{1 - e^{-\alpha_1 \gamma}}{1 - e^{-\alpha_3}} e^{-\alpha_3(n+1)} e^{-\alpha_1 \varepsilon}, \quad 0 \leq \varepsilon \leq \gamma;$$

$$K^*[n, \varepsilon] = \frac{e^{-\alpha_1 \gamma} - 1}{1 - e^{-\alpha_3}} e^{-\alpha_3(n+1)} e^{-\alpha_1(\varepsilon-\gamma)}, \quad \gamma \leq \varepsilon \leq \varepsilon^*;$$

$$K^*[n, \varepsilon] = \frac{e^{-\alpha_1 \gamma} - 1}{1 - e^{-\alpha_3}} e^{-\alpha_3(n+1)} e^{-\alpha_1(\varepsilon-\varepsilon^*)a}, \quad \varepsilon^* \leq \varepsilon \leq 1,$$

где  $\alpha_3 = \alpha_1[\varepsilon^* + (1-\varepsilon^*)a]$ .

Так как  $R_3 \ll R_n$ , то  $\alpha_3 \approx \alpha_1(1-\varepsilon^*)$  или  $\alpha_3 \approx \frac{T}{R_3 C}(1-\varepsilon^*)$ .

Нестационарный процесс затухает тем быстрее, чем больше  $\alpha_3$ , т. е. чем меньше значения  $1/T$ ,  $R_3$ ,  $C$  и  $\varepsilon^*$ . При больших значениях  $a$  и  $\varepsilon^* = \gamma$  стационарный процесс устанавливается сразу.

С нестационарным процессом можно не считаться, если  $K^*[n, \varepsilon] \leq 0,05$ ,  $n \leq 1$ , т. е. при  $\alpha_3 \geq 3$ .

Таким образом, при  $\alpha_1 = \alpha_2 = \alpha$  затухание  $K^*[n, \varepsilon]$  зависит только от  $a$ .

При  $\alpha_1 \neq \alpha_2$  затухание характеристики  $K^*[n, \varepsilon]$  определяется параметрами  $\alpha_1$ ,  $\alpha_2$  и  $\alpha_3$ . При больших  $a$  процесс затухания зависит в основном от влияния обратной связи.

Ток  $i_{н1}$  в стационарном режиме при идеализированной форме импульсов найдем из (2), полагая  $n = \infty$  и учитывая, оригинал выражения (2) распадается на два интервала изменения, что при наличии запаздывания  $\gamma$ , так как при отрицательном значении аргумента  $t$  характеристика  $K(t)$  тождественно равна нулю [Л. 5]:

$$i_{н1} = i_d^* \left[ 1 - \frac{1 - e^{-\alpha_2(1-\gamma)}}{1 - e^{-\alpha_3}} e^{-\alpha_1 \varepsilon} \right], \quad 0 \leq \varepsilon \leq \gamma;$$

$$i_{н1} = i_d^* \left[ \frac{1 - e^{-\alpha_1 \gamma}}{1 - e^{-\alpha_3}} e^{-\alpha_1(\varepsilon-\gamma)} \right], \quad \gamma \leq \varepsilon \leq \varepsilon^*;$$

$$i_{н1} = i_d^* \frac{1 - e^{-\alpha_1 \gamma}}{1 - e^{-\alpha_3}} e^{-\alpha_2(\varepsilon-\varepsilon^*)}, \quad \varepsilon^* \leq \varepsilon \leq 1,$$

где  $i_d^*$  — среднее значение тока  $i_d$  в стационарном режиме.

Выражение для суммарного тока в нагрузке получим в виде:

$$i_n = i_d^* \left[ \frac{1 - e^{-\alpha_3} - (1 - e^{-\alpha_2(1-\gamma)}) e^{-\alpha_1 \varepsilon}}{1 - e^{-\alpha_3}} - \frac{(1 - e^{-\alpha_1 \gamma}) e^{-\alpha_1(\varepsilon-\gamma)}}{1 - e^{-\alpha_3}} - \frac{(1 - e^{-\alpha_1 \gamma}) e^{-\alpha_2(\varepsilon-\varepsilon^*)}}{1 - e^{-\alpha_3}} \right] (-1)^n$$

или  $i_n = i_d^* K(\varepsilon)$ . Множитель  $(-1)^n$  учитывает полярность выходного тока.

При больших значениях  $\alpha_3$  и  $\varepsilon^* = \gamma$  имеем:

$$i_n = i_d^* (1 - e^{-\alpha_1 \varepsilon}) (-1)^n.$$

Этот закон изменения тока устанавливается сразу после включения. Баланс мощностей запишем в виде:

$$U_d i_d^* = i_d^{*2} R_n \int_0^1 K^2(\varepsilon) d\varepsilon,$$

откуда найдем среднее значение тока:

$$i_d^* = \frac{U_d}{R_n \overline{K^2(\varepsilon)}},$$

где

$$\overline{K^2(\varepsilon)} = \int_0^1 K^2(\varepsilon) d\varepsilon.$$

Величина  $K^2(\varepsilon)$  является безразмерной и характеризует передачу выходного активного сопротивления на вход инвертора. Эта величина при выполнении условия  $\alpha_3 \geq 3$  не зависит от времени, поэтому переходный процесс при включении инвертора будет описываться простейшим уравнением вида:

$$U_d = L_d \frac{di_d}{dt} + i_d R_n \overline{K^2(\varepsilon)}.$$

Решением этого уравнения будет экспоненциальное изменение входного тока, являющегося огибающей выходного тока. При активно-индуктивной нагрузке инвертора передаточные функции по току равны [Л. 1 и 2], определяются выражениями:

$$\tilde{K}_n(q) = \frac{i_n}{i_d} = \frac{\overline{\omega_c^2}}{q^2 + 2\beta q + \overline{\omega_c^2}}, \quad 0 \leq \varepsilon \leq \gamma;$$

$$\tilde{K}_n(q) = \frac{i_n}{i_d} = \frac{a^* \overline{\omega_c^2}}{q^2 + 2a^* \beta q + a^{*2} \overline{\omega_c^2}}, \quad \gamma \leq \varepsilon \leq 1,$$

где

$$\beta = \frac{R_n T}{2L_n}, \quad \overline{\omega_c^2} = \frac{T^2}{CL_n}, \quad \varepsilon^* = \varepsilon_m.$$

Значения выходных величин тока или напряжения при переменных параметрах найдем аналогично вышеизложенному с учетом новых передаточных функций. Ввиду громоздкости этих формул здесь они не приводятся [Л. 1 и 2]. Отметим лишь, что если передаточная функция непрерывной части, например, не имеет кратных полюсов и изменение параметров происходит не на всем участке  $\gamma \leq \varepsilon \leq 1$ , а лишь на участке  $1-\varepsilon^*$ , то с переходным процессом можно не считаться, если

$$\frac{\omega L_n}{R_n} \leq \frac{\pi [\varepsilon^* + a^*(1-\varepsilon)]}{3 - \varepsilon^* + \gamma - a^*(1-\varepsilon^*)},$$

где  $\omega = \frac{2\pi}{T}$ .

В заключение рассмотрим работу ОП в режиме выпрямления, когда отдельные вентили выполняют роль нулевых [Л. 4 и 6].

Несмотря на внешнее различие преобразователей с нулевыми вентилями, легко показать, что процессы в этих преобразователях описываются одинаковыми дифференциальными уравнениями и их можно свести к одной и той же импульсной схеме замещения.

На рис. 4,а показана мгновенная схема, соответствующая интервалу одновременной работы потенциального вентиля  $B$  и нулевого вентиля  $B_0$ , например, одновременному протеканию токов  $i_2$  и  $i_4$  (интервал I на рис. 4,з). В этой схеме замещения потоки рассеяния трансформатора учитываются введением индуктивности  $L_s$ , а активное сопротивление обмотки сопротивлением  $R_0$ .

Аналогичная схема замещения будет соответствовать и одновременной работе другой пары потенциального и нулевого вентиля, т. е. протеканию токов  $i_1$  и  $i_3$  (рис. 4,з).

Мгновенная схема на рис. 4,б соответствует одновременной работе нулевых вентилях (интервал II), т. е. одновременному протеканию токов  $i_1$  и  $i_4$ . Ток в контуре схемы замещения обозначен через  $i_5$ .

Мгновенные схемы на рис. 4,а и б можно объединить в одну импульсную систему с переменными параметрами непрерывной части на рис. 4,в, импульсная часть которой обозначена пунктиром. В этой схеме замещения на непрерывную часть воздействуют импульсы напряжения  $e$  со скажностью  $\gamma$  рис. 4,г. После преобразований выражения для тока нагрузки примут вид:

$$i[n, \varepsilon] = \frac{E_m}{z} \sin(\omega\varepsilon + \alpha - \varphi) + \left[ \frac{A_3(1 - e^{-a\varepsilon})}{1 - e^{-a}} - \frac{E_m}{z} \sin(\alpha - \varphi) \right] e^{-\frac{\gamma}{\tau_1}}$$

$$0 \leq \varepsilon \leq \gamma;$$

$$i[n, \varepsilon] = \left\{ \frac{E_m}{z} \sin(\omega\gamma + \alpha - \varphi) + \left[ \frac{A_3(1 - e^{-a\varepsilon})}{1 - e^{-a}} - \frac{E_m}{z} \sin(\alpha - \varphi) \right] e^{-\frac{\gamma}{\tau_1}} \right\} e^{-\frac{\varepsilon - \gamma}{\tau_2}}$$

$$\gamma \leq \varepsilon \leq 1,$$

где

$$A_3 = \frac{E_m}{z} e^{-\frac{1-\gamma}{\tau_2}} \left\{ \sin(\omega\gamma + \alpha - \varphi) - \frac{E_m}{z} \sin(\alpha - \varphi) e^{-\frac{\gamma}{\tau_1}} \right\};$$

$$a = \frac{\bar{\tau}_1(1 - \gamma) + \bar{\tau}_2\gamma}{\bar{\tau}_1\bar{\tau}_2}, \bar{\tau}_1 = \frac{L_s + L_H}{T(R_0 + R_H)},$$

$$\bar{\tau}_2 = [\tau_1]_{R_0=0}, L_s = 0, \varphi = \arctg \frac{\omega(L_s + L_H)}{R_0 + R_H},$$

$$\bar{\omega} = \omega T, z^2 = (R_0 + R_H)^2 + \omega^2(L_s + L_H)^2.$$

В большинстве случаев импульсы тока или напряжения в преобразователях являются разрывными функциями времени, после дифференцирования которых появляются элементарные составляющие с известными изображениями [Л. 7]. Для получения

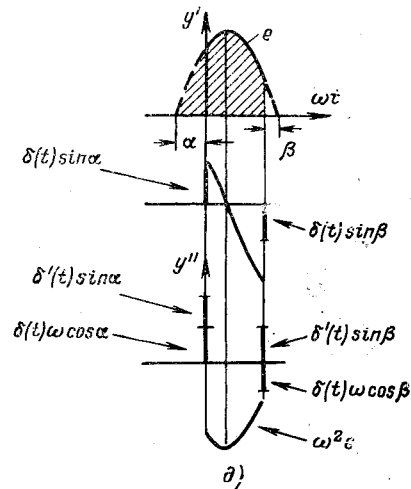
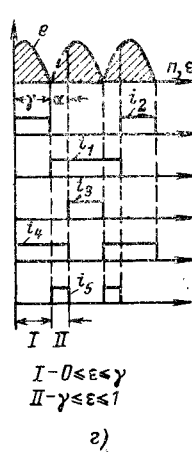
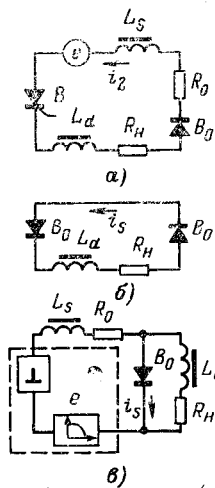


Рис. 4.

изображения  $K_\Phi(p)$  удобно воспользоваться следующим способом, эффективность которого повышается по мере усложнения формы импульсов.

На рис. 4,д изображен импульс, соответствующий многофазным импульсным схемам замещения преобразователей с вентилями. Для получения передаточной функции достаточно произвести неоднократное дифференцирование импульса (заштрихованная часть) до тех пор, пока не появится возможность записи изображения  $K_\Phi(p)$  через изображение исходной функции и изображения  $\delta$ -функций.

Жирными линиями на рис. 4,д обозначены  $\delta$ -функции и их производные с «амплитудой», соответствующей значению дифференцируемой функции в точке разрыва. Найдем  $K_\Phi(p)$  для рассматриваемого импульса  $e = \sin(\omega t + \alpha)$ ,  $0 \leq \omega t \leq \pi - \alpha - \beta$ . Непосредственно из рис. 4 получим:

$$p^2 K_\Phi(p) = p \sin \alpha + \omega \cos \alpha + p \sin \beta e^{-pt^*} - e^{-pt^*} \omega \cos \beta - \omega^2 K_\Phi(p), \quad (6)$$

где  $t^* = \frac{\pi - \alpha - \beta}{\omega}$ .

Из (6) окончательно имеем:

$$K_\Phi(p) = \frac{A + B}{\omega^2 + p^2}.$$

Здесь

$$A = p(\sin \alpha + e^{-pt^*} \sin \beta);$$

$$B = \omega \cos \alpha - e^{-pt^*} \omega \cos \beta.$$

Этот же результат можно получить и без графических построений. Запишем импульс в виде разрывной обобщенной функции:

$$f\{t\} = f(t) F(t),$$

где  $f(t) = \sin(\omega t + \alpha)$  при  $t^*_1 < t < t^*_2$  — гладкая функция;  $t^*_1$  — фиксированное время;

$$F(t) = 1(t - t^*_1) - 1(t - t^*_2); \quad 1(t) = \int_{-\infty}^t \delta(t) dt.$$

$$\text{Тогда } f\{t\} = f^1(t) F(t) + f(t) F^1(t).$$

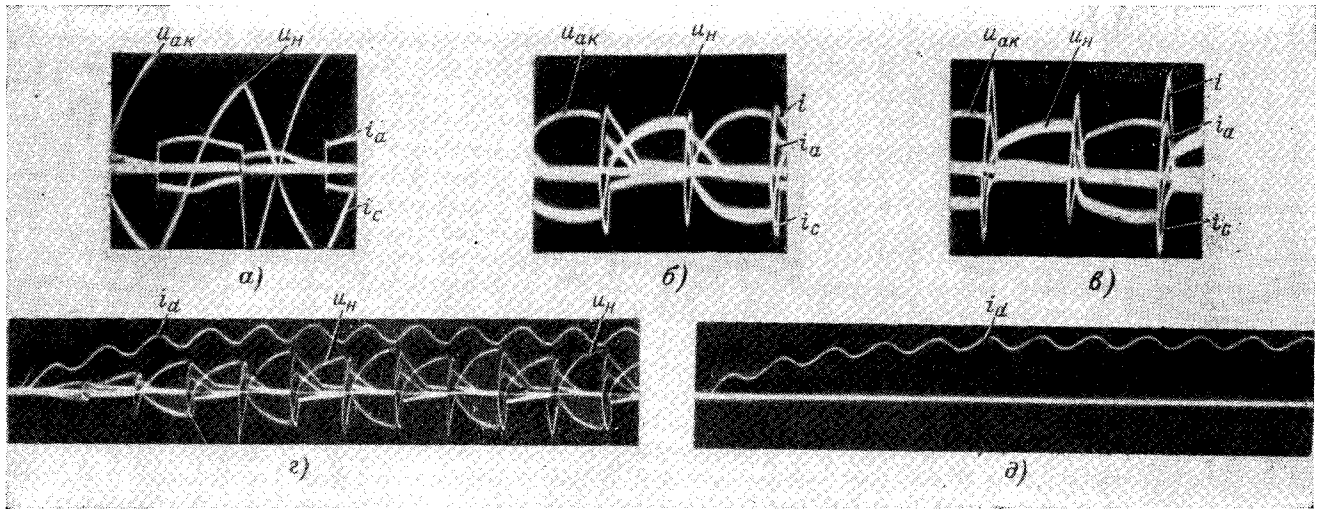


Рис. 5.

С учетом «фильтрующего» действия  $\delta$ -функции

$$f(t)\delta(t-t^*_v) = f(t^*)\delta(t-t^*_v)$$

имеем:

$$\begin{aligned} f^1\{t\} &= f^1(t)F(t) + f(t^*_1)\delta(t-t^*_1) - f(t^*_2)\delta(t-t^*_2); \\ f''\{t\} &= f''(t)F(t) + f'(t^*_1)\delta(t-t^*_1) + \\ &+ f_1(t^*_2)\delta(t-t^*_2) + f(t^*_1)\delta'(t-t^*_1) - \\ &- f(t^*_2)\delta'(t-t^*_2). \end{aligned}$$

Подставляя значения:  $f''(t)F(t) = -\omega^2 f\{t\}$ ;  $f'(t^*_1) = \omega \cos \alpha$ ;  $f'(t^*_2) = -\omega \cos \beta$ ;  $f(t^*_1) = \sin \alpha$ ;  $f(t^*_2) = -\sin \beta$ , после замены  $t^*_2$  на  $t^*$  и перехода к изображениям получим выражение (6).

Производя в этих выражениях замену  $q = pT$ , найдем  $K_\Phi(q)$ .

Способы определения  $K^*[n, \epsilon]$  и  $K_\Phi(q)$ , изложенные выше, позволяют избежать обычной громоздкой и утомительной процедуры перехода к изображению и от изображения к оригиналу.

На рис. 5 приведены осциллограммы при работе ОП в режиме автономного инвертирования, где

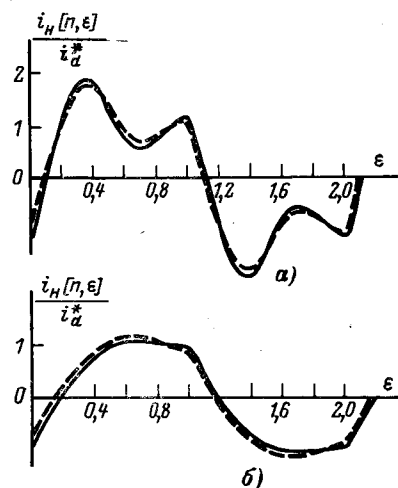


Рис. 6.

обозначено:  $U_d, i_d$  — напряжение и ток на входе;  $U_{ak}$  — напряжение на вентиле;  $i_a, i_c, i^*$  — ток соответственно через анод, емкость и обратные вентили. Из осциллограмм, которые сняты при одинаковых условиях, видно, что характер изменения токов и напряжений в схемах рис. 1, а и б примерно одинаков. Отличие состоит только в длительности обратного тока, что объясняется различным влиянием цепей через обратные вентили. Включение небольшой индуктивности в цепь анодов, как показали эксперименты, приводит к полной аналогии процессов в схемах 1, а и б, что является и экспериментальным доказательством эквивалентности этих схем при принятых нами допущениях.

На рис. 6, а и б дано сопоставление теоретических и экспериментальных данных для двух случаев.

1.  $L_n = 140$  мГн,  $C = 86$  мкФ,  $R_n = 56$  Ом,  $T = 0,02$  сек.

2.  $L_n = 140$  мГн,  $C = 13$  мкФ,  $R_n = 168$  Ом,  $T = 0,02$  сек.

Первый случай соответствует:  $\omega C = 9,1$  и  $\beta = 2$ , а второй  $\omega C = 7,4$  и  $\beta = 6$ .

Для близких значений к расчетным сняты осциллограммы, приведенные на рис. 5, г и д. Осциллограмма рис. 5, г снята при пуске ОП, а осциллограмма рис. 5, д снята при замене выходной непрерывной части ОП эквивалентным двухполюсником с сопротивлением  $R_n K^2(\epsilon)$ . Закон нарастания входного тока  $i_n$  в обоих случаях практически одинаков, что является экспериментальным подтверждением возможности второго допущения, сформулированного в начале статьи.

**Вывод.** Изложенный в статье приближенный метод позволяет перейти от сложной системы с вентилями к линейным схемам замещения и применить известные хорошо разработанные методы анализа. Метод позволяет ввести для исследования преобразователей такие общепринятые понятия, как временные и частотные характеристики, передаточные функции, входные и выходные сопротивления и получить соотношения в замкнутой форме. Метод особенно эффективен, если система с вентилями замк-

# Выбор нагрузок тиристоров в мощных преобразователях с использованием статистико-вероятностных методов

Э. М. АПТЕР

Харьков

Токовая нагрузка тиристоров ограничивается допустимой температурой полупроводниковой структуры. Однако технологический разброс характеристик тиристоров приводит к тому, что один и тот же ток нагревает различные приборы неодинаково. Температура структуры  $\theta$  есть случайная величина — функция случайных параметров вольт-амперной характеристики вентиля и его теплового сопротивления, поэтому любое утверждение о допустимом токе тиристора имеет некоторый вероятностный смысл. При включении тиристоров в параллель ситуация становится еще более неопределенной, так как ток, протекающий через вентиль, также является случайной величиной. Учитывая это, целесообразно руководствоваться следующим статистико-вероятностным критерием при выборе токовой нагрузки схемы: суммарный ток параллельно включенных тиристоров должен иметь такое значение, чтобы с достаточной высокой вероятностью  $p$  (например  $0,95 \div 0,99$ ) все тиристоры имели температуру структуры ниже допустимой величины  $\theta_{\text{дп}}$ .

Проектировщик должен не только правильно выбрать нагрузку в соответствии с этим критерием, но и принять меры к наилучшему использованию параллельно работающих тиристоров. При заданных среднестатистических параметрах тиристоров лучшего их использования по току можно достичь, лишь уменьшив рассеяние случайной величины  $\theta$  вокруг ее математического ожидания  $m$ . Как известно, мерой этого рассеяния служит дисперсия. Обозначим ее  $D$ . Чем меньше  $D$ , тем меньше вероятность чрезмерного перегрева какого-либо тиристора. Следовательно, нагрузка схемы может быть повышена.

В случае одиночной работы, когда ток задан, величина  $D$  определяется только технологическим разбросом параметров тиристора. В схеме с параллельным соединением ток данного тиристора зависит от случайного сочетания параметров вентилях всех параллельных ветвей. Образующаяся при этом вероятностная модель токораспределения влияет на

величину  $D$ . Целенаправленное воздействие на эту модель приводит к уменьшению дисперсии. Эффективным средством такого воздействия является использование индуктивных делителей тока [Л. 1]. Анализ показывает, что с помощью делителей можно добиться оптимального воздействия (с точки зрения наилучшего использования вентилях), когда индуктивность делителей выбирается из условия минимума дисперсии.

Физические предпосылки для такой возможности состоят в следующем. В схеме с параллельным соединением вентилях имеется полезная естественная тенденция к самовыравниванию мощностей, выделяемых в приборах. Тиристор с меньшим падением напряжения берет больший ток. Идеальное выравнивание токов препятствует этой тенденции и ухудшает тепловое состояние тиристоров. С другой стороны, неконтролируемый процесс естественного токораспределения также не является приемлемым, так как ток в тиристоре с меньшим падением растет в большей степени, чем это требуется с точки зрения равенства мощностей. Оптимум находится где-то между этими двумя крайними случаями. Использование делителей с индуктивностью, найденной из условия минимума дисперсии, обеспечивает этот оптимальный вариант токораспределения.

Представляется нецелесообразным применение методики проектирования схем с параллельным соединением вентилях, основанной на стремлении свести к минимуму разбаланс токов. Это стремление не только связано с неоправданными материальными затратами (увеличение габаритов делителей и усложнение схем их соединения), но и в ряде случаев может иметь отрицательный эффект с точки зрения выравнивания температур.

Исследование по предлагаемой методике проведено в два этапа. Вначале получим соотношения для оптимальной индуктивности, а затем перейдем к выбору допустимой нагрузки схемы.

Эффективность загрузки тиристоров, соединенных параллельно, удобно характеризовать средне-

нута и в ней имеются реактивные элементы, включенные по сложной схеме, описываемой уравнением высокого порядка.

## ЛИТЕРАТУРА

- 1—2. Колесников В. М., Исследование неустановившихся процессов в импульсной системе с шаговым двигателем, «Автоматика и телемеханика», Изд. АН СССР, 1961, № 7.
3. Тиристоры, Технический справочник, изд-во «Энергия», 1971.

4. Колесников В. М., Двухполупериодное выпрямление с нулевыми анодами и его применение для возбуждения экситронов, «Электричество», 1960, № 9.

5. Цыпкин Я. З., Теория линейных импульсных систем, Физматгиз, 1968.

6. Колесников В. М., Вентильные устройства с буферными анодами для электропривода и возбуждения экситронов. ЦИТЭИИ, 1961.

7. Мэзон С. и Циммерман Г., Электронные цепи, сигналы и системы, Изд-во иностр. лит., 1963.

[17.12.1972]



арифметическим током  $i_{ca}$ , расчетной величиной:

$$i_{ca} = \frac{1}{n} i_{\Sigma},$$

где  $i_{\Sigma}$  — суммарный ток схемы;  $n$  — число параллельных ветвей.

Среднеарифметический ток будем использовать в качестве базовой величины во всех последующих результатах.

Наибольшее распространение в настоящее время получила схема с делителями без магнитной связи (последовательно с каждым тиристором включена индуктивность). Если схему замещения тиристора в проводящем состоянии представить в виде последовательного соединения против-э. д. с.  $U$  (порогового напряжения) и активного сопротивления  $r$  (динамического сопротивления), то для схемы с делителями без магнитной связи справедлива следующая система уравнений:

$$\left. \begin{aligned} L \frac{di_k}{dt} + r_{ak} i_k + U_k &= U_{\Sigma}; \\ L \frac{di_v}{dt} + r_{av} i_v + U_v &= U_{\Sigma}; \\ \sum_v i_v + i_k &= i_{\Sigma}; \\ v &= 1, \dots, k-1, k+1, \dots, n, \end{aligned} \right\} \quad (1)$$

где  $i$  — ток параллельной ветви;  $U_{\Sigma}$  — общее напряжение параллельного соединения;  $L$  — индуктивность делителя;

$$r_a = r_{дб} + m_r + \Delta r,$$

$r_{дб}$  — добавочное активное сопротивление (сопротивление охиновки, предохранителя, делителя и т. п.);  $m_r$  — математическое ожидание  $r$ .

Индексы « $k$ » и « $v$ » означают принадлежность соответственно  $k$ -й и  $v$ -й параллельной ветви.

Если представить ток в виде:

$$i = i_{ca} + \Delta i,$$

то, принимая во внимание, что

$$\sum_{j=1}^n \Delta i_j = 0,$$

систему (1) можно привести к уравнению:

$$\frac{d\Delta i_k}{dt} + \frac{\Delta i_k}{\kappa_k} = \frac{1}{L} \left[ \delta_u - \frac{n-1}{n} \Delta U_k + \left( \delta_r - \frac{n-1}{n} \Delta r_k \right) i_{ca} \right], \quad (2)$$

где  $\kappa_k = \frac{L}{r_{ak}}$ ;  $\Delta U$  — отклонение порогового напряжения  $U$  от математического ожидания;

$$\delta_u = \frac{1}{n} \sum_v \Delta U_v; \quad \delta_r = \frac{1}{n} \sum_v \Delta r_v.$$

Если принять, что ток  $i_{\Sigma}$  представляет собой импульсы прямоугольной формы, амплитуда которых равна  $I_{\Sigma m}$ , а длительность в течение периода  $T$  равна  $\tau$ , то получим решение (2) относительно  $\Delta i$  (индекс « $k$ » опускаем):

$$\Delta i = \delta i_0 e^{-\frac{t}{\tau}} + \frac{1}{r_a} \left[ \delta_u - \frac{n-1}{n} \Delta U + \left( \delta_r - \frac{n-1}{n} \Delta r \right) I_m \right] \left( 1 - e^{-\frac{t}{\tau}} \right),$$

где  $I_m = \frac{1}{n} I_{\Sigma m}$ ;  $\delta i_0$  — значение  $\Delta i$  при  $t=0$ .

Начальное значение  $\delta i_0$  есть следствие неодновременного включения тиристорov. За начало отсчета времени принят момент включения последнего тиристора.

Средняя температура структуры в установившемся режиме определяется формулой:

$$\theta = \theta_{окр} + R \left( U \frac{1}{T} \int_0^{\tau} i dt + r \frac{1}{T} \int_0^{\tau} i^2 dt \right), \quad (3)$$

где  $\theta_{окр}$  — окружающая температура;  $R$  — тепловое сопротивление системы «полупроводниковая структура — окружающая среда».

Задача состоит в определении закона распределения, математического ожидания и дисперсии случайной величины  $\theta$  на основании сведений о характере распределения случайных величин  $R$ ,  $r$ ,  $U$  и  $\delta i_0$ . Решение может быть получено в общем виде с достаточной для инженерных расчетов точностью путем линеаризации выражения (3). Предварительно отметим следующее. Случайную величину  $\delta i_0$  можно представить как

$$\delta i_0 = m_0 + \Delta i_0,$$

где  $m_0$  — математическое ожидание  $\delta i_0$ .

По определению

$$\frac{1}{n} \sum_{j=1}^n \delta i_0 = 0.$$

Но эта величина есть статистический аналог математического ожидания  $m_0$ , поэтому с малой погрешностью можно положить  $m_0 = 0$  и  $\delta i_0 = \Delta i_0$ . Учитывая это замечание, линеаризуя (3) и применяя известные теоремы теории вероятностей о числовых характеристиках линейной функции, имеем (случайные величины  $R$ ,  $r$ ,  $U$  и  $\Delta i_0$  независимы):

$$m = \theta_{окр} + \left( m_u + \frac{T}{\tau} m_r I \right) I;$$

$$D = a_1 D_R + a_2 D_r + a_3 D_u + a_4 D_{i_0}, \quad (4)$$

где

$$a_1 = \left( m_u + \frac{T}{\tau} m_r I \right)^2 I^2;$$

$$a_2 = \left( m_r \frac{T}{\tau} I \right)^2 \left\{ I^2 + \frac{n-1}{n} \frac{\lambda}{m_{ra}} \left( \frac{\tau}{T} - \varepsilon \right) \times \right. \\ \left. \times \left[ \frac{\lambda}{m_{ra}} \left( \frac{\tau}{T} - \varepsilon \right) - 2I \right] \right\};$$

$$a_3 = m_r^2 \left\{ I^2 + \frac{n-1}{n} \frac{\lambda}{m_{ra}} \left( \frac{\tau}{T} - \varepsilon \right) \times \right. \\ \left. \times \left[ \frac{\lambda}{m_{ra}} \left( \frac{\tau}{T} - \varepsilon \right) - 2I \right] \right\};$$

$$a_4 = (m_r \lambda \varepsilon)^2; \quad \lambda = m_u + 2 \frac{T}{\tau} m_r I;$$

$$\varepsilon = \frac{\kappa}{T} \left( 1 - e^{-\frac{\tau}{\kappa}} \right); \quad m_{ra} = r_{дб} + m_r;$$

$D_R$ ,  $D_r$ ,  $D_u$  и  $D_{i_0}$  — дисперсии случайных величин соответственно  $R$ ,  $r$ ,  $U$  и  $\Delta i_0$ ;  $m_r$  и  $m_u$  — математи-

ческие ожидания соответственно  $R$  и  $U$ ;

$$I = \frac{1}{n} \frac{1}{T} \int_0^T i_x dt = \frac{\tau}{T} I_m.$$

Величина  $I$ , представляющая собой среднее значение средне-арифметического тока  $i_{ca}$ , является в данном случае той базовой расчетной величиной, которая характеризует эффективность загрузки тиристоров.

Выражение для дисперсии температуры в схеме без делителей тока легко получить, полагая в (4)  $\varepsilon = 0$ .

Оптимальную индуктивность найдем из уравнения:  $dD/dL = 0$ , которое после подстановки (4) приводится к виду:

$$\varepsilon = \frac{\frac{n-1}{n} \frac{1}{m_{ra}} \left[ \left( \frac{T}{\tau} I \right)^2 D_r + D_u \right] \left( \frac{\tau}{T} \frac{\lambda}{m_{ra}} - I \right)}{\lambda \left\{ \frac{n-1}{n} \frac{1}{m_{ra}^2} \left[ \left( \frac{T}{\tau} I \right)^2 D_r + D_u \right] + D_{i0} \right\}}.$$

Численный анализ показывает, что в фигурных скобках этого выражения вторым слагаемым можно пренебречь, так как оно на два порядка меньше первого. При этом

$$\varepsilon = \frac{\tau}{T} - \frac{m_{ra}}{\lambda} I. \quad (5)$$

На рис. 1 приведены зависимости индуктивности  $L_{opt}$  от тока  $I$  применительно к тиристорам Т-150 ( $m_u = 0,96$  в,  $m_r = 1,31$  мом) для схемы с  $T/\tau = 3$ . Значения  $L_{opt}$  найдены путем графического решения (5). Из рис. 1 видно, что с ростом тока  $I$  величина  $L_{opt}$  уменьшается. Этот факт можно наглядно пояснить следующим образом. Положим данный вентиль имеет повышенное значение порогового напряжения  $U = m_u + \Delta U$ , и, следовательно, по нему протекает меньший ток  $I - \Delta I$ , тогда выражение для выделяемой в приборе мощности в первом приближении имеет вид:

$$P = (m_u + \Delta U) (I - \Delta I) = (m_u + \Delta U) I - m_u \Delta I.$$

С ростом  $I$  первое слагаемое растет и для сохранения постоянства величины  $P$  нужно, чтобы возрастало также абсолютное значение второго слагаемого, т. е. следует допустить больший разбаланс тока  $\Delta I$ , а значит, уменьшить индуктивность.

Подставляя (5) в (4), получим выражение для  $D$  в схеме с оптимальными делителями:

$$D = \bar{D} = a_1 D_r + \bar{a}_2 D_r + \bar{a}_3 D_u + \bar{a}_4 D_{i0},$$

где

$$\bar{a}_2 = \frac{1}{n} \left( \frac{T}{\tau} m_r I \right)^2; \quad \bar{a}_3 = \frac{1}{n} (m_r I)^2;$$

$$\bar{a}_4 = m_r^2 \left( \frac{\tau}{T} \lambda - m_{ra} I \right)^2.$$

Степень эффективности использования оптимальных делителей будет показана ниже, здесь же отметим лишь следующее. Совокупность параллельно работающих тиристоров в схеме с оптимальными делителями находится в лучшем тепловом состоянии, чем совокупность такого же количества одиночно работающих вентилях. Это, в частности, следует из того, что величина  $\bar{D}$  принимает наибольшее значение при  $n=1$ , и объясняется оптимальным токораспределением между параллельными

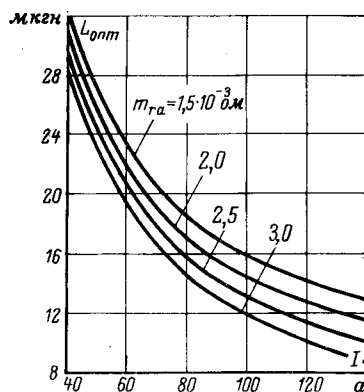


Рис. 1. Величина оптимальной индуктивности делителя тока в функции среднеарифметического тока схемы для разных значений активного сопротивления параллельной ветви.

ветвями, при котором происходит выравнивание нагреваемых приборов мощностей. Анализ (4) показывает, что в схеме без делителей ( $\varepsilon = 0$ ) с ростом  $n$  дисперсия увеличивается, т. е. естественное выравнивание мощностей не имеет места. Таким образом, использование оптимальных делителей позволяет не только не снижать суммарную нагрузку схемы по сравнению с одиночной работой тиристоров, но, наоборот, увеличивать ее.

Метод линеаризации позволяет найти, кроме величин  $m$  и  $D$ , также и закон распределения величины  $\theta$ . Теоретические и экспериментальные исследования показывают, что случайные величины  $R$ ,  $r$ ,  $U$  и  $\Delta i_0$  распределены нормально. Следовательно, и величина  $\theta$ , как линейная функция нормальных аргументов, также распределена нормально.

Для проверки правомочности использования метода линеаризации величины  $m$  и  $D$  были найдены также методом статистического моделирования (Монте—Карло). При этом не было обнаружено значимого расхождения между значениями величин, полученными тем и другим способами. Проверена была также и гипотеза о нормальности величины  $\theta$ .

Перейдем к определению допустимой (в указанном выше смысле) токовой нагрузки тиристоров, т. е. будем искать такую величину  $I$ , при которой температура самого нагретого тиристора с вероятностью  $p$  не превзойдет допустимой величины  $\theta_{пл}$ . Температуры структур всех  $n$  параллельных тиристоров будем рассматривать как  $n$ -мерную случайную величину  $(\theta_1, \dots, \theta_n)$ . Каждая из компонент этой величины распределена нормально, а любые две из них связаны линейной зависимостью, характеризуемой коэффициентом корреляции  $\rho$ . Эта зависимость является следствием связи между токами параллельных ветвей, определяемой системой уравнений (1).

В случае использования оптимальной индуктивности имеем следующее выражение:

$$\rho = \frac{(m_r I)^2}{nD} \left[ \left( \frac{T}{\tau} I \right)^2 D_r + D_u \right].$$

Функция распределения наибольшей компоненты  $n$ -мерной нормальной нормированной случайной величины с одинаковыми коэффициентами корреляции определяется интегралом типа Хойо [Л. 2]:

$$S = \int_{-\infty}^{\infty} \frac{1}{\sqrt{2\pi}} e^{-\frac{x^2}{2}} \left[ \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_{-\infty}^{f(x)} e^{-\frac{z^2}{2}} dz \right]^n dx,$$



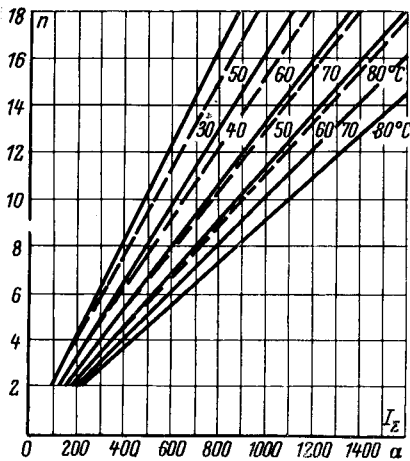


Рис. 2. Необходимое число параллельных ветвей в функции суммарного тока схемы для разных значений превышения температуры полупроводниковой структуры тиристора над окружающей температурой (пунктиром для схемы без делителей).

где  $f(x) = \frac{x\sqrt{p} + b}{\sqrt{1-p}}$ ;  $b$  — значение  $x$ , такое, что ве-

роятность события  $x \leq b$  равна  $S$ .

Вычисляя  $S$  с помощью, например, квадратурной формулы Эрмита — Гаусса, строим графики функции распределения нормированной величины  $b$ . Каждому фиксированному  $n$  соответствует семейство кривых  $S=f(b)$  с параметром  $I$ . По этим кривым для данного  $n$  и  $I$  находим такое значение  $b$ , которому соответствует  $S=p$  ( $p=0,95 \div 0,99$ ). Переходя от величины  $b$  к температуре, имеем:

$$\theta_m = m + b\sqrt{D},$$

где  $\theta_m$  — такая максимальная температура, которую с вероятностью  $p$  не превысит температуры структур всех параллельных тиристоров при суммарной нагрузке, соответствующей току  $I$ .

Естественно, величины  $m$  и  $D$  должны быть вычислены при тех же значениях  $n$  и  $I$ , что и  $b$ .

Таким способом может быть построено семейство кривых  $\theta_m=f(I)$  для разных  $n$ . На практике

удобнее пользоваться графическими зависимостями  $n=f(I_\Sigma)$  ( $I_\Sigma=nI$ ) при  $\Delta\theta_m=\theta_m-\theta_{\text{окр}}=\text{const}$ , которые легко получить путем простого перестроения кривых  $\theta_m=f(I)$ .

На рис. 2 приведены графики функций  $n=f(I_\Sigma)$ , построенные применительно к тиристорам типа Т-150, для которых получены следующие значения параметров:  $m_R=0,45$  °C/вт;  $D_R=0,0011$  (°C/вт)<sup>2</sup>;  $D_r=0,0495$  (мом)<sup>2</sup>;  $D_u=0,005$  в<sup>2</sup>;  $D_{i0}=25$  а<sup>2</sup>.

Принято  $p=0,95$ ;  $T/\tau=3$ ;  $m_{ra}=1,5$  мом. Для сравнения на том же рисунке построены аналогичные графики для схемы без делителей тока.

**Пример.** Требуется выбрать число параллельных ветвей и индуктивность делителя для трехфазной мостовой схемы преобразователя с выпрямленным током 4,5 ка. Допустимое превышение температуры полупроводниковой структуры тиристора над температурой окружающей среды 70 °C, сопротивление  $m_{ra}=1,5$  мом.

Для этой схемы

$$I_\Sigma = \frac{1}{3} I_d = 1,5 \text{ ка.}$$

По кривой, соответствующей  $\Delta\theta=70$  °C, на рис. 2 находим для  $I_\Sigma=1,5$  ка  $n=15$ .

Определяем среднее значение среднеарифметического тока схемы:

$$I = \frac{1}{n} I_\Sigma = 100 \text{ а.}$$

По кривой, соответствующей  $m_{ra}=1,5$  мом, на рис. 1 находим для  $I=100$  а значение  $L_{\text{опт}} \approx 16$  мкГн.

## ЛИТЕРАТУРА

1. Алтер Э. М., Исследование индуктивных схем выравнивания токов с учетом несодновременности включения тиристоров, «Электричество», 1970, № 8.
2. Кендалл М. и Стьюарт А., Теория распределений, изд-во «Наука», 1966.

[17.11.1971]



УДК 621.314.21.001.24

## Приближенный метод определения экономических удельных нагрузок и размеров трансформатора

Чл.-корр. АН УССР И. М. ПОСТНИКОВ

Киев

Для определения оптимальных размеров трансформаторов в настоящее время все большее распространение получают уточненные методы с применением ЦВМ. Вместе с тем опыт проектирования трансформаторов показывает, что весьма желательным остается установление наиболее общих и простейших закономерностей, позволяющих оценить результаты расчетов с принципиальных позиций. Поэтому не следует противопоставлять приближенные методы точным. Они взаимно дополняют друг друга.

В данной статье предлагается метод анализа экономичности и выбора основных размеров трансформатора при заданных мощности, напряжений и реактивной составляющей напряжения короткого замыкания путем вариации трех независимых переменных: плотности тока  $J$ , индукции  $B$  и отношения  $\beta=l_w/l$ . Показана также целесообразность выбора в качестве переменных трех удельных нагрузок:  $J$ ,  $B$  и  $A=I_1\omega_1/l$ .

Особенность предлагаемой методики состоит в следующем. Сначала определяются исходные

значения индукций, плотности тока и основные размеры трансформатора, затем находятся коэффициенты уравнения полных затрат в функции независимых переменных. В результате дифференцирования уравнения находятся значения переменных, удовлетворяющих условиям минимума массы, стоимости и полных затрат. Найденные таким образом «экономические» удельные нагрузки и соответствующие им размеры трансформатора могут отличаться от «оптимальных». Последние находятся в результате подробного учета многих факторов (эксплуатационных, конструктивных, дискретности и пр. [Л. 1]).

**Общее уравнение массы и стоимости материалов в функции  $J$ ,  $B$  и  $\beta$ .** Мощность трансформатора может быть представлена в виде:

$$S = m \sqrt{2} \pi f B J Q_w Q_s, \quad (1)$$

где  $m$  — число стержней;  $f$  — частота;  $B$  — индукция в стержне,  $вб/см^2$ ;  $J$  — средняя плотность тока,  $а/см^2$ ;  $Q_w$  — общее сечение одной обмотки,  $см^2$ ;  $Q_s$  — сечение стержня;  $Q_w J = F$ ,  $Q_s B = \Phi$ .

При заданной мощности произведение  $\Phi$  на н. с.  $F$  задано, обозначим его через  $M$ , тогда

$$M = \Phi F = \frac{S}{m \sqrt{2} \pi f}, \quad дж. \quad (2)$$

Задана реактивная составляющая напряжения короткого замыкания

$$\left. \begin{aligned} u_p &= \mu_0 \sqrt{2} a k_R \frac{l_w}{l} \frac{F}{\Phi}, \text{ о. е;} \\ u_p &= \sqrt{u_k^2 - u_a^2}, \end{aligned} \right\} \quad (3)$$

где  $a$  — приведенный канал рассеяния,  $a = a_{12} + \frac{1}{3} b$ ;  $b$  — ширина обмоток,  $b = b_1 + b_2$ ,  $\beta = \frac{l_w}{l}$ .

Из (2) и (3) находим поток  $\Phi$  и н. с.  $F$ :

$$\frac{\Phi}{F} = k_a \beta; \quad F = \left( \frac{M}{k_a \beta} \right)^{\frac{1}{2}} = J Q_w; \quad (4)$$

$$\Phi = (M k_a \beta)^{\frac{1}{2}} = B Q_s; \quad k_a = \mu_0 \sqrt{2} k_R \frac{a}{u_p}, \text{ гн.} \quad (5)$$

Приведенная ширина канала рассеяния в функции плотности тока может быть выражена в виде:

$$a = a(J) = a_{12} + \frac{1}{3} \bar{b} \frac{\bar{J}}{J}, \quad (5a)$$

где чертой сверху обозначены исходные значения. Далее получаем сечения обмотки и стержня и диаметр стержня:

$$Q_w = \left( \frac{M}{k_a \beta} \right)^{\frac{1}{2}} \frac{1}{J}; \quad (6)$$

$$Q_s = (M k_a \beta)^{\frac{1}{2}} \frac{1}{B}; \quad (7)$$

$$D = \sqrt{\frac{4}{\pi \varphi_c}} (M k_a \beta)^{\frac{1}{4}} \frac{1}{\sqrt{B}}, \quad (8)$$

где  $\varphi_c$  — коэффициент заполнения сечения стержня (0,84—0,9). Формула (8) аналогична известной формуле Г. Н. Петрова [Л. 1]. Исходное значение  $\bar{b}$

можно определить, например, по [Л. 1] (где  $S$  в  $кв \cdot а$ ):

$$\bar{b} = 3k \left( \frac{S}{m} \right)^{\frac{1}{4}} = k' M^{\frac{1}{4}}, \quad (9)$$

где

$$k \approx 0,4 - 0,6; \quad k' = 3k \left( \frac{\sqrt{2} \pi f}{1000} \right)^{\frac{1}{4}},$$

или по [Л. 2]

$$\bar{b} = \sqrt{(1,5a_{12})^2 + \frac{u_n}{\bar{u}_a} \frac{6\rho k_{\text{дос}}}{\pi f \mu_0 k_R \varphi_w}} - 1,5a_{12}. \quad (9a)$$

С учетом изменения плотности тока по (5)

$$k_a = \bar{k}_a \frac{a_{12} + \frac{1}{3} \bar{b} \bar{J} / J}{a_{12} + \frac{1}{3} \bar{b}} = k_a(J), \quad (10)$$

где  $\bar{J}$  — исходное значение для  $J$ , определяемое ниже.

Исходную ширину окна  $\bar{l}_{ок}$  получим как сумму нормированных радиальных изоляционных расстояний  $a_r$  и удвоенной ширины  $\bar{b}$ , т. е.

$$\bar{l}_{ок} = a_r + 2\bar{b}. \quad (11)$$

При учете влияния изменения плотности тока

$$l_{ок} = l_{ок}(J) = a_r + 2k' M^{\frac{1}{4}} \frac{\bar{J}}{J}. \quad (12)$$

Длина стержня  $l_s$  равна высоте обмотки, сложенной с двумя изоляционными расстояниями до яра  $a_{я}$ . В результате получим длину  $m$  стержней

$$ml_s = m(l + 2a_{я}) = m \left( \frac{l_w}{\beta} + 2a_{я} \right) \quad (13)$$

и длину яра по [Л. 2]

$$ml_{я} \approx m \left[ \left( \frac{m+1}{3} \right) l_{ок} + 1,8D \right]. \quad (14)$$

Средняя длина витка с учетом (8) и (12)

$$\begin{aligned} l_w &\approx \pi(D + 0,5l_{ок}) = \\ &= \pi \sqrt{\frac{4}{\pi \varphi_c}} (M k_a \beta)^{\frac{1}{4}} B^{-\frac{1}{2}} + \frac{\pi}{2} l_{ок}(J). \end{aligned} \quad (15)$$

Находим теперь массу и стоимость стержней и яра, вводя при необходимости коэффициент усиления яра  $k_{я}$  и подставляя сечения по (5) и (10) и длины по (13) — (15). Масса стержней

$$\begin{aligned} G_s &= m \gamma_c Q_s \left( \frac{l_w}{\beta} + 2a_{я} \right) = \\ &= m \gamma_c \left[ M^{\frac{3}{4}} \left( \pi \sqrt{\frac{4}{\pi \varphi_c}} \beta^{-\frac{1}{4}} B^{-\frac{3}{2}} k_a^{\frac{3}{4}} + \right. \right. \\ &\left. \left. + l_{ок} \frac{\pi}{2} M^{\frac{1}{2}} k_a^{\frac{1}{2}} \beta^{-\frac{1}{2}} \frac{1}{B} + 2a_{я} M^{\frac{1}{2}} \beta^{\frac{1}{2}} k_a^{\frac{1}{2}} \frac{1}{B} \right) \right]. \end{aligned} \quad (16)$$

В первом приближении стоимость трансформатора может быть определена по [Л. 1] как сумма стоимостей обмоток и стали:

$$C_T = C_w + C_c \approx k_{цв} u_{цв} G_w + k_{цс} u_{цс} G_c,$$

где  $u_{цв}$  и  $u_{цс}$  — преysкуранные цены провода и стали;  $G_w$  и  $G_c$  — массы обмоток и стали;  $k_{цв}$  и  $k_{цс}$  — коэффициенты, учитывающие стоимость про-

изводства, стоимость конструктивных материалов, отходы и пр. (по [Л. 1]  $k_{цw}=1,75$  для меди,  $k_{цw}=2,6$  для алюминия,  $k_{цc}=1,6$ ).

Стоимость стержней

$$C_s = u_{c.п} k_{цc} G_s = u'_c G_s, \quad (16a)$$

где  $u'_c = u_{c.п} k_{цc}$  можно назвать «приведенной ценой».

Масса яра (при  $k_{я}=1$ ) по (7) и (14):

$$G_{я} = m \gamma_c Q_s l_{я} = m \gamma_c \left[ M^{\frac{1}{2}} \left( \frac{m+1}{3} \right) k_a^{\frac{1}{2}} \beta^{\frac{1}{2}} l_{ок} (J) \frac{1}{B} + 1,8 \sqrt{\frac{4}{\pi \varphi_c}} k_a^{\frac{3}{4}} \beta^{\frac{3}{4}} B^{-\frac{3}{2}} \right]. \quad (17)$$

Стоимость яра

$$C_{я} = u_{c.п} k_{цc} G_{я} = u'_c G_{я}. \quad (18)$$

Масса и стоимость обмоток, приведенных к двум эквивалентным одинаковым обмоткам:

$$G_w = 2m \gamma_w Q_w l_w = 2m \gamma_w \left( M^{\frac{3}{4}} \pi \sqrt{\frac{4}{\pi \varphi_c}} \beta^{-\frac{1}{4}} k_a^{-\frac{1}{4}} \frac{1}{JB^{\frac{1}{2}}} + \frac{\pi}{2} M^{\frac{1}{2}} k_a^{-\frac{1}{2}} \beta^{-\frac{1}{2}} \frac{1}{J} \right); \quad (19)$$

$$C_w = u_{w.п} k_{цw} G_w = u'_w G_w, \quad (20)$$

где  $u'_w = u_{w.п} k_{цw}$  — «приведенная цена».

**Общее уравнение массы активных материалов и стоимости трансформатора.** Из (16)–(20) получим массу и стоимость материалов ( $B$  в тл,  $J$  — в а/мм<sup>2</sup>). Масса активных материалов:

$$G = M^{\frac{3}{4}} \left[ m \gamma_c \left( \frac{a_1}{\beta^{\frac{1}{4}} B^{\frac{3}{2}}} + \frac{a_2}{\beta^{\frac{1}{2}} B} + \frac{a_3}{B \beta^{\frac{1}{2}}} + \frac{a_4}{B \beta^{\frac{1}{2}}} + \frac{a_5}{B^{\frac{3}{2}} \beta^{\frac{3}{4}}} + 2m \gamma_w \left( \frac{a_6}{\beta^{\frac{1}{4}} JB^{\frac{1}{2}}} + \frac{a_7}{\beta^{\frac{1}{2}}} \right) \right], \quad (21)$$

где

$$\left. \begin{aligned} a_1 &= \pi \sqrt{\frac{4}{\pi \varphi_c}} k_a^{\frac{3}{4}} 10^6; & a_2 &= \frac{\pi}{2} l_{ок} k_a^{\frac{1}{2}} M^{-\frac{1}{4}} 10^4; \\ a_3 &= 2a_{я} k_a^{\frac{1}{2}} 10^4 M^{-\frac{1}{4}}; \\ a_4 &= \frac{m+1}{3} l_{ок} k_a^{\frac{1}{2}} M^{-\frac{1}{4}} 10^4; \\ a_5 &= 1,8 \sqrt{\frac{4}{\pi \varphi_c}} k_a^{\frac{3}{4}} 10^6; & a_6 &= \pi \sqrt{\frac{4}{\pi \varphi_c}} k_a^{-\frac{1}{4}}; \\ a_7 &= \frac{\pi}{2} l_{ок} k_a^{-\frac{1}{2}} M^{-\frac{1}{4}} 10^{-2}. \end{aligned} \right\} \quad (22)$$

Точность коэффициентов (22) зависит от точности определения  $k_a$  и  $l_0$  по (5) и (12). Расчеты по формуле (21) дают погрешность примерно в 5% в сравнении с расчетами по более точным выражениям. Впрочем в дальнейшем точность коэффициентов может быть повышена.

Стоимость трансформатора

$$C_T = u'_c (G_s + G_{я}) + u'_w G_w. \quad (23)$$

Отношения  $G^* = \frac{G}{M^{3/4} m \gamma_c}$  и  $C^* = \frac{C}{M^{3/4} m \gamma_c u'_c}$

представляют собой «производные» массу и стоимость.

**Пример.** Возьмем трансформатор (1600 кв·а,  $M=2410$  дж, 35 кв), оптимизация которого проведена в [Л. 1]. Задано:  $u_{я}=0,065$ . Принимая по ГОСТ  $u_a=0,01125$ , находим  $u_{я}=0,064$ . По данным опыта для таких трансформаторов коэффициент заполнения сечения обмоток  $\varphi_w=0,4$ . Изоляционные расстояния по нормам:  $a_{12}=2,7$  см,  $a_r=11$  см,  $a_n=7,5$  см. Ориентировочные исходные значения основных размеров.

1. По (9), (9a)  $\bar{b}=6,75$  см, принимаем  $\bar{b}=7$  см.
2. Приведенный канал рассеяния по (4)  $\bar{a}=5$  см.
3. Задаемся для медной обмотки  $\beta=2$  [Л. 1].
4. По (5) при  $k_R=0,95$ , параметр  $k_a=1,31 \cdot 10^{-6}$ .
5. При  $\varphi_c=0,837$  и  $\bar{B}=1,62$  тл по (8), диаметр стержня  $\bar{D}=27$  см.
6. Ширина окна по (11)  $l_{ок}=25$  см.
7. Магнитный поток  $\Phi = B \pi / 4 \bar{D}^2 \varphi_c = 0,078$  вб.
8. Средняя длина витка по (15)  $\bar{l}_w = 124$  см.
9. Высота обмотки  $l = \frac{\bar{l}_w}{\beta} = 62$  см.
10. Высота стержня  $l_s = l + 2a_n = 77$  см.
11. Полный ток  $\bar{F} = \frac{M}{\Phi} = 30\,900$  а.
12. Плотность тока  $\bar{J} = \frac{2\bar{F}}{b l \varphi_w} = 3,55$  а/мм<sup>2</sup> (для алюми-

ниевой обмотки при тех же значениях  $F$  и  $\Phi$  для получения  $J \approx 1,8$  а/мм<sup>2</sup> необходимо увеличить  $\bar{b}_w$  и  $\bar{l}$ ; приближенно  $\bar{b}_{wA1} \approx 1,4 \bar{b}_w$ ,  $\bar{l}_{A1} \approx 1,4 \bar{l}$ .

Определяем постоянные по (22). При  $J = \bar{J}$  коэффициенты:  $a_1=150$ ,  $a_2=64$ ,  $a_3=24,5$ ,  $a_4=54,5$ ,  $a_5=86$ ,  $a_6=114$ ,  $a_7=49$ .

По (21) и (23) строим кривые масс и стоимостей в функции  $\beta$  для различных значений  $B$  и  $J$  (рис. 1). Как можно

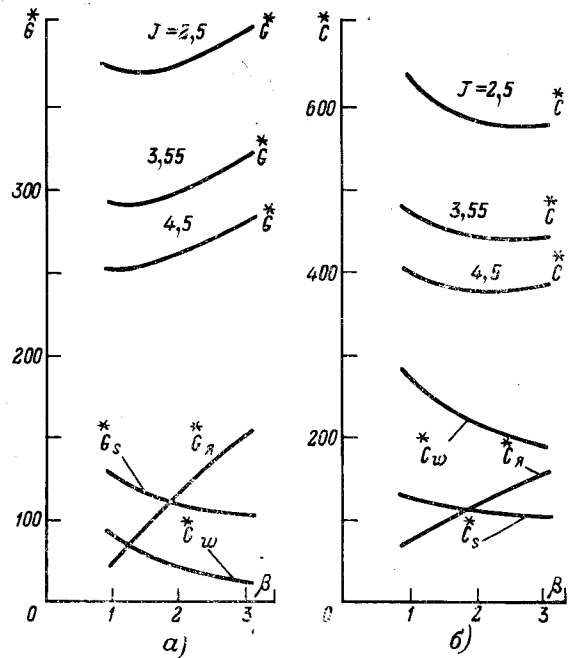


Рис. 1. Изменение в функции  $\beta$  суммарных производных масс активных материалов  $G^*$  и составляющих масс яра  $G_{я}^*$ , стержня  $G_{с}^*$ , и обмотки  $G_{w}^*$  (а) и стоимостей активных материалов (б).

видеть из кривых, минимум массы лежит в пределах  $\beta_{01} = 1,1-1,2$ , а минимум стоимости в пределах  $\beta_{02} = 2-2,5$ . При практически мыслимых отклонениях постоянных значения  $\beta_{01}$  и  $\beta_{02}$  остаются в указанных выше пределах. Кривые массы и стоимости изменяются полого в области минимума. Это дает основание для выбора оптимального значения  $\beta_{опт}$  путем сравнения вариантов по всем показателям (соотношение потерь, нагрев, электродинамические силы, габариты, суммарный вес, намагничивающий ток и пр. [Л. 1]). Точный расчет масс и стоимости может быть произведен после укладки обмоток и окончательного выбора размеров.

**Уравнение полных годовых затрат.** Экономические значения индукции плотности тока и отношения  $\beta$  могут быть определены из условия минимума полных годовых затрат. С ростом  $B$  и  $J$  массы и стоимости материалов уменьшаются, но растут потери в стали и в обмотке:

$$\left. \begin{aligned} p_c &= k_c B^n (G_s + G_n) = k_c B^n G_n; \\ p_w &= k_w J^2 G_w, \end{aligned} \right\} \quad (24)$$

где  $n = 2-3$ .

Коэффициенты  $k_c$  и  $k_w$  зависят от сорта стали и материала обмоток. Для горячекатаной стали  $k_c = 1 - 1,35 \frac{sm}{кг (мл)^n}$ , для холоднокатаной  $k_c = 0,5 - 0,8$ , для меди  $k_w = 2,4 \frac{sm}{кг (а/мм)^2}$ , для алюминия  $k_w = 12,8$ . Добавочные потери в обмотке можно учесть коэффициентом увеличения  $k_{доб}$  на основе данных опыта.

Стоимость годовых потерь в стали и в обмотках может также включать коэффициент  $k_{цп}$ , учитывающий дополнительные расходы, пропорциональные потерям (стоимость системы охлаждения, учет дополнительных капиталовложений на покрытие потерь, снижение цены потерь из-за прогресса техники и пр.):

$$\left. \begin{aligned} C_{pc} &= p \frac{u'_{pc} t_{ор}}{1000} = k_c G_c B^n \frac{u'_{pc} t_{ор}}{1000}; \\ C_{pw} &= k_w G_w J^2 \frac{u'_{pw} t_{н.г}}{1000}, \end{aligned} \right\} \quad (25)$$

где  $t_{ор}$  и  $t_{н.г}$  — число годовых часов для потерь холостого хода и нагрузочных;  $u'_{pc}$  и  $u'_{pw}$  — «приведенная цена» потерь энергии, руб/квт·ч;

$$u'_{pc} = u_{pc} k_{цп}; \quad u'_{pw} = u_{pw} k_{цп}.$$

Подставляя полученные значения стоимостей потерь в (21), находим уравнение годовых затрат для стали  $Z_c$  и обмотки  $Z_w$  (без учета затрат на компенсацию реактивной мощности)<sup>1</sup>

$$\begin{aligned} Z &= Z_c + Z_w = \varepsilon u'_c M^{\frac{3}{2}} m \gamma_c \left( \frac{a_1}{\beta^{1/4} B^{3/2}} + \frac{a_2}{\frac{1}{\beta^2} B} + \right. \\ &+ \frac{a_3 \beta^{1/2}}{B} + \frac{a_4 \beta^{1/2}}{B} + \left. \frac{a_5 \beta^{3/4}}{B^{3/2}} \right) \left( 1 + \frac{k_c B^n u'_{pc} t_{ор}}{1000 \varepsilon u'_c} \right) + \\ &+ \varepsilon u'_w M^{\frac{3}{2}} 2m \gamma_w \left( \frac{a_6}{\beta^{1/4} B^{1/2} J} + \frac{a_7}{\beta^{1/2} J} \right) \times \\ &\times \left( 1 + \frac{k_w J^2 u'_{pw} t_{н.г}}{1000 \varepsilon u'_w} \right), \end{aligned} \quad (26)$$

<sup>1</sup> Учет этих затрат может быть сделан без особых затруднений при дальнейших уточнениях.

где  $\varepsilon = \varepsilon_0 + a_a = 0,21$ ;  $\varepsilon_0 = 1/T_0$  — эффективность капиталовложений;  $T_0 = 6,6$  лет;  $a_a = 0,06$  — амортизация.

Уравнения масс, стоимостей и полных затрат в функции переменных  $B$ ,  $J$  и  $A$ .

Уравнение (3) после введения  $A = \frac{F}{l}$  получает вид:

$$u_p = \frac{\mu_0 \sqrt{2} A a k_R l w}{\pi / 4 D^2 \varphi_c B}, \quad (27)$$

где

$$a = a_{12} + \frac{1}{3} b = a_{12} + \frac{2}{3} \frac{A}{J \varphi_w}. \quad (28)$$

Средний коэффициент заполнения сечения обмоток должен быть выбран на основе данных построенных трансформаторов, рассматриваемой мощности и напряжения. После раскладки обмотки и уточнения значений  $\varphi_w$  соответствующие расчеты могут быть также уточнены.

Принимая среднюю длину витка и ширину окна по (15), находим:

$$l_{ок} = a_r + \frac{4A}{J \varphi_w} = l_{ок}(A, J). \quad (29)$$

Подставляя в (27) значения  $a$  из (28),  $l_w = \pi(D + 0,5l_{ок})$ ;  $l_{ок}$  из (29), находим диаметр стержня

$$D = \varphi + \sqrt{\varphi^2 + \varphi l_{ок}} = D(J, B, A), \quad (30)$$

где

$$\varphi = \frac{2\mu_0 \sqrt{2} A \left( a_{12} + \frac{2}{3} \frac{A}{J \varphi_w} \right) k_R}{u_p B \varphi_c}. \quad (31)$$

В результате получаем объемы, массы и стоимости обмоток, стержней и ярм, учитывая длины по формулам (13) — (15).

Объемы:  
стержня

$$V_s = Q_s l_s = \frac{M}{BA} + 2 \frac{\pi}{4} \varphi_c a_n D^2; \quad (32)$$

ярма

$$V_n = \frac{\pi}{4} \varphi_c D^2 \left( \frac{m+1}{3} l_{ок} + 1,8D \right); \quad (33)$$

обмотки

$$V_w = 2 \frac{M\pi (D + 0,5l_{ок})}{\pi / 4 D^2 \varphi_c B J}. \quad (34)$$

Стоимость трансформатора складывается из стоимости стали и обмоток с учетом  $k_{ц.с}$  и  $k_{с.в}$ :

$$\begin{aligned} C_T &= C_c + C_w = m \gamma_c u'_c \left[ \left( \frac{M}{BA} + \frac{\pi}{2} \varphi_c a_n D^2 \right) + \right. \\ &+ \frac{\pi}{4} \varphi_c D^2 \left( \frac{m+1}{3} l_{ок} + 1,8D \right) \left. \right] + \\ &+ 2m \gamma_w u'_w \frac{4M (D + 0,5l_{ок})}{D^2 \varphi_c B J}. \end{aligned} \quad (35)$$

Полные годовые затраты

$$\begin{aligned} Z &= Z_c + Z_w = \varepsilon C_c \left( 1 + \frac{k_c B^n u'_{pc} t_{ор}}{\varepsilon u'_c 1000} \right) + \\ &+ \varepsilon C_w \left( 1 + \frac{k_w J^2 u'_{pw} t_{н.г}}{\varepsilon u'_w 1000} \right). \end{aligned} \quad (36)$$

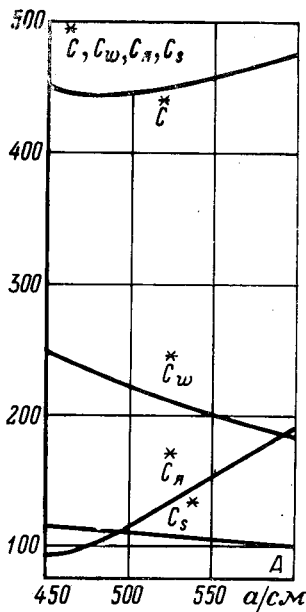


Рис. 2. Изменение в функции  $A$  суммарных производных стоимостей и их составляющих: ярма  $C_s$ , стержня  $C_s$  и обмотки  $C_w$ .

Построив  $C_T = f(A)$  при любых  $B$  и  $J$  (рис. 2), можно убедиться в том, что стоимость активных материалов имеет минимум при определенном значении линейной нагрузки. При увеличении  $J$  и  $B$  этот минимум уменьшается. Установление оптимальных значений  $J$  и  $B$  возможно из условий минимума полных затрат. Исходные размеры можно определить следующим образом.

1. Задаемся исходными значениями  $\bar{B}$ ,  $\bar{\varphi}_w$  и  $\bar{J}$  на основе данных практики.

2. Определяем исходные значения  $\bar{b}$  по (9) или (9а), при этом  $\bar{A} = 0,5\bar{b}\bar{J}\bar{\varphi}_w$ .

3. По (31) находим  $\varphi$ , (29) —  $l_{ок}$  и по (30) — исходный диаметр стержня  $\bar{D}$ .

4. Определяем магнитный поток  $\bar{\Phi} = \frac{\pi}{4} \bar{D}^2 \varphi_c \bar{I}$  и н. с.  $\bar{F} = \frac{M}{\bar{\Phi}}$ .

5. Определяем высоту обмотки  $\bar{l} = \frac{2F}{J\bar{b}\bar{\varphi}_w}$  и высоту стержня  $\bar{l}_s = \bar{l} + 2a_n$ .

В результате вариаций  $A$  от исходного значения  $\bar{A}$  находим минимум  $C_T$  по (35) при  $A = A_0$ .

Для рассмотренного выше трансформатора 1600 кВА при  $J = 3,4$  а/мм<sup>2</sup>,  $\bar{B} = 1,62 \cdot 10^{-4}$  вб/см<sup>2</sup>,  $\bar{\varphi}_w = 0,4$  по рис. 2 и таблице находим  $A_0 = 470 - 500$  а/см, т. е. практически равно исходному значению; при этом, если принять  $A_0 \approx 500$ :  $\varphi = 9,35$ ;  $l_{ок} = 25$  см;  $D \approx 27$  см.

A	$\varphi$	$l_{ок}$	D	$C_s/C_s^*$	$C_{ж}/C_{ж}^*$	$C_w/C_w^*$	$C_T$	l	$l_s$
450	8,417	24,22	24,98	$\frac{895}{114}$	$\frac{720}{91,6}$	$\frac{550}{246}$	452	80,9	95,9
470	8,791	25,0	25,27	$\frac{865}{110}$	$\frac{750}{95,5}$	$\frac{530}{237}$	443	75,45	90,45
500	9,352	25,7	27,44	$\frac{848}{108}$	$\frac{940}{120}$	$\frac{496}{222}$	450	56,18	71,18
550	10,287	27,2	29,89	$\frac{818}{104}$	$\frac{1200}{153}$	$\frac{452}{202}$	459	46,25	61,25
600	11,222	28,7	32,33	$\frac{802}{102}$	$\frac{1505}{192}$	$\frac{415}{185}$	479	36,23	51,23

Из-за пологости кривой  $C_T$  в функции  $A$  в области минимума оптимальное значение  $A$  может быть выбрано с учетом других важных показателей, например, нормализации и пр., как это сказано выше о выборе  $\beta_{opt}$  [Л. 1].

### Определение экономических значений удельных нагрузок.

Решая систему  $\frac{\partial Z}{\partial B} = 0, \frac{\partial Z}{\partial J} = 0, \frac{\partial Z}{\partial \beta} = 0$  (или  $\frac{\partial Z}{\partial A} = 0$ ), находим  $B_0, J_0, \beta_0$  (или  $A_0$ ), удов-

летворяющие минимуму полных годовых затрат  $Z_{min}$ . Полное решение системы возможно с помощью ЦВМ. Построение кривых (рис. 1) показывает, что при любых практически мыслимых значениях  $B$  и  $J$  минимумы стоимости и полных затрат лежат в определенной области  $\beta$ , уменьшаясь с ростом  $B$  и  $J$ . Поэтому при выбранных  $\beta_0$  и  $B$  можно найти значение  $J$ , соответствующее минимуму  $Z$  из уравнения  $\frac{\partial Z}{\partial J} = 0$ .

Из кривых  $C_T = f(J)$  для  $\beta = \beta_0$  (рис. 1) при учете зависимости от  $J$  постоянных  $k_a, l_{ок}$  и  $a_1 - a_7$  видно, что приведенная стоимость материалов изменяется приблизительно обратно пропорционально плотности тока; при этом, если принять  $B = const$ , из (26) следует:

$$Z = Z_c + Z_w = \bar{Z}_c \frac{J}{J_0} + \bar{C}_w \frac{J}{J_0} \left( 1 + \frac{k_w J^2 u'_{pw} t_{н.г}}{1000 \varepsilon u_w} \right), \quad (37)$$

где  $\bar{Z}_c$  — затраты на сердечник при  $J = J_0$ ;  $\bar{C}_w$  — стоимость обмотки при  $J = J_0$ .

Из уравнения  $\frac{\partial Z}{\partial J} = 0$  получаем:

$$J_0 = \sqrt{\frac{\varphi \varepsilon u'_w 1000}{k_w u'_{pw} t_{н.г}}}, \quad \frac{a}{mm^2}, \quad (38)$$

где с учетом (36)

$$\psi = 1 + \frac{\bar{Z}_c}{\bar{C}_w} = 1 + \frac{u'_c \bar{C}_c}{u'_w \bar{C}_w} \left( 1 + \frac{k_c u'_{pc} t_{н.г} B^n}{1000 \varepsilon u'_c} \right). \quad (39)$$

Как видно из рис. 1, при  $\beta = \beta_0$  для ориентировочных расчетов можно принять  $\frac{u'_c \bar{C}_c}{u'_w \bar{C}_w} \approx 1$  и  $\frac{\bar{Z}_c}{\bar{C}_w} \approx 2$

(т. е. себестоимость стали — активной и конструктивной — равна себестоимости обмотки, а полные затраты на сталь вдвое больше себестоимости обмотки), тогда  $\psi = 3$ . При этом

$$J_0 = \sqrt{\frac{3 \varepsilon u'_w 1000}{k_w u'_{pw} t_{н.г}}}, \quad \frac{a}{mm^2}. \quad (40)$$

Если ввести рекомендуемый в [Л. 1] коэффициент «приведенной цены» меди с учетом стоимости изоляции и производства  $k_{цв} = 1,75 - 2$ , то получим  $u'_w = 1,93$  руб/кг, и при  $\varepsilon = 0,21, k_w = 2,4, u'_{pw} t_{н.г} = 55$  руб/квт экономическая плотность тока по (40) для меди  $J_0 = 3,2$  а/мм<sup>2</sup>. Для алюминия (при  $u_{вп} = 0,96, k_{цв} = 2,6$  по [Л. 1],  $u'_w = 2,5, k_w = 12,8$ )  $J_0 = 1,5$  а/мм<sup>2</sup>. Эти величины близки к получаемым в результате оптимизации на ЦВМ.

Обычно применяемая методика определения коэффициентов  $k_{цв}, k_{ц.с}$  при расчете стоимости трансформатора весьма приближенна и по существу неоправданна, так как стоимость конструктивных материалов и стоимость производства можно лишь весьма грубо полагать пропорциональной стоимо-

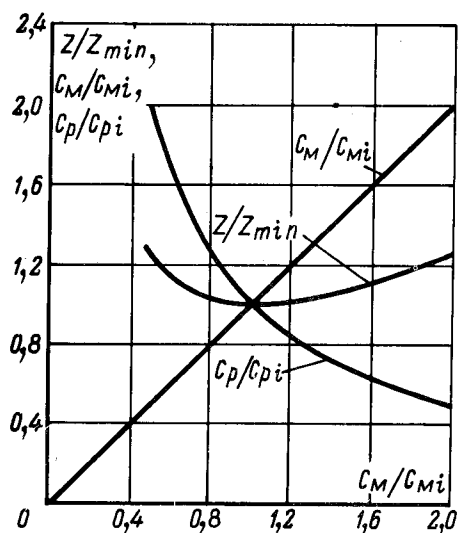


Рис. 3. Изменение относительных стоимостей потерь и полных затрат в функции относительной стоимости материалов.

сти активных материалов. Поэтому, строго говоря, эти коэффициенты должны представлять отношения части себестоимости, пропорциональные стоимости активных материалов, к стоимости активных материалов. Значение нормативного коэффициента или коэффициента приведения одновременных и распределенных затрат также нуждается в уточнении. Есть основания предполагать, что значение  $\epsilon$  должно быть больше 0,21. Необходимо также учитывать эффект от экономии лимитируемых материалов, от снижения потерь и пр. Часто отмечается, что в практике производства материалы экономятся недостаточно. Причиной может быть и их относительно низкая цена. Повышение цены на материалы может быть выгодным также с точки зрения более быстрого развития промышленности, производящей материалы.

Из сказанного можно сделать вывод, что формулу (38) не следует понимать как нижний предел

экономической плотности тока. Все зависит от того, как определяются входящие в нее величины. Нижний предел  $J_0$  получится, если подставлять преysкуранные цены материалов, т. е. при  $k_{ц.с} = k_{с.в}$ , но это было бы неправильно, так как с возрастанием массы и стоимости активных материалов возрастают и другие расходы.

На рис. 3 показано изменение стоимости потерь  $C_p$  при увеличении стоимости материалов  $C_m$ , а также изменение полных затрат  $Z = C_p + C_m$  в относительных единицах по отношению к их значениям при  $Z = Z_{min}$ . Из кривых видно, например, что отклонение  $C_m$  или  $C_p$  на 100% одинаково приводит к росту  $Z$  на 25%. Следовательно, экономически недопустимо как значительное снижение расхода материалов, так и потеря по сравнению с их оптимальными значениями.

**Выводы.** 1. При ориентировочном анализе экономичности исходного варианта целесообразно выбрать три независимых переменных  $B, J, \beta$  и  $B, J, A$ .

2. Дифференцирование полученных функциональных уравнений масс, стоимостей и годовых затрат позволяет установить «экономические» пределы для  $B, J, \beta$  или  $B, J, A$  и соответствующие им «экономические» размеры.

Окончательный выбор «оптимальных» удельных нагрузок и «оптимальных» размеров определится в результате подробного анализа проектных вариантов по всем показателям.

3. Для правильного определения экономических удельных нагрузок необходимы исследования по уточнению коэффициентов расчетных цен  $k_{ц.с}$ ;  $k_{ц.с}$  и  $k_{с.в}$  в формулах (16а), (20) и (25) для различных типов трансформаторов в зависимости от уровня технологии и организации производства и с учетом прогноза развития.

**ЛИТЕРАТУРА**

1. Тихомиров П. М., Расчет трансформаторов, изд-во «Энергия», 1968.  
2. Постников И. М., Проектирование электрических машин, изд-во «Техника», Киев, 1960.

[25.11.1971]



**Электрические характеристики трансформаторной маслобарьерной изоляции при воздействии постоянного напряжения**

Д. А. КАПЛАН  
Ленинград

и Е. Л. ТОПОЛЯНСКИЙ  
Запорожье

**Введение.** Создание электрооборудования для передачи постоянного тока высокого напряжения требует изучения электрических характеристик изоляции при специфических воздействиях, не встречающихся в передачах переменного тока.

В рабочем режиме на изоляцию трансформаторов и реакторов воздействует напряжение сложной формы, содержащее постоянную и переменную составляющие. Значение постоянной составляющей

в трансформаторах лежит в пределах от 50 до 90% амплитуды рабочего напряжения, а в линейных реакторах практически равно 100%. При испытаниях изоляция подвергается воздействию повышенного постоянного напряжения длительностью от 30 мин до 2 ч.

Воздействие постоянного напряжения на слоистый диэлектрик, каким является маслобарьерная изоляция (МБИ), имеет ряд особенностей. Рас-

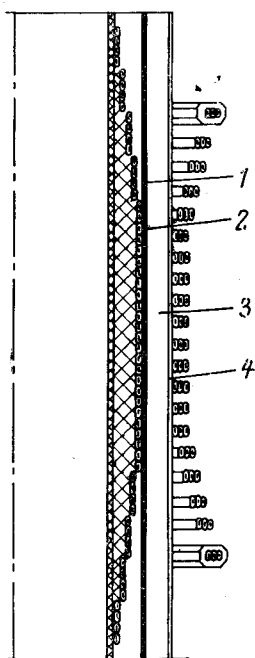


Рис. 1. Конструкция модели изоляции средней части обмотки.

1 — внутренняя обмотка; 2 — изоляционный барьер; 3 — рейка; 4 — наружная обмотка.

ности поля, температуры и влажности изоляции.

В настоящее время электрические характеристики МБИ при воздействии постоянного напряжения исследованы в значительно меньшей степени, чем при воздействии переменного и импульсного напряжения [Л. 1—5].

В статье приведены основные сведения о прочностных характеристиках маслосбарьерной изоляции при воздействии постоянного напряжения с учетом ее конструктивных особенностей. Исследовались электрические характеристики главной маслосбарьерной изоляции обмотки в средней ее части и на краю.

**Конструкция моделей.** Электроды модели изоляции середины (рис. 1) изготовлялись из стандартного обмоточного провода АПББО с размерами  $2,3 \times 6,4$  мм при толщине изоляции 1,35 мм на две стороны: внутренняя обмотка — с прилеганием витков вплотную друг к другу; наружная обмотка — типа катушечной с аксиальным каналом между дисками, равным примерно 10 мм.

Рабочей зоной в моделях середины являлась центральная часть, состоящая из 4—10 катушек. Диаметр внутреннего электрода 170—220 мм. Главное изоляционное расстояние  $S_r$  между обмотками изменялось от 13 до 40 мм. Более высокая электрическая прочность вне рабочей зоны (между обмотками на краях) обеспечивалась путем одновременного увеличения диаметра наружной обмотки и уменьшения диаметра внутренней обмотки. Крайние катушки наружной обмотки дополнительно изолировались бумажной лентой.

Барьеры изготавливались из рольного (толщиной 0,5 мм) или листового (толщиной 1 мм) картона. Расстояние между барьерами и обмоткой,

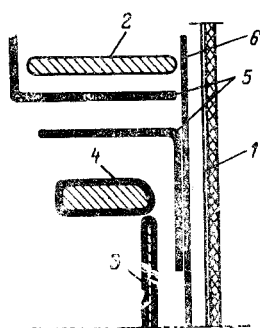


Рис. 2. Конструкция модели изоляции края обмотки.

1 — внутренний заземленный электрод; 2 — прижимные кольца (заземлены); 3 — центральная часть наружного электрода; 4 — емкостное кольцо наружного электрода; 5 — угловые шайбы; 6 — изоляционный барьер.

пределение напряжения по слоям устанавливается в течение длительного времени после приложения напряжения. Установившееся распределение определяется сопротивлениями слоев и может изменяться в основном в зависимости от напряжен-

между барьерами, а также между катушками обмотки фиксировались с помощью реек и прокладок, применяемых в трансформаторостроении.

Электроды модели изоляции края (рис. 2) выполнялись из металлических точеных деталей с целью получения фиксированных геометрических размеров. Электроды изолировались лентой из бумаги К-12 шириной 20 мм с перекрытием 50%. В рабочей зоне на емкостном кольце наружного электрода толщина изоляции составляла 0,7—1 мм на сторону. Угловая шайба толщиной 2 мм изготавливалась из рольного картона.

Изоляционное расстояние между электродами составляло в радиальном направлении 26 мм, в осевом — 50 мм.

Для увеличения электрической прочности вне рабочей зоны в центральной части модели устанавливался дополнительный барьер толщиной 2 мм, и толщина изоляции на цилиндрической части электрода увеличивалась до 2 мм. На емкостные и прижимные кольца снаружи устанавливались обратные угловые шайбы.

Модели проходили сушку и пропитку по технологии, близкой к заводской для трансформаторов высших классов напряжения.

**Методика испытаний.** Для испытаний использовались две установки постоянного напряжения: одна с номинальным напряжением 400 кВ и выходной емкостью 0,18 мкФ, вторая с номинальным напряжением 1300 кВ и выходной емкостью 0,04 мкФ. Пульсация выходного напряжения во всех случаях не превосходила 1%.

Измерение напряжения производилось с помощью микроамперметра, включенного через большое добавочное сопротивление. Регистрация частичных разрядов при испытаниях производилась широкополосным методом с чувствительностью  $10^{-10}$  к.

Испытания проводились в баках с объемом масла около 1200 л, которые обеспечивали визуальное наблюдение за моделью через окна или прозрачные стенки (бак из оргстекла).

В большинстве опытов напряжение поднималось ступенями примерно 10% от ожидаемого пробивного, начиная с 60—70%. Выдержка напряжения на ступени менялась от 1 мин до 2 ч. В некоторых опытах напряжение поднималось плавно со скоростью 3 кВ/сек.

**Результаты испытаний.** Зависимость электрической прочности от времени воздействия и полярности напряжения. Выдержки времени при испытаниях (от плавного подъема до 2 ч) охватывают длительности воздействий, при которых обычно определяется кратковременная прочность при постоянном напряжении.

Распределение постоянного напряжения по слоям маслосбарьерной изоляции по имеющимся данным устанавливается в течение нескольких минут. На рис. 3 приведена кривая изменения тока, протекающего через маслосбарьерную изоляцию, в зависимости от времени после приложения напряжения. Как видно из рис. 3, время установления тока через изоляцию, и, следовательно, время установления распределения напряжения по слоям составляет 10—15 мин. Таким образом, электриче-

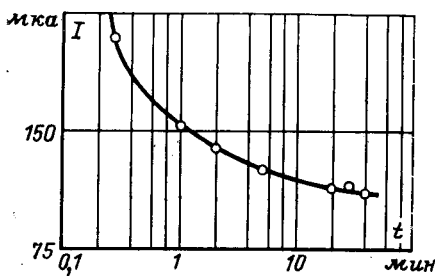


Рис. 3. Зависимость тока проводимости маслобарьерной изоляции от времени.

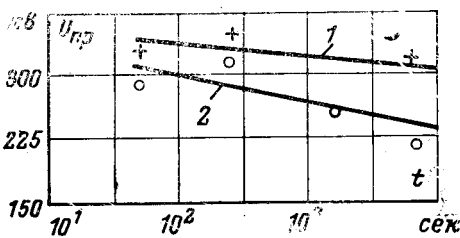


Рис. 4. Зависимость пробивного напряжения МБИ от длительности воздействия напряжения.  
1 — отрицательная полярность; 2 — положительная полярность.

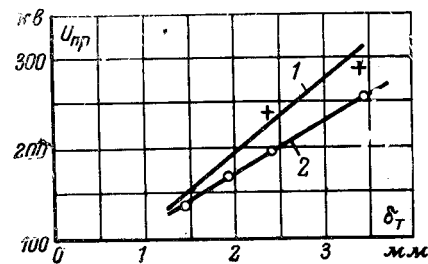


Рис. 5. Зависимость пробивного напряжения МБИ от толщины твердой изоляции.

1 — модели с листовым картоном, имеющим толщину 1 мм; 2 — модели с рольным картоном, имеющим толщину 0,5 мм.

ская прочность, определенная при выдержках на ступени свыше 15 мин, соответствует установившемуся распределению напряжения.

Испытания проводились на моделях, воспроизводящих изоляцию середины обмотки (рис. 1) с главным изоляционным расстоянием  $S_r = 21$  мм с суммарной толщиной твердой изоляции 3,4 мм. Температура масла при испытаниях была равна  $t \approx 20^\circ\text{C}$ .

Результаты испытаний приведены на рис. 4. Полярность напряжения указана для наружной обмотки модели, отделенной от картонного барьера масляным каналом. Каждая точка представляет собой среднее значение пробивных напряжений 3—6 моделей.

Как видно из рис. 4, электрическая прочность при положительной полярности меньше примерно на 20%. Полярный эффект характерен для пробы в неоднородном поле. В исследуемых моделях изоляция в небольшом объеме вблизи провода находится в условиях сильно неоднородного поля, что, по-видимому, и приводит к проявлению эффекта полярности.

Снижение пробивного напряжения с увеличением длительности выдержки невелико и составляет примерно 10% при отрицательной и примерно 20% при положительной полярностях.

Следует отметить большой разброс отдельных значений пробивных напряжений. Именно этим, по-видимому, объясняется отклонение средних значений при разных длительностях выдержки от усредненных зависимостей, приведенных на рис. 4.

Зависимость электрической прочности от конструктивных факторов. Заполнение изоляционного расстояния твердой изоляцией при постоянном напряжении оказывает значительно большее влияние на электрическую прочность, чем при переменном.

Для определения этого влияния были испытаны модели с одинаковым расстоянием и разной суммарной толщиной картона (рис. 5) и модели с одинаковой толщиной картона и разным расстоянием между обмотками (рис. 6). Испытания проводились с выдержкой на ступени от 30 мин до 1 ч при температуре  $20^\circ\text{C}$ .

Как видно из рис. 5, пробивное напряжение пропорционально суммарной толщине картона, причем приращение прочности составляет для рольного картона 48 кВ и для листового картона 78 кВ

на 1 мм. Эта разница объясняется, по-видимому, различием характеристик картона. Собственная прочность листового и рольного картона, определенная отдельно, составляет около 190 кВ/мм, что намного больше приведенных выше значений.

Прочность масла при испытании моделей, не содержащих твердой изоляции (отсутствуют барьеры и витковая изоляция на проводе) составила 6,5 кВ/мм ( $U_{пр} = 111$  кВ,  $S_r = 17$  мм). Это значение практически совпадает с прочностью масла между плоскими электродами площадью около 200 см<sup>2</sup> ( $E_{пр} \approx 5-10$  кВ/мм) и с данными, приведенными в [Л. 2], по которым  $E_{пр} = 6$  кВ/мм при расстоянии 20 мм между плоскими электродами такой же площади. Таким образом, местная неравномерность поля у края провода в модели не сказалась на пробивном напряжении масла.

Ширина масляного канала, прилегающего к обмотке, практически не повлияла на электрическую прочность при неизменной суммарной толщине твердой изоляции, в то время, как при переменном напряжении этот фактор имеет большое значение [Л. 6]. Как видно из рис. 6, для моделей с рольным картоном практически нет никакой разницы в случае отсутствия масляного канала (обмотки вплотную прилегают к барьеру с обеих сторон) и в случае наличия канала шириной  $S_{м.к} = 18$  мм.

Для моделей с листовым картоном изменение канала от 10 до 36 мм за счет увеличения общего изоляционного расстояния также не сказалось на пробивном напряжении. Разницу между пробивным напряжением при отсутствии масляного канала

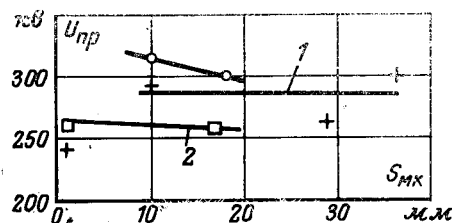


Рис. 6. Зависимость пробивного напряжения МБИ от величины первого масляного канала, прилегающего к обмотке  $S_{м.к}$ .

1 — изменение  $S_{м.к}$  за счет главного изоляционного расстояния (листовой картоны); 2 — изменение  $S_{м.к}$  за счет главного изоляционного расстояния (рольный картон); 3 — изменение  $S_{м.к}$  за счет изменения числа изоляционных барьеров.



ла и его наличии следует считать случайной. При изменении масляного канала за счет увеличения числа барьеров (расстояние между обмотками не менялось) разница в пробивных напряжениях составляет 4%, что лежит в пределах разброса.

Различные способы фиксации изоляционных расстояний ближайшего к обмотке цилиндра, которые существенно сказываются на прочности МБИ при переменном напряжении, не повлияли на прочность при постоянном напряжении. Пробивные напряжения моделей составили при использовании реек 300 кВ и при использовании прокладок 296 кВ. В обоих случаях не отмечалось преимущественного расположения следов частичных разрядов и мест пробоя у кромок реек и прокладок.

Зависимость электрической прочности МБИ от температуры. Изменение температуры от 20 до 80 °С практически не сказалось на прочности МБИ при постоянном напряжении. Так, у моделей с рольным картоном при 20 °С напряжение  $U_{пр} = 254$  кВ и при 80 °С  $U_{пр} = 289$  кВ; у моделей с листовым картоном  $U_{пр}$  при 20 и 80 °С равно 295 кВ. Разницу, полученную у моделей с рольным картоном, следует считать случайной. Изменение температуры приводит к изменению удельных объемных сопротивлений как масла, так и твердой изоляции. Отношение удельных объемных сопротивлений твердой изоляции и масла при этом несколько снижается [Л. 7]. Прочность масла при повышении температуры от 20 до 80 °С при воздействии постоянного напряжения не изменяется [Л. 2]. Если предположить, что прочность твердой изоляции в этих условиях снижается незначительно, то этим можно объяснить отсутствие влияния температуры на прочность МБИ в данных опытах.

Электрическая прочность изоляции у края обмотки. При переменном напряжении электрическая прочность МБИ на краю обмотки ниже электрической прочности середины. Это связано с большей неоднородностью поля на краю обмотки и особенностями конструкции изоляции, в первую очередь, с применением угловых шайб. При постоянном напряжении степень неоднородности поля на краю обмотки значительно меньше. Влияние конструкции изоляции также должно быть при постоянном напряжении меньше, чем при переменном, и прочность должна определяться в основном суммарной толщиной твердой изоляции.

Испытания модели изоляции края обмотки подтвердили эти предположения. Пробивное напряжение моделей, имеющих суммарную толщину твердой изоляции 3,7 мм, составляло при положительной полярности 283 кВ, что мало отличается от результатов, полученных для моделей середины обмотки. Пробой модели происходил через угловую шайбу в месте сгиба лепестков. Так как по конструктивным соображениям заполнение изоляционного промежутка твердой изоляцией на краю обмотки всегда больше, чем в середине, то электрическая прочность главной изоляции при воздействии постоянного напряжения в отличие от переменного будет в общем случае определяться зоной середины.

**Оценка напряженностей в слоях МБИ по ре-**

**зультатам испытаний моделей.** Полученные при испытаниях моделей данные могут быть использованы для расчета распределения постоянного напряжения по слоям МБИ. Для упрощения расчета будем считать, что электрическое поле в средней части модели является плоскопараллельным. Это допустимо, так как, во-первых, искажения, вызванные цилиндрической формой электродов при отношении их диаметров, равно примерно 1,1, не выходят за пределы 10% и, во-вторых, расположение всех пробоев в средней части модели показывает, что влиянием краев можно пренебречь. При замене поля внутри модели плоскопараллельным не учитывается также несплошность электродов модели (обмоток).

Расчет распределения напряжения и соответственно напряженностей в слоях может быть проведен, если известны значения удельных сопротивлений  $\rho$  слоев и их зависимости от напряженности  $\rho = f(E)$ . Остальные факторы, влияющие на величину  $\rho$ , в ходе опыта не меняются. По проведенным измерениям зависимости удельных сопротивлений масла  $\rho_m$  и твердой изоляции  $\rho_t$  от напряженности  $E$  имеют вид:

$$\rho_m = \rho_{0m} e^{-\beta_m (E_m - 3)}; \quad \rho_t = \rho_{0t} e^{-\beta_t E_t},$$

где для масла  $\rho_{0m} = 3,5 \cdot 10^{13}$  Ом·см;  $\beta_m = 0$  при  $E_m \leq 3$  кВ/мм и  $\beta_m = 0,25$  мм/кВ при  $E_m \geq 3$  кВ/мм; для твердой изоляции  $\rho_{0t} = 2,5 \cdot 10^{15}$  Ом·см и  $\beta_t = 0,015$  мм/кВ. Приведенные значения даны для температуры, равной примерно 20 °С.

Значения напряженностей  $E_t$  и  $E_m$  вычислялись следующим образом [Л. 7]. По опытным данным определялось значение  $E_{ср} = U_{пр}/S_r$ . Далее из выражения:

$$E_{ср} = \frac{\ln \frac{\rho_{0t}}{\rho_{0m} K} - 3\beta_m}{\beta_t K - \beta_m} [1 + k_3 (K - 1)],$$

где  $\beta_m = 0$  при  $E_m \leq 3$  кВ/мм;  $k_3$  — коэффициент заполнения твердой изоляцией, графически находим значение  $K = E_t/E_m$ . Напряженности  $E_m$  и  $E_t$  вычислялись по формулам:

$$E_m = \frac{E_{ср}}{1 + k_3 (K - 1)}; \quad E_t^* = K E_m.$$

Результаты расчетов для ряда испытанных моделей приведены в таблице. Совпадение значений  $E_m$  и  $E_t$  при пробое в моделях, сделанных из одинаковых материалов, но с разным соотношением толщин слоев, показывает, что пробой происходит тогда, когда напряженность в одном из слоев достигает критической величины.

В строках 1—8 и 11 таблицы приведены данные для моделей, изготовленных из одной партии изоляционных материалов и испытанных в одном и том же масле.

Строки 9—10 и 12—13 относятся к моделям, изготовленным из другой партии материалов и испытанным в другом масле. В отличие от остальных, модели, данные по которым приведены в строках 11—13, не подвергались сушке.

Для первой группы моделей при испытании картона в плоских электродах с закругленными краями в тех случаях, когда пробой происходил на краю электрода, причем часть пути по маслу, про-

№ п/п.	Главное изоляционное расстояние $S_r$ , мм	Суммарная толщина твердой изоляции $\delta_r$ , мм	Коэффициент заполнения $k_3$	Пробивное напряжение $U_{пр}$ , кВ	Средняя напряженность при пробое $E_{пр. ср}$ , кВ/мм	Напряженность в твердой изоляции при пробое $E_r$ , кВ/мм	Напряженность в масле при пробое $E_m$ , кВ/мм	Примечание
1	13,4	3,4	0,25	289	21,8	76	3,1	
2	21,4	3,4	0,16	294	13,8	74	2,9	
3	32,4	3,4	0,11	271	8,5	65	2,2	
4	39,4	3,4	0,09	300	7,6	67	2,3	
5	22,4	2,4	0,11	234	10,5	74	2,9	
6	21,4	1,4	0,07	145	6,9	70	2,6	
7	3,4	3,4	1	247	73	73	—	
8	17	—	0	111	6,5	—	6,5	Без масляного канала
9	25,7	4,7	0,18	550	21,4	103	4,4	Без твердой изоляции
10	25,7	2,7	0,11	380	14,8	103	4,4	Модели с гладким внутренним электродом
11	21,4	3,4	0,16	196	9,2	22,8	6,5	Модели с увлажненной изоляцией
12	25,7	4,7	0,18	350	13,6	35	8	
13	25,7	8,7	0,11	315	12,1	35	8	

бивная напряженность, определенная как  $U_{пр}/\delta_r$ , где  $\delta_r$  — толщина картона, составляла в среднем 100 кВ/мм. При испытании витковой изоляции на образцах, состоящих из двух сложенных вплотную проводов, была получена пробивная напряженность 70 кВ/мм, причем пробой происходил в местах, где провода расходятся, образуя масляный клин.

Сравнение приведенных значений показывает, что напряженность в твердой изоляции при пробое моделей близка к ее прочности, определенной в аналогичных условиях.

В то же время напряженность в масле при пробое моделей, равная 2—3 кВ/мм, значительно меньше его прочности (5—10 кВ/мм). Испытание масла в электродах, представляющих собой обмотки (строка 8 таблицы) без витковой изоляции, дало величину пробивной напряженности, равную 6,5 кВ/мм.

Таким образом, для первой группы моделей можно предположить, что пробой МБИ начинается в твердой изоляции.

Для второй группы моделей (строки 9—10) можно сделать такой же вывод: напряженность в твердой изоляции близка к ее прочности, а напряженность в масле остается ниже его прочности.

В группе моделей, не подвергавшихся сушке (строки 11—13), у которых  $\rho_0$  масла примерно равно  $\rho_0$  твердой изоляции, расчетные напряженности при пробое и в масле и в твердой изоляции близки к их прочности. Таким образом, в увлажненной изоляции пробой МБИ может начинаться в масле.

Регистрация частичных разрядов при испытаниях моделей показала, что при постоянном напряжении, вплоть до пробоя, не возникают регулярные интенсивные частичные разряды, аналогичные пробоем масляного канала МБИ при переменном напряжении. Частичные разряды отмечались в небольшом количестве моделей в виде единичных импульсов большой интенсивности. Только при увлажненной твердой изоляцией в каждой модели они имели регулярный характер.

**Выводы.** Приведенные выводы относятся к МБИ с низким влагосодержанием твердой изоляции (менее 1%).

1. Прочность МБИ при постоянном напряжении уменьшается на 10—20% с увеличением времени выдержки напряжения от 5 мин до 2 ч.

2. Прочность МБИ при положительной полярности примерно на 20% ниже, чем при отрицательной.

3. Прочность МБИ при постоянном напряжении практически пропорциональна коэффициенту заполнения.

4. Величина первого масляного канала, прилегающего к обмотке, и система фиксации расстояний для первого барьера не влияют на прочность МБИ.

5. Пробой МБИ при постоянном напряжении не предшествуют регулярные интенсивные частичные разряды.

#### ЛИТЕРАТУРА

1. Edlinger A., Kury H., Rogowsky Y., Transformatoren und Drosselspulen für die HGÜ, «Electrotechn Z», 1968, A89, № 8.
2. Ganger Berthold E., The breakdown voltage of oil gaps with high DC voltage, «IEEE Trans. Power Apparatus and Systems», 1968, 87, № 10.
3. Maier G., Vorwerk H.—J., Elektrische Festigkeit Ölgetränkter Isolationen bei HGÜ — Beanspruchungen, «Brown Boveri Mitt», 1969, 56, № 5.
4. Филиппов Г. А., Коновалов Б. Я. и Косарев С. Б., О влиянии коэффициента пульсации напряжения на электрическую прочность трансформаторного масла, Изв. вузов, «Энергетика», 1965, № 12.
5. Пучковский В. В. и Филиппов Г. А., Электрическая прочность маслослойной изоляции при пульсирующем напряжении, Изв. вузов, «Энергетика», 1966, № 7.
6. Панов А. В. и Морозова Т. И., Электрические характеристики и методика расчета главной изоляции мощных высоковольтных трансформаторов, Труды ВЭИ, «Вопросы трансформаторостроения», вып. 79, изд-во «Энергия», 1969.
7. Тополянский Е. Л., Напряженности в маслослойной изоляции при воздействии постоянного напряжения, «Электротехника», 1972, № 3.

[18.1.1972]



# Исследование поверхностных частичных разрядов при переменном напряжении

М. А. АРОНОВ, В. П. ЛАРИОНОВ и А. Ф. ХАРЧЕНКО

Москва

Одним из процессов, вызывающих электрическое старение твердых органических диэлектриков, являются частичные разряды. Срок жизни такой изоляции может определяться не только частотой и интенсивностью единичных частичных разрядов во внутренних плоскостях диэлектрика, но и в ряде случаев характеристиками частичных разрядов на поверхности диэлектрика. Однако процессы, протекающие при поверхностных частичных разрядах (ПЧР) по сравнению с внутренними частичными разрядами, изучены в значительно меньшей степени.

В статье на основе исследования ПЧР электрическим, оптическим и электрографическим методами, дается картина развития ПЧР при переменном напряжении, проводится сравнение электрических и оптических сигналов единичных импульсов ПЧР.

**Методика проведения экспериментов.** Частичные разряды исследовались на поверхности листа толщиной 2 мм из эпоксидного компаунда марки ЭЗК-10 (горячего отверждения на основе смолы ЭДЛ с кварцевым песком в качестве наполнителя). Диэлектрик помещался между двумя электродами: высоковольтным электродом служила игла с радиусом закругления конца около 50 мкм, а заземленным электродом являлась металлическая плоскость. В дальнейшем будем называть такую систему электродов промежуток «игла — диэлектрик — плоскость».

Исследования проводились при переменных напряжениях с частотой 50 и 450 гц, а также при униполярных импульсах обеих полярностей.

Характеристики ПЧР измерялись при чистой и сухой поверхности диэлектрика. Температура окружающего воздуха была около 20 °С, относительная влажность — 45—55%. Давление воздуха изменялось в пределах от 760 до 150 мм рт. ст. (объект исследования помещался в металлическую барокамеру).

Блок-схема измерения характеристик единичных импульсов ПЧР электрическим и оптическим методами приведена на рис. 1.

Для измерения электрических характеристик ПЧР испытуемый объект ИО включался последо-

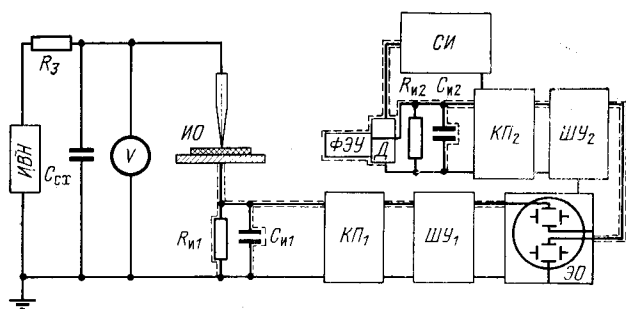


Рис. 1. Схема измерения характеристик единичных импульсов ПЧР электрическим и оптическим методами.

ИВН — источник высокого напряжения;  $R_з$  — защитное сопротивление;  $C_{ст}$  — емкость схемы подсоединения.

вательно с входным контуром  $R_{ит}C_{ит}$  схемы. Сигнал с этого контура подавался через катодный повторитель  $КП_1$  и широкополосный усилитель  $ШУ_1$  осциллографа ОК-17 м на пластины  $У$  одного из лучей этого осциллографа ЭО. Постоянная времени входного контура составляет около  $7 \cdot 10^{-6}$  сек, что позволяло измерить кажущийся заряд  $Q_{и}$  единичных импульсов ПЧР по амплитуде отклонения луча осциллографа. Наибольшая чувствительность схемы равна  $5 \cdot 10^{-13}$  к/мм.

Для измерения световых излучений ПЧР применен фотоэлектронный умножитель типа ФЭУ-37. Область максимальной спектральной чувствительности его фотокатода (380—420 нм) практически совпадает с максимумом в спектре излучения ЧР в воздухе [Л. 1 и 2]. Напряжение на делителе  $D$ , подаваемое от стабилизированного источника  $СИ$ , устанавливалось из условия работы ФЭУ в области прямой пропорциональности между амплитудой анодного тока и световым потоком, падающим на фотокатод. Электрический сигнал, пропорциональный световому потоку от ПЧР, через входной контур  $R_{из2}C_{из2}$ , катодный повторитель  $КП_2$  и широкополосный усилитель  $ШУ_2$  подавался на пластины  $У$  второго луча осциллографа. Параметры входного контура ( $T = 7 \cdot 10^{-6}$  сек) позволяли измерить значение  $\int_0^{\tau_i} i_{\PhiЭУ} dt$  единичных импульсов

ПЧР. Максимальная эквивалентная чувствительность оптической схемы составляла  $10^{-14}$  к/мм.

Градуировка измерительных схем производилась с помощью генератора прямоугольных импульсов и стандартного источника коронных разрядов [Л. 3].

Для выявления знака и картины распределения заряда, осевшего на поверхности диэлектрика при ПЧР, использовался электрографический метод [Л. 4—6]. С помощью этого метода для различных стадий развития ПЧР получены картины (электрограммы) положительного и отрицательного зарядов на поверхности диэлектрика.

При обработке осциллограмм, полученных при измерениях характеристик ПЧР электрическим и оптическим методами, определялись величины кажущегося заряда  $Q_{и}$  единичного импульса ПЧР и сигнала  $\Omega$ , пропорционального световой энергии этого импульса:

$$\Omega = \frac{\int_0^{\tau_i} i_{\PhiЭУ} dt}{Mg\mu}, \quad (1)$$

где  $\int_0^{\tau_i} i_{\PhiЭУ} dt$  — интеграл тока ФЭУ за время еди-

ничного импульса  $\tau_i$ , который измерялся по осциллограммам;  $M$  — коэффициент усиления ФЭУ;  $g$  — геометрический фактор, зависящий от местопо-

жения фотокатода  $\Phi_{ЭУ}$  относительно объекта;  $\mu$  — коэффициент поглощения излучения средой между фотокатодом и объектом.

В опытах для коэффициентов  $M$ ,  $g$ ,  $\mu$  принимались соответственно значения  $10^5$ — $10^6$ ;  $4,8 \cdot 10^{-3}$ ;  $0,7$ .

**Развитие ПЧР при переменном напряжении.** Начиная с некоторого значения приложенного напряжения, в промежутке «игла — диэлектрик — плоскость» возникают регулярные импульсы ПЧР с некоторой пороговой величиной кажущегося заряда. В нашем случае эта величина была не ниже  $10^{-11}$  к. Это напряжение, при котором, как показали предварительные расчеты, выполняется условие самостоятельности разряда в воздушном клине между поверхностями иглы и диэлектрика, будем называть начальным напряжением ПЧР. Следует отметить, что при напряжениях ниже начального не удалось зарегистрировать импульсы ПЧР с помощью электрической и оптической схем с указанными выше чувствительностями. Измерения при частотах 50 и 450 гц показали, что в рассматриваемом промежутке начальное напряжение ПЧР линейно возрастает при увеличении давления воздуха от 150 до 760 мм рт. ст. по закону:

$$U_H = 920 + 0,96p, \quad (2)$$

где  $U_H$  — максимальное значение начального напряжения, в.

Количество, величина и форма импульсов ПЧР существенно изменяются при различных кратностях приложенного напряжения по отношению

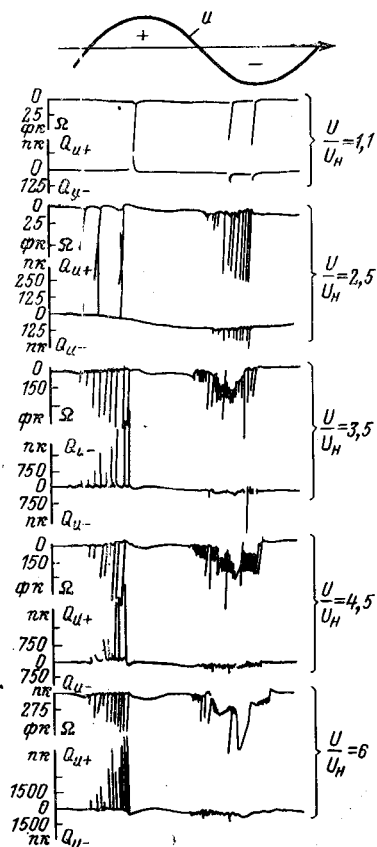


Рис. 2. Осциллограммы электрических ( $Q_n$ ) и оптических ( $\Omega$ ) сигналов ПЧР при различных кратностях  $U/U_H$ ,  $f=450$  гц.

к начальному (рис. 2). При начальном напряжении, как правило, регулярно и стабильно повторяются один импульс в положительной и один-два импульса в отрицательный полупериоды. Средняя продолжительность импульсов при нормальном давлении составляет примерно  $10^{-7}$  сек.

По мере увеличения кратности напряжения число и величина импульсов ПЧР возрастают. При этом в положительный полупериод возникает сравнительно небольшое число импульсов со значительными величинами электрических и оптических сигналов, а в отрицательный полупериод — большое число импульсов с относительно небольшими величинами сигналов, среди которых наблюдается несколько мощных импульсов.

При значительных кратностях напряжения по отношению к начальному (в нашем случае 3,5—4,5 и выше) в отрицательный полупериод происходит слияние отдельных импульсов в импульс сложной формы длительностью до нескольких сотен микросекунд.

Зависимости сигналов  $Q_n$  и  $\Omega$  от кратности напряжения и от давления (рис. 3) показывают, что с увеличением напряжения, так же как и при сни-

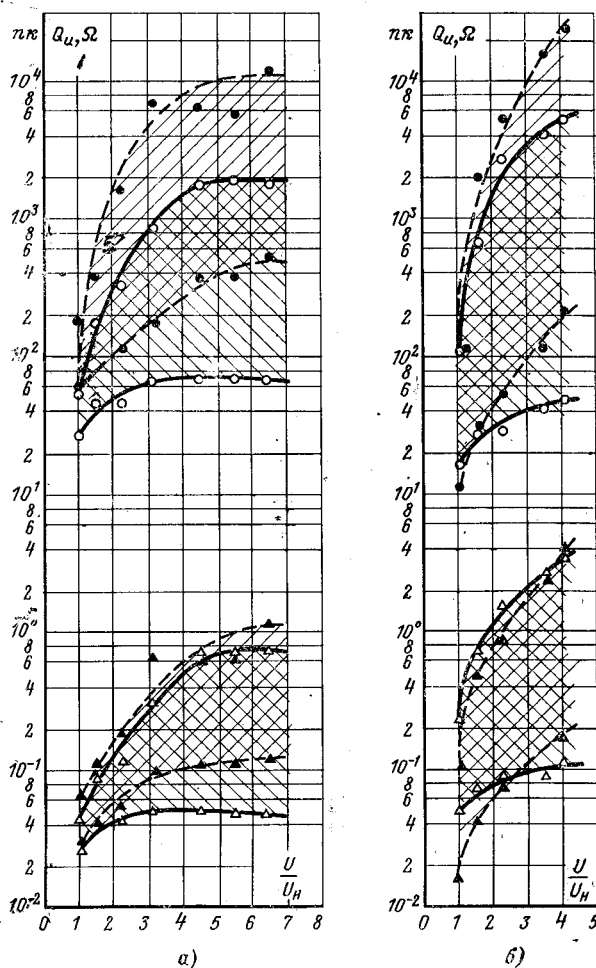
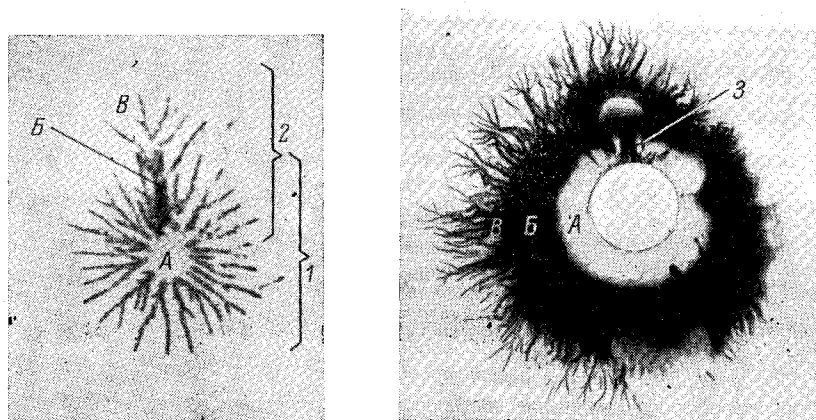


Рис. 3. Зависимости  $Q_n$  и  $\Omega$  от отношения  $U/U_H$ .

а — при  $p=760$  мм рт. ст.; б — при  $p=150$  мм рт. ст.  
 $\Delta, \blacktriangle$  — экспериментальные точки  $\Omega$ ;  $\circ, \bullet$  — экспериментальные точки  $Q_n$ ;  $\blacktriangle, \bullet$  — экспериментальные точки и границы изменения при положительных импульсах ПЧР;  $\Delta, \circ$  — экспериментальные точки и границы изменения при отрицательных ПЧР.



а) б)

Рис. 4. Электрограммы зарядов на поверхности диэлектрика, полученные после приложения импульсного напряжения.

а — положительного заряда при импульсе положительной полярности и двух вспышках ПЧР (темный — положительный заряд); б — положительного заряда при импульсе положительной полярности (темный — положительный заряд). 1 — зона расположения положительного заряда от первой вспышки; 2 — такая же зона от второй вспышки; 3 — ветви обратного разряда между зоной В и электродом.

жении давления, величины этих сигналов в среднем возрастают.

Одновременно значительно увеличиваются разбросы, а минимальные пороговые значения сигналов уменьшаются при снижении давления и составляют: при  $p=760$  мм рт. ст.

$$Q_{и.п} = 30 \cdot 10^{-12} \text{ к}, \quad \Omega_{п} = 28 \cdot 10^{-15} \text{ к};$$

при  $p=150$  мм рт. ст.

$$Q_{и.п} = 10 \cdot 10^{-12} \text{ к}, \quad \Omega_{п} = 16 \cdot 10^{-15} \text{ к}.$$

Импульсы положительной полярности имеют в среднем большие величины электрических и оптических сигналов, чем импульсы отрицательной полярности.

Приведенные экспериментальные данные в сочетании с электрограммами позволяют представить возможную картину развития ПЧР при переменном напряжении в промежутке с резко неоднородным полем типа «игла — диэлектрик — плоскость».

При напряжении  $U \geq U_{п}$  в положительный полупериод возникает ряд вспышек ПЧР (рис. 2). Электрограмма рис. 4, а, полученная при импульсе положительной полярности, вызвавшем две вспышки ПЧР, показывает, что на поверхности диэлектрика образуется множество одновременно развивающихся ветвей. По окончании вспышек положительной полярности на этой поверхности образуются три характерные зоны [Л. 4 и 5]: А — зона, свободная от зарядов; В — зона повышенной плотности положительного заряда; В — зона заряда положительного знака с четко различимыми ветвями ПЧР (рис. 4, а и б).

После максимума положительного полупериода напряжения вспышки ПЧР прекращаются и происходит усиление электрического поля между зоной В и электродом. В результате этого вблизи нуля напряжения возникают обратные разряды, при которых частично нейтрализуется заряд зоны В. На электрограмме рис. 4, б видны ветви обратного разряда. (Для получения более нагляд-

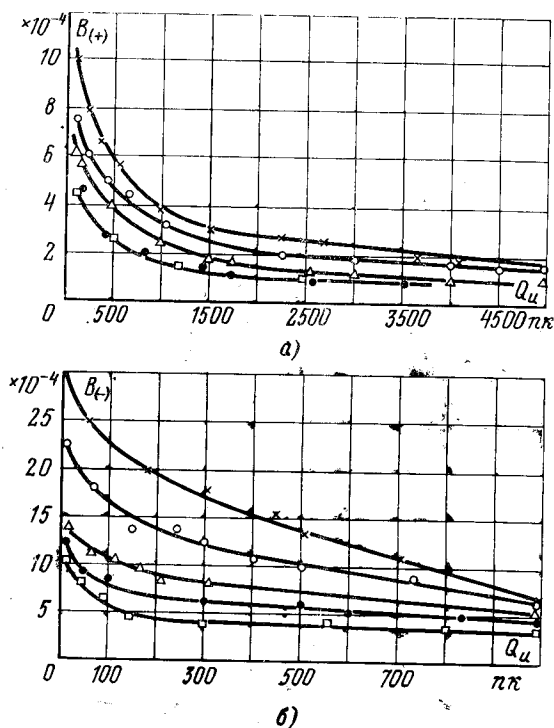


Рис. 5. Зависимости средних значений  $V_{(+)}$  и  $V_{(-)}$  от величины кажущегося заряда ПЧР и давления воздуха.

а — при ПЧР положительной полярности; б — при ПЧР отрицательной полярности. □ —  $p=760$  мм рт. ст.; ● — 600 мм рт. ст.; △ — 450 мм рт. ст.; ○ — 300 мм рт. ст.; + — 150 мм рт. ст.

ной картины в качестве высоковольтного электрода использован стержень диаметром 20 мм).

В отрицательный полупериод с ростом напряжения будут, по-видимому, продолжаться разряды между зоной В и электродом и нейтрализация положительного заряда этой зоны. Одновременно возникают импульсы отрицательных ПЧР, во время которых происходит образование в промежутке и осаждение на поверхности, которая была свободна от зарядов после положительного полупериода (зона А) как отрицательных, так и положительных зарядов. Положительные заряды концентрируются в каналах стримеров, а отрицательные — вокруг каналов и, особенно, на границе зоны ионизации.

После перехода через максимум напряжения в отрицательном полупериоде импульсы ПЧР прекращаются (рис. 2). Электрографические измерения показывают, что у нуля напряжения отрицательного полупериода на поверхности диэлектрика остаются положительные заряды В, образованные при положительных ПЧР, а в зоне А — заряды обоих знаков, образованных при отрицательных ПЧР [Л. 4 и 5]. Заряд зоны В отсутствует, так как он, по-видимому, нейтрализуется в каждый период приложенного напряжения.

Указанный механизм развития ПЧР в промежутке «игла — диэлектрик — плоскость» сохраняется при значительных кратностях приложенного напряжения по отношению к начальному. Происходит лишь возрастание числа, величины, длительности единичных импульсов ПЧР и размеров зон поверхностных зарядов. При больших кратностях

напряжения (в нашем случае при  $U/U_n > 3,5-4,5$ ) механизм отрицательных ПЧР изменяется переходя, по всей вероятности, в стадию скользящих разрядов, о чем свидетельствует существенное увеличение длительности и изменение формы импульсов ПЧР (рис. 2).

**Сравнение электрических и оптических сигналов единичных импульсов ПЧР.** Хотя зависимости  $Q_{и}$  и  $\Omega$  от  $U/U_n$  подобны, однако, между этими характеристиками нет пропорциональности. На рис. 5 представлены усредненные отношения  $B = \Omega/Q_{и}$  для ПЧР обеих полярностей.

Обращают на себя внимание уменьшение значения  $B$  с ростом  $Q_{и}$ , увеличение значения  $B$  с понижением давления, полярный эффект ( $B_{(-)} > B_{(+)}$ ).

Чтобы ответить на вопрос о причинах изменения  $B$ , рассмотрим более подробно сигналы  $Q_{и}$  и  $\Omega$ .

В основе регистрации ПЧР электрическим методом лежит измерение заряда  $Q_e = \int_0^{\tau_i} i_e dt$ , связанного

с электронным током. Ионный ток практически отсутствует, так как образовавшиеся в результате ионизации ионы перемещаются значительно медленнее и в основном оседают на поверхности диэлектрика. В нашем случае измерялся кажущийся заряд  $Q_{и}$  единичного импульса ПЧР, пропорциональный  $Q_e$ :

$$Q_{и} = \eta Q_e, \quad (3)$$

где  $\eta$  — коэффициент передачи сигнала.

Анализ емкостной схемы замещения показывает, что коэффициент передачи сигнала пропорционален отношению емкости  $C_3$  поверхности, на которой происходят ионизационные явления, по отношению к заземленному электроду (плоскости) и емкости  $C_3$  той же поверхности относительно высоковольтного электрода:

$$\eta \approx K \frac{C_3}{C_3}. \quad (4)$$

Особенностью ПЧР является то, что от разряда к разряду, так же как и в течение одного импульса, соотношение емкостей  $C_3$  и  $C_3$  изменяется, а значит и изменяется коэффициент передачи  $\eta$ .

С развитием ветвей ПЧР емкость  $C_3$  возрастает примерно пропорционально площади поверхности диэлектрика, на которой развивается разряд. В то же время емкость  $C_3$  увеличивается в меньшей степени, поскольку с ростом площади развития ПЧР увеличивается расстояние ее до высоковольтного электрода.

Непропорциональность в изменении емкостей  $C_3$  и  $C_3$  особенно велика при развитии ветвей вблизи высоковольтного электрода, т. е. при малых  $Q_e$ , и уменьшается с распространением ветвей разряда вглубь промежутка, т. е. с увеличением  $Q_e$ . Отсюда следует, что с увеличением  $Q_e$  коэффициент  $\eta$  возрастает.

В оптическом методе регистрации ПЧР фиксируются излучения, возникающие в результате неупругих столкновений электронов с молекулами

газа. Примем, как это делается при анализе разряда в газе [Л. 1], что за любой отрезок времени развития ПЧР количество фотонов  $dn_\nu$ , возникающих в единичном импульсе, пропорционально количеству образующихся в единичном импульсе электронов  $dn_e$ :

$$dn_\nu = \psi dn_e, \quad (5)$$

где  $\psi$  — коэффициент пропорциональности, который при неизменном давлении газа и параметрах промежутка можно считать постоянным.

Ток на выходе ФЭУ равен:

$$i_{\text{ФЭУ}} = Mg\mu\theta e \frac{dn_\nu}{dt}, \quad (6)$$

где  $\theta$  — коэффициент, определяемый спектральной характеристикой фотокатода, и для конкретного ФЭУ величина постоянная;  $e$  — заряд электрона.

Учитывая (5) и (6), получаем:

$$\Omega = \frac{\int_0^{\tau_i} i_{\text{ФЭУ}} dt}{Mg\mu} = \theta \psi Q_e,$$

т. е. при неизменных условиях эксперимента сигнал  $\Omega$  пропорционален  $Q_e$ .

Таким образом, имеем:

$$B = \frac{\Omega}{Q_{и}} = \theta \frac{\psi}{\eta}.$$

Уменьшение значения  $B$  с ростом  $Q_{и}$  соответствует увеличению коэффициента передачи  $\eta$ . Полярный эффект также связан с  $\eta$ . Радиус распространения ветвей отрицательного ПЧР меньше, чем положительного, а это значит, что  $\eta_{(-)} < \eta_{(+)}$  при данном  $Q_{и}$ . Следовательно, имеем:  $B_{(-)} > B_{(+)}$ .

С понижением давления воздуха из-за уменьшения «эффекта гашения» [Л. 1] возрастает коэффициент  $\psi$  и соответственно увеличивается значение  $B$ .

Проведенный анализ позволяет сделать вывод о том, что оптический метод с использованием ФЭУ дает более достоверную количественную характеристику единичных импульсов ПЧР, чем электрический метод регистрации.

#### ЛИТЕРАТУРА

1. Петер Г., Электронные лавины и пробой в газах, изд-во «Мир», 1968.
2. Bashara N. M., The study of discharges in dielectric voids by photomultiplier methods, Trans. AIEE, v. 80, Apr. 1961.
3. Измерения частичных разрядов, МЭК, публикация 270, 1968.
4. Иванов А. В. и Ларионов В. П., Распределение заряда в зоне ионизации при поверхностном разряде, «Электричество», 1970, № 3.
5. Иванов А. В., Исследование поверхностного разряда электрографическим методом, сб. «Доклады научно-технической конференции по итогам научно-исследовательских работ за 1968—1969 гг., подсекция техники высоких напряжений», МЭИ, 1969.
6. Жилевич И. И. и Немировский Е. Л., Электрография, изд-во «Искусство», 1961.

[3.12.1971]



# К созданию быстродействующих реле сопротивления

Я. М. ВАКАР

Ростов-на-Дону

Настоятельная необходимость повышения быстродействия устройств релейной защиты вызывает повышенный интерес к созданию реле, правильно действующих в условиях переходного режима короткого замыкания, когда в токе и напряжении поврежденной линии присутствует апериодическая составляющая.

В [Л. 1] описано быстродействие реле сопротивления, правильно действующее независимо от формы кривой тока короткого замыкания<sup>1</sup>. Принцип действия реле заключается в следующем:

на вход специального устройства, компаратора, поданы две электрические величины:

$$u_1 = u_{\kappa} - r_1 i_{\kappa} - L_1 \frac{di_{\kappa}}{dt}; \quad (1)$$

$$u_2 = r_2 i_{\kappa} + L_2 \frac{di_{\kappa}}{dt}. \quad (2)$$

Компаратор сравнивает полярности этих величин в моменты, когда третья величина

$$u_3 = r_3 i_{\kappa} + L_3 \frac{di_{\kappa}}{dt} = 0. \quad (3)$$

Для того чтобы составить математическое описание работы этого реле автор использует отношение  $u_1/u_2$  и утверждает, что сравнить полярности двух величин, это значит определить знак отношения. Положительному знаку отношения соответствует одинаковая полярность сравниваемых величин. Приравняв  $u_3$  нулю, выразив  $i_{\kappa}$  через  $di_{\kappa}/dt$  и подставив это выражение в (1) и (2), автор [Л. 1] после преобразований получает окончательное выражение:

$$\frac{u_1}{u_2} = \frac{(L_{\kappa} - L_1) - \frac{L_3}{r_3} (r_{\kappa} - r_1)}{L_2 - \frac{r_2}{r_3} L_3} > 0. \quad (4)$$

Поскольку величины  $L_2, r_2, L_3, r_3$  постоянны и задаются при выборе уставки, всегда можно обеспечить соблюдение условия:  $L_2 \neq \frac{r_2}{r_3} L_3$ .

Тогда уравнение срабатывания реле графически описывает полуплоскость в координатах  $L, r$ , расположенную по одну сторону от прямой, проходящей через точку  $(r_1, L_1)$  с угловым коэффициентом  $L_3/r_3$ .

Поскольку исходные уравнения (1)–(3) справедливы для любой формы тока, а окончательное уравнение (4) вообще не содержит ни тока, ни его производных, автор [Л. 1] делает вывод, что реле работает правильно независимо от формы кривой тока короткого замыкания.

Представляет интерес рассмотреть более подробно возможности использования данного принципа для создания быстродействующих реле сопро-

тивления. При этом надо учесть, что в рассуждениях автора [Л. 1] есть две неточности:

1. Вызывает сомнение правомерность использования автором знака отношения двух переменных величин в качестве критерия при сравнении полярностей. Видимо, более правильным было бы использовать не отношение, а произведение сравниваемых величин. С точки зрения принципа действия реле обе величины имеют одинаковое значение. При делении же числитель и знаменатель играют далеко не одинаковые роли. Если у реального реле одна из сравниваемых величин (безразлично какая) обращается в нуль, то реле не работает, т. е. ведет себя вполне определенно, если же в нуль обращается знаменатель, результат деления становится неопределенным.

Этот факт заставил автора реле принять специальные меры для того, чтобы вторая величина была постоянной. Как будет показано ниже, это значительно сузило возможности реле.

Более правильным представляется заменять операцию сравнения полярностей операцией определения знака произведения.

2. Автор [Л. 1] утверждает, что его рассуждения справедливы для любой формы кривой. Однако это не так. Деление числителя и знаменателя на  $i_{\kappa}$  или  $di_{\kappa}/dt$  возможно лишь в том случае, если эти величины не равны нулю. Очевидно, нельзя утверждать, что для любой формы кривой тока при  $u_3=0$ , ни  $i_{\kappa}$ , ни  $di_{\kappa}/dt$  не равны нулю. Анализ выражения (3) показывает, что, если  $r_3$  и  $L_3$  отличны от нуля, то при  $u_3=0$  ток и его первая производная одновременно равны нулю или и ток и производная оба отличны от нуля.

Если ток описывается выражением

$$i_{\kappa} = I_m \left[ \sin(\omega t + \Psi - \varphi) - \sin(\Psi - \varphi) e^{-\frac{t}{T}} \right], \quad (5)$$

то в этом случае  $i_{\kappa}$  и  $di_{\kappa}/dt$  одновременно в нуль не обращаются. Если же кривая тока имеет другую форму, то в некоторые моменты времени она может касаться оси абсцисс, при этом  $i_{\kappa}$  и  $di_{\kappa}/dt$  обращаются в нуль одновременно, и характеристика реле может исказиться.

Для рассмотрения возможностей описываемого принципа построения реле сопротивления целесообразно представить все три величины на входе в наиболее общем виде:

$$u_j = k_j u_{\kappa} + r_j i_{\kappa} + L_j \frac{di_{\kappa}}{dt}.$$

Для двухпроводной линии

$$u_{\kappa} = i_{\kappa} r_{\kappa} + L_{\kappa} \frac{di_{\kappa}}{dt},$$

тогда

$$u_1 = i_{\kappa} (k_1 r_{\kappa} + r_1) + \frac{di_{\kappa}}{dt} (k_1 L_{\kappa} + L_1); \quad (6)$$

$$u_2 = i_{\kappa} (k_2 r_{\kappa} + r_2) + \frac{di_{\kappa}}{dt} (k_2 L_{\kappa} + L_2); \quad (7)$$

<sup>1</sup> Здесь и далее рассматриваются вопросы осуществления защиты линий относительно небольшой длины, для которых допустимо не учитывать емкостную проводимость.

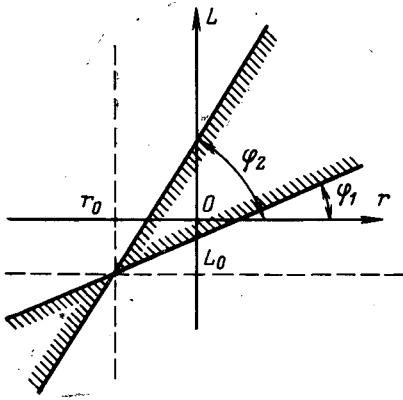


Рис. 1.

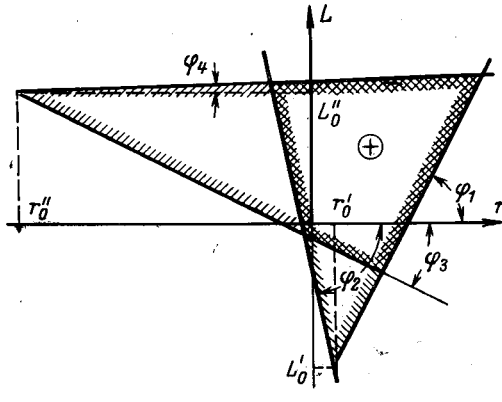


Рис. 2.

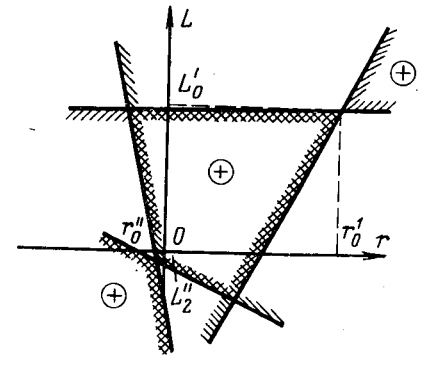


Рис. 3.

$$u_3 = i_k (k_3 r_k + r_3) + \frac{di_k}{dt} (k_3 L_k + L_3). \quad (8)$$

Рассматривая знак произведения  $u_1 u_2$  в момент времени, когда  $u_3 = 0$ , получим характеристику реле в виде двух прямых, пересекающихся в точке  $r'_0 = -\frac{r_3}{k_3}$ ;  $L'_0 = -\frac{L_3}{k_3}$  с угловыми коэффициентами

$$\operatorname{tg} \varphi_1 = \frac{k_1 L_3 - k_3 L_1}{k_1 r_3 - k_3 r_1}; \quad \operatorname{tg} \varphi_2 = \frac{k_2 L_3 - k_3 L_2}{k_2 r_3 - k_3 r_2}.$$

Зона действия реле расположена внутри двух вертикальных углов, образованных этими прямыми. Часть плоскости, заключенная внутри смежной пары вертикальных углов, представляет собой зону «торможения» (рис. 1).

Для получения тетрагональной характеристики можно использовать простой способ, не отмеченный автором в [Л. 1—3].

Для получения второй пары пересекающихся прямых, расположенных произвольным образом относительно первых, можно использовать те же напряжения  $u_1$  и  $u_2$  и, следовательно, те же формирователи импульсов. Достаточно только изменить момент сравнения полярностей  $u_1$  и  $u_2$ , т. е. ввести одну дополнительную величину  $u_4$  и определять знак произведения  $u_1 u_2$  в момент, когда  $u_4 = 0$ .

Тогда вторая пара прямых пересекается в точке

$$r''_0 = -\frac{r_4}{k_4}; \quad L''_0 = -\frac{L_4}{k_4}$$

и имеет угловые коэффициенты

$$\operatorname{tg} \varphi_2 = \frac{k_1 L_4 - k_4 L_1}{k_1 r_4 - k_4 r_1}; \quad \operatorname{tg} \varphi_3 = \frac{k_2 L_4 - k_4 L_2}{k_2 r_4 - k_4 r_2}.$$

При этом следует обратить внимание на то, чтобы точка пересечения первой пары прямых лежала в «зоне торможения» второй пары и наоборот, в противном случае зона действия окажется разомкнутой (рис. 2 и 3).

Реле, построенное в соответствии с вышензложенным принципом, имеет следующие недостатки:

1. Сложность. В значительной мере это относится к цепям тока и напряжения, в которых формируются величины  $u_1$ ,  $u_2$ ,  $u_3$  и  $u_4$ . Логическая часть схемы также довольно сложна.

2. Принципиальная невозможность осуществить направленное реле. Характеристика реле не должна проходить через начало координат, иначе реле будет обладать мертвой зоной. (В этом случае  $r_1 = 0$ ,  $L_1 = 0$ ,  $u_1 = u_k$ , при близком коротком замыкании  $u_1 = 0$  и реле не работает, так как на компаратор не поступает одно из сравниваемых напряжений). Обычно применяемый в этом случае резонансный контур, или «контур памяти», не может быть использован, ибо тогда будет нарушено исходное уравнение (1). Следовательно, описываемое реле не может быть использовано в тех случаях, когда требуется направленный омметр.

3. Большая нагрузка на трансформаторы тока. Цепочки  $r$ ,  $L$ , используемые для формирования напряжений  $u_1 - u_4$ , не могут быть заменены обычными трансреакторами, так как вторичное напряжение трансреактора не удовлетворяет уравнениям (2) и (3). Для обеспечения высокой чувствительности реле значения  $r_1 L_1$ ,  $r_2 L_2$ ,  $r_3 L_3$ ,  $r_4 L_4$  нельзя принимать слишком малыми, поэтому нагрузка на трансформаторы тока очень высока.

Сказанное выше позволяет сделать вывод, что реле, описанное в [Л. 1—3], не снимает с повестки дня задачу создания быстродействующего направленного реле сопротивления, правильно действующего в переходном режиме короткого замыкания и обладающего малым потреблением в цепях тока и напряжения. Ниже приводится описание такого реле с анализом его поведения в переходном режиме.

На рис. 4 представлена структурная схема реле. Она состоит из следующих элементов:

1. Формирователь импульсов 1. Формирует прямоугольные импульсы заданной длительности, передний фронт которых совпадает с моментом перехода через нуль питающего напряжения в направлении от отрицательных значений к положительным. Для исключения мертвой зоны реле при близких коротких замыканиях первичная обмотка трансформатора напряжения, питающего формирователь 1, включена последовательно с конденсатором и образует с ним резонансный контур, настроенный на частоту 50 гц.

2. Формирователь импульсов 2. На выходе выдает узкие игловидные импульсы в момент перехода питающего напряжения через нуль в направлении от отрицательных значений к положительным.



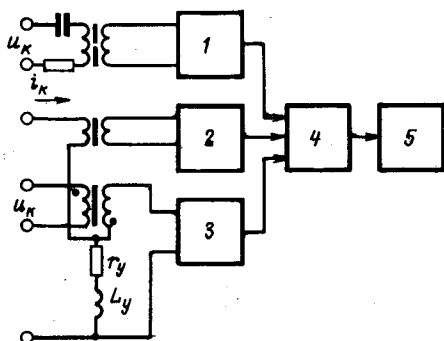


Рис. 4.

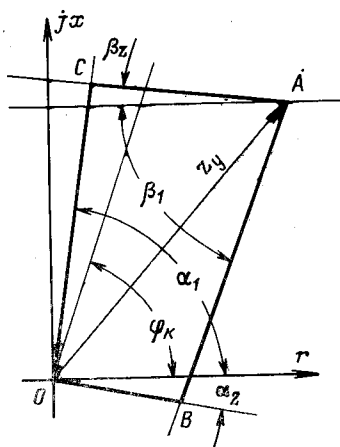


Рис. 5.

3. Формирователь импульсов 3 аналогичный формирователю 1.

4. Схема совпадения «И». На выходе этой схемы сигнал появляется в том случае, когда имеются сигналы на всех трех входах.

5. Исполнительный орган 5. Преобразует серию импульсов в постоянное напряжение.

Импульсы на выходе формирователей импульсов 1 и 3 совпадают в том случае, когда ток опережает напряжение на время, не превышающее длительность импульсов схемы 3 или отстает от напряжения на время, не превышающее длительность импульсов схемы 1.

Этому соответствуют участки  $OB$  и  $OC$  характеристики реле, приведенной на рис. 5. Причем угол  $\alpha_1$  в градусах связан с длительностью импульсов схемы 1 в миллисекундах соотношением:  $\alpha_1 = 18t_1$ , а угол  $\alpha_2$  аналогичным соотношением связан с длительностью импульса схемы 2.

Формирователь импульсов 3 полностью идентичен формирователю 1, но вместо величины  $u_{кв}$  равной напряжению в момент короткого замыкания в месте установки защиты, на вход подана величина

$$u_3 = i_k r_y + \frac{di_k}{dt} L_y - u_k.$$

Это приводит к тому, что характеристика реле, обусловленная совместным действием схем 2 и 3, представляет собой пересекающиеся прямые, проходящие через конец вектора  $Z_y$  и образующие с осью абсцисс углы  $\beta_1$  и  $\beta_2$  (участки  $AC$  и  $AB$ ).

$$\beta_1 = 18t_3; \beta_2 = \alpha_2.$$

Совместное действие всех трех блоков обеспечивает получение характеристики  $OBACO$  (рис. 5).

Приведенные рассуждения справедливы для установившегося режима короткого замыкания, когда в токе и напряжении отсутствует апериодическая составляющая. В переходном режиме момент перехода через нуль тока и напряжения смещается, соответственно смещаются во времени импульсы формирователей 2 и 3, что, вообще говоря, вызывает изменение формы характеристики реле в комплексной плоскости сопротивлений.

Рассмотрим эти изменения. Импульсы формирователя 1 при наличии апериодической составляющей не смещаются, поскольку входные цепи формирователя представляют собой фильтр 1-й гармоники. Передний фронт всех импульсов совпадает с моментом перехода через нуль первичного напряжения, подведенного к соответствующей схеме формирования. Момент перехода тока через нуль в направлении от отрицательных значений к положительным при наличии положительной<sup>2</sup> апериодической составляющей смещается в сторону опережения на величину

$$\delta_i = \arcsin \frac{I_a e^{-\frac{t}{T}}}{I_m}, \quad (9)$$

где  $t_n$  — время очередного перехода тока через нуль.

Импульсы на выходе формирователя 2 сместятся на эту же величину. Передний фронт импульсов формирователя 1 совпадает с импульсами схемы 2 в том случае, когда ток отстает от напряжения на угол  $\varphi_k = \delta_i - \alpha_2$ .

Задний фронт импульсов 1 совпадает с импульсами 2 в том случае, если ток отстает от напряжения на угол

$$\varphi_k = \delta_i + \alpha_1.$$

Этим условиям соответствуют две прямые линии, проходящие через начало координат и образующие с осью абсцисс углы  $\delta_i - \alpha_2$  и  $\delta_i + \alpha_1$  соответственно.

Таким образом, положительная апериодическая составляющая в токе короткого замыкания вызывает поворот отрезков  $OB$  и  $OC$  характеристики против часовой стрелки на один и тот же угол  $\delta_i$ , определяемый выражением (9).

Отрицательная апериодическая составляющая вызывает поворот на тот же угол по часовой стрелке.

Положение участков  $AB$  и  $AC$  характеристики определяется взаимным расположением импульсов схем 2 и 3. Угол поворота этих участков  $\Delta\beta$  равен разности углов сдвига импульсов формирователей 2 и 3.

Если

$$i_k = i_n + I_a e^{-\frac{t}{T}},$$

где  $i_n$  — периодическая составляющая тока  $i_k$ , то напряжение, подаваемое на вход формирователя импульсов 3

$$\begin{aligned} u_3 = i_k r_y + \frac{di_k}{dt} L_y - u_k = i_n (r_y - r_k) + \\ + \frac{di_n}{dt} (L_y - L_k) + I_a (r_y - r_k) e^{-\frac{t}{T}} - \\ - \frac{L_y - L_k}{T} I_a e^{-\frac{t}{T}}. \end{aligned}$$

<sup>2</sup> Положительной апериодической составляющей условно считается в том случае, когда ее знак совпадает со знаком той полуволны тока, в течение которой формируется импульс формирователем 2.

Апериодическая составляющая этого напряжения

$$u_{3a} = I_a \left( r_y - r_k - \frac{L_y - L_k}{T} \right) e^{-\frac{t}{T}}. \quad (10)$$

Амплитуда периодической составляющей

$$U_{3m} = I_m \sqrt{(r_y - r_k)^2 + (x_y - x_k)^2}. \quad (11)$$

Смещение импульса  $u_3$  из-за наличия апериодической составляющей

$$\begin{aligned} \delta_{u_3} &= \arcsin \frac{u_{3a}}{U_{3m}} = \\ &= \arcsin \frac{I_a \left( r_y - r_k - \frac{L_y - L_k}{T} \right) e^{-\frac{t}{T}}}{I_m \sqrt{(r_y - r_k)^2 + (x_y - x_k)^2}}; \\ \Delta\beta &= \delta_i - \delta_{u_3}. \end{aligned}$$

Если знак этой разности отрицателен, то поворот происходит по часовой стрелке, если положителен против

$$\begin{aligned} \Delta\beta &= \arcsin \frac{I_a e^{-\frac{t}{T}}}{I_m} - \\ &- \arcsin \frac{I_a \left( r_y - r_k - \frac{L_y - L_k}{T} \right) e^{-\frac{t}{T}}}{I_m \sqrt{(r_y - r_k)^2 + (x_y - x_k)^2}}. \quad (12) \end{aligned}$$

Это выражение показывает, что угол поворота участков  $AB$  и  $AC$  характеристики зависит не только от величины апериодической составляющей в токе короткого замыкания, но и от расположения точки короткого замыкания на комплексной плоскости сопротивлений. Очевидно, не имеет смысла рассматривать смещение участка  $AC$  при коротком замыкании вблизи границы  $AB$  и наоборот, поэтому искажение участка  $AC$  проанализируем при

$$L_k = L_y.$$

Этому условию соответствуют точки, расположенные вблизи участка  $AC$  характеристики. В этом случае  $\delta_i = \delta_{u_3}$ ;  $\Delta\beta = 0$ .

Граница характеристики, определяющая  $L_y$ , не меняет своего положения независимо от величины

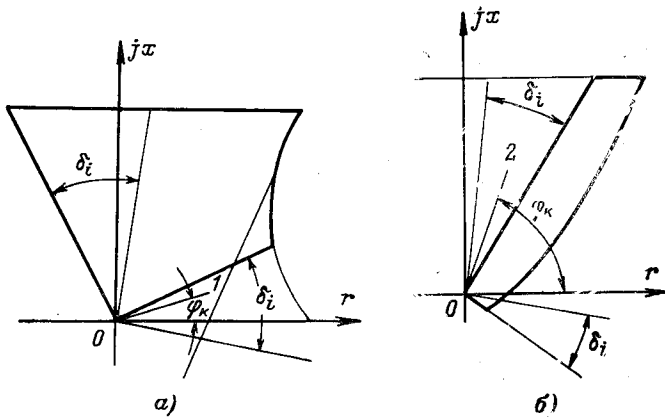


Рис. 6.

и знака апериодической составляющей в течение всего переходного режима, следовательно, реактивную составляющую сопротивления петли короткого замыкания реле измеряет в переходном режиме правильно.

$$L_k = 0; r_k \approx r_y.$$

В этом случае угол поворота отрезка  $AB$  характеристики равен максимальной величине. При достаточно большом  $T$  ( $\Delta\beta \approx \delta_i$ ).

При близком коротком замыкании через большое переходное сопротивление имеет место наибольший поворот участка  $AB$  характеристики. По мере увеличения  $L_k$  угол  $\Delta\beta$  уменьшается и при  $L_k = L_y$   $\Delta\beta = 0$ .

Следует иметь в виду, что близкие короткие замыкания через большое переходное сопротивление характеризуются малой постоянной времени затухания апериодической составляющей в токе (порядка нескольких миллисекунд), следовательно, искажение характеристики в этом случае не оказывает существенного влияния на работу реле.

Анализируя работу реле сопротивления (рис. 4) в переходном режиме, можно сделать следующие выводы.

1. Участки  $OC$  и  $OB$  характеристики в переходном режиме поворачиваются на один и тот же угол  $\delta_i$ , причем отрицательной апериодической составляющей соответствует поворот по часовой стрелке.

2. Участок  $AC$  характеристики не меняет своего положения в переходном режиме.

3. Участок  $AB$  в переходном режиме искривляется таким образом, что касательная к нему в точке  $A$  совпадает с направлением этого участка в установившемся режиме, а точка пересечения с осью абсцисс отклоняется на такую величину, что хорда  $AB$  в переходном режиме образует с участком  $AB$  в установившемся режиме угол  $\Delta\beta$ , определяемый выражением (10). Причем, отрицательная апериодическая составляющая вызывает поворот по часовой стрелке, а положительная — в обратном направлении.

Результатирующие характеристики изображены на рис. 6. Рис. 6,а соответствует положительной апериодической составляющей, 6,б — отрицательной.

У реле не происходит удлинения зоны действия, однако, может иметь место замедление работы реле, если угол  $\delta_i - \alpha_2$  в случае положительной апериодической составляющей окажется больше угла  $\varphi_k$  между током и напряжением в режиме короткого замыкания (точка 1 на рис. 6,а).

По мере затухания апериодической составляющей угол  $\delta_i - \alpha_2$  будет уменьшаться и как только он окажется меньше  $\varphi_k$ , реле сработает. Дополнительное замедление в случае положительной апериодической составляющей определяется выражением:

$$\Delta t_t = \left[ \ln \frac{I_a}{I_m} - \ln \sin(\alpha_2 + \varphi_k) \right] T. \quad (13)$$

Последнее выражение справедливо при условии, что

$$|\ln \sin(\alpha_2 + \varphi_k)| > \left| \ln \frac{I_a}{I_m} \right|.$$

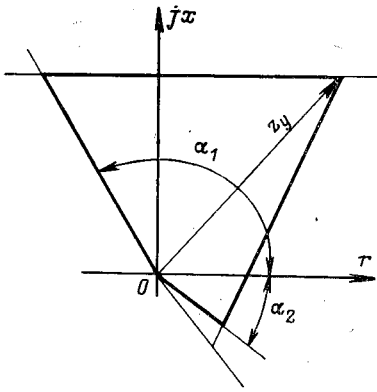


Рис. 7.

в противном случае точка короткого замыкания не выходит из зоны действия реле, следовательно  $\Delta t_i = 0$ .

Выражение (13) показывает, что для повышения быстродействия реле целесообразно увеличивать угол  $\alpha_2$ , что не отражается на селективности реле. Если аперриодическая составляющая в токе отрицательная, замедление произойдет в том случае, если  $\alpha_1 - \delta_i < \varphi_R$  (рис. 6, б точка 2). В этом случае дополнительное замедление действия реле определяется из выражения

$$\Delta t_- = \left[ \ln \frac{I_a}{I_M} - \ln \sin(\alpha_1 - \varphi_R) \right] T. \quad (14)$$

Если характеристика реле построена таким образом, что  $\alpha_1 \approx \varphi_R$ , то  $\Delta t_- = \infty$ . Практически реле сработает через  $3T$ .

При коротком замыкании вблизи границы *ОСТ* может составлять  $(50-100) \cdot 10^{-3}$  сек. Таким образом, дополнительное замедление может иметь порядок 0,3 сек, что недопустимо. Для повышения быстродействия реле целесообразно увеличить угол  $\alpha_1$ .

Если принять угол  $\alpha_1$  равным  $120^\circ$ ,  $\varphi_R = 70^\circ$ , а  $I_a = I_M$ , то  $\Delta t_- = 0,27T$ . Для других значений угла  $\alpha_1$  при  $\varphi_R = 70^\circ$  значения  $\Delta t_-$  приведены ниже.

$\alpha_1$ , град	70	120	130	140	150
$\frac{\Delta t_-}{T}$	$\infty$	0,27	0,15	0,06	0,02

Если имеет место не металлическое короткое замыкание,  $\varphi_R$  оказывается меньше  $70^\circ$ , и дополнительное замедление действия реле уменьшается. Приведенные данные показывают, что угол  $\alpha_1$  целесообразно устанавливать в зависимости от величины  $T$  порядка  $120-140^\circ$ . При этом дополнительное замедление составит около  $10 \cdot 10^{-3}$  сек, что вполне допустимо. Результирующая характеристика реле представлена на рис. 7.

При увеличении угла  $\alpha_1$  следует иметь в виду, что если по защищаемой линии осуществляется прием активной мощности и отдача реактивной, то сопротивление на зажимах реле в нагрузочном режиме оказывается во втором квадранте. Этот факт может ограничить допустимое увеличение угла  $\alpha_1$ .

Схема формирователя импульсов 3 такова, что если из-за наличия отрицательной аперриодической составляющей длительности полуволны, в течение которой появляется импульс, окажется меньше заданной длительности импульса, то фактическая

длительность импульса окажется равной длительности этой полуволны, что может привести к дополнительному сокращению зоны действия реле (уменьшается угол  $\beta_1$ ). Этот случай будет иметь место, если

$$u_{3a} > U_{3m} \sin \frac{t_1 - \omega t_{\text{имп}}}{2},$$

здесь  $\omega t_{\text{имп}}$  — заданная длительность импульса, рад.

В этом случае фактическая длительность импульса формирователя 3, а следовательно, и угол  $\beta_1$  характеристики будут определяться как

$$\omega t_{\text{имп.ф}} = \pi - 2 \arcsin \frac{u_{3a}}{U_{3m}}$$

или подставляя вместо величин  $u_{3a}$  и  $U_{3m}$  их значения из выражений (10) и (11), получим:

$$\omega t_{\text{имп.ф}} = \pi - 2 \arcsin \frac{I_a \left( r_y - r_k - \frac{L_y - L_k}{T} \right) e^{-\frac{t}{T}}}{I_M \sqrt{(r_y - r_k)^2 + (x_y - x_k)^2}};$$

если  $x_k = x_y$  и  $I_a = I_M$ , то  $t_{\text{имп.ф}} = 0$ ,  $\beta_1 = 0$ .

Однако, так как при этом точки короткого замыкания лежат на линии *АС*, сокращения зоны действия реле в этом случае не происходит.

Сокращение зоны действия реле произойдет в том случае, если угол между вектором  $Z_y - Z_k$  и и осью абсцисс окажется больше угла  $\beta_1$ .

Условие сокращения зоны действия реле:

$$\arcsin \frac{x_y - x_k}{\sqrt{(r_y - r_k)^2 + (x_y - x_k)^2}} > \omega t_{\text{имп.ф}}$$

или

$$\arcsin \frac{x_y - x_k}{\sqrt{(r_y - r_k)^2 + (x_y - x_k)^2}} > \frac{\pi}{2} -$$

$$- \arcsin \frac{I_a \left( r_y - r_k - \frac{L_y - L_k}{T} \right) e^{-\frac{t}{T}}}{I_M \sqrt{(r_y - r_k)^2 + (x_y - x_k)^2}};$$

если  $I_a = I_M$  и  $T = \infty$ , то правые и левые части этого неравенства тождественно равны, так как

$$\arcsin \frac{x_y - x_k}{\sqrt{(r_y - r_k)^2 + (x_y - x_k)^2}}$$

и

$$\arcsin \frac{r_y - r_k}{\sqrt{(r_y - r_k)^2 + (x_y - x_k)^2}}$$

представляют собой дополнительные углы.

Следовательно, в этом случае при любом значении  $r_k$  и  $x_k$  характеристика реле изменяется таким образом, что точка короткого замыкания оказывается расположенной на границе зоны действия реле.

Однако в реальных условиях, когда  $I_a < I_M$ , а  $T < \infty$ , правая часть неравенства всегда больше левой, а следовательно, из-за уменьшения угла  $\beta_1$  замедления действия реле не происходит.

**Выводы.** 1. Импульсное реле сопротивления [Л. 5] в переходном режиме изменяет свою характеристику (рис. 4) таким образом, что ложная работа реле при коротком замыкании вне зоны невозможна.

# Способ коррекции систем автоматического регулирования

Кандидаты техн. наук М. А. БОРОВИКОВ и А. П. ИНЕШИН

Ульяновский политехнический институт

В настоящее время в технике автоматического регулирования применяются два способа коррекции замкнутых систем: последовательный и параллельный [Л. 1 и 2]. Однако независимо от вида коррекции формирование корректирующего сигнала осуществляется путем преобразования в корректирующем звене лишь одной координаты замкнутого контура САР.

В статье рассматривается новый способ коррекции, первоначально предназначенный для систем с запаздыванием [Л. 3], который принципиально отличается от существующих тем, что для формирования корректирующего сигнала используются две координаты замкнутого контура. На рис. 1 приведена структурная схема одноконтурной САР с коррекцией по новому способу. Исходная система с передаточной функцией  $W_{ис}(p)$  может быть представлена в виде трех звеньев:  $W_p(p)$ ,  $W_x(p)$ ,  $W_0(p)$ . При наличии только звеньев  $W_p$  и  $W_0$  замкнутая система имела бы нормальный запас устойчивости. Включение звеньев  $W_x(p)$ , являющихся функционально необходимыми, приводит к потере устойчивости системы, т. е. желательно устранить их влияние на устойчивость.

Обозначим

$$W_x(p) = k_x \frac{N_x(p)}{D_x(p)}, \quad (1)$$

где  $k_x$  — коэффициент передачи звеньев в статике;  $N_x(p)$ ,  $D_x(p)$  — операторы с единичными коэффициентами передачи.

Для устранения влияния звеньев  $W_x(p)$  на устойчивость замкнутой САР необходимо пропустить сигнал  $y_1$  на их входе через безынерционный усилитель с коэффициентом усиления  $k_{xm} = k_x$ , вычесть из  $k_{xm}y_1$  выходной сигнал  $y_2$ , разность пропустить через оператор  $W_{0м}$  (модель звена  $W_0$ ) и подать результат как сигнал отрицательной обратной связи на вход системы.

Передаточная функция замкнутой, скорректированной по новому способу системы имеет вид:

$$W_{з.ск}(p) = \frac{W_p k_x N_x W_0}{D_x (1 + k_{xm} W_p W_{0м} - W_p W_x W_{0м} + W_p W_x W_0)}, \quad (2)$$

т. е. при соблюдении лишь одного условия

$$W_{0м}(p) = W_0(p), \quad (3)$$

функция  $W_x(p)$  исключается из знаменателя (2). Следовательно, динамические параметры звеньев  $W_x$  не влияют на запас устойчивости замкнутой системы, так как в характеристическое уравнение входит лишь оператор  $D_x(p)$  в качестве сомножителя.

Приравнявая нулю знаменатель (2) и учитывая (3), получаем в общем виде выражение для характеристического уравнения замкнутой системы (рис. 1):

$$D_x(p)[1 + k_{xm} W_p(p) W_{0м}(p)] = 0. \quad (4)$$

Из (4) следует, что влияние динамических параметров на устойчивость замкнутой системы при новом способе такое же, как и в разомкнутой системе. Это обстоятельство дает определенные преимущества новому способу перед существующими, особенно в тех случаях, когда математическое описание  $W_x(p)$  приближенно или динамические параметры его переменны, либо вообще не известны. Величина  $k_{xm}$  по соображениям нормальной работы САР в установившихся режимах должна выбираться равной  $k_x$ .

Оценим динамические показатели систем автоматического регулирования, в которых реализуется описанный способ коррекции. Оценку проведем для двух классов линеаризуемых САР; для обыкновенных систем и систем с запаздыванием.

**Обыкновенные линейные системы.** Рассмотрим эффективность предлагаемого способа на примере системы 3-го порядка, содержащей только апериодические звенья (рис. 2). Передаточная функция нескорректированной системы в этом случае определяется выражением:

$$W_{ис}(p) = \frac{K}{(T_1 p + 1)(T_2 p + 1)(T_3 p + 1)}, \quad (5)$$

где  $K = k_p k_1 k_2 k_3$ ;  $T_1 > T_2 + T_3$ ;  $T_2 \geq T_3$ .

Однако может иметь место некоторое замедление работы реле при коротком замыкании на защищаемой линии.

2. Для повышения быстродействия реле целесообразно увеличить углы  $\alpha_1$  и  $\alpha_2$ .

3. Дополнительное замедление реле в переходном режиме из-за наличия в токе короткого замыкания апериодической составляющей составляет не более  $10 \cdot 10^{-3}$  сек.

4. Поскольку схема реле построена таким образом, что формирователи импульсов работают в течение одного полупериода, суммарное время действия реле составляет в установившемся режиме один период, в переходном режиме — два периода.

## ЛИТЕРАТУРА

1. Souillard M., Relais statique ultrarapide pour protection de distance, «Revue Generale de l'electricite», t. 76, № 3.
2. Современная релейная защита, Переводы докладов международной конференции по большим электрическим системам (CIGRE), изд-во «Энергия», 1968.
3. Патент фирмы Компании де Комптёр (Франция). Устройство дистанционной защиты линий переменного тока при помощи сверхбыстродействующих статических реле.
4. Ульянов С. А., Электромашинные переходные процессы в электрических системах, изд-во «Энергия», 1964.
5. Вакар Я. М. и Покровский В. М., Дистанционное импульсное реле, Авторское свидетельство № 230945, Бюлл. изобр., 1969, № 35.
6. Атабеков Г. П., Основы релейной защиты высоковольтных сетей, Госэнергоиздат, 1957.

[6.4.1972]



Реализацию нового способа коррекции в рассматриваемой системе следует осуществить таким образом, чтобы было устранено влияние малых постоянных на устойчивость САР, т. е.

$$\left. \begin{aligned} W_x &= \frac{k_2 k_3}{(T_2 p + 1)(T_3 p + 1)}; D_x = (T_2 p + 1)(T_3 p + 1); \\ k_{xM} &= k_2 k_3; W_{0M} = W_0, \text{ т. е. } k_{1M} = k_1; T_{1M} = T_1. \end{aligned} \right\} (6)$$

Подставив (6) в (4), найдем характеристическое уравнение замкнутой системы:

$$(T_2 p + 1)(T_3 p + 1)(T_1 p + 1 + K) = 0. \quad (7)$$

Корни (7) имеют чисто вещественные значения:

$$p_1 = -\frac{K+1}{T_1}; p_2 = -\frac{1}{T_2}; p_3 = -\frac{1}{T_3}.$$

Так как  $p_1$  при достаточно большом  $K$  несоизмеримо больше  $p_2$  и  $p_3$  по абсолютному значению, то в переходной функции  $h(t)$  одна экспонента быстро затухает, и с достаточной точностью  $h(t)$  можно представить в виде двух экспонент. Переходная функция в этом случае описывается выражениями:

$$\left. \begin{aligned} h(t) &= 1 - \frac{T_2}{T_2 - T_3} e^{-\frac{t}{T_2}} + \frac{T_3}{T_2 - T_3} e^{-\frac{t}{T_3}} \\ \text{при } T_2 > T_3; \\ h(t) &= 1 - \left(1 + \frac{t}{T_0}\right) e^{-\frac{t}{T_0}} \text{ при } T_2 = T_3 = T_0. \end{aligned} \right\} (8)$$

По (8) из условия  $h(t_{\text{пер}}) = 0,95$  может быть найдено выражение для времени регулирования ( $\sigma_{\text{max}} = 0$ ):

$$t_{\text{пер}} \leq 3T_2 + 1,8T_3. \quad (9)$$

Так как соблюдение условия (3) приводит к апериодическому процессу, а следовательно, к обеспечению избыточного запаса устойчивости, представляет интерес рациональный выбор параметров устройства коррекции ( $k_{1M}, T_{1M}$ ) из условия получения оптимального (например, в смысле «технического оптимума» [Л. 2]) переходного процесса. По аналогии с [Л. 2] можно утверждать, что практически оптимальный переходный процесс имеет место, если в вырожденном характеристическом уравнении коэффициент демпфирования составляет  $\xi = 1/\sqrt{2}$ .

Подставляя в знаменатель (2) выражения для  $W_p, W_x, W_0, W_{0M}$  системы (рис. 2) при соблюдении

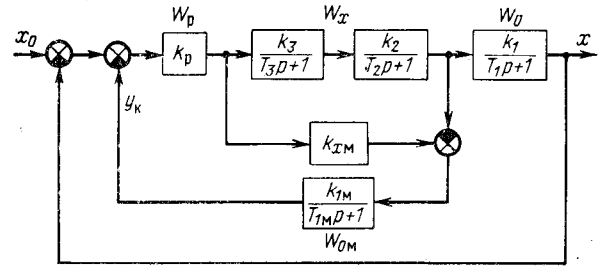


Рис. 2.

условия:

$$k_{xM} = k_1 k_2, \quad (10)$$

после небольших преобразований получаем характеристическое уравнение замкнутой системы в следующем виде:

$$(T_1 p + 1)(T_2 p + 1)(T_3 p + 1) + K \left\{ \frac{k_{1M}}{k_1} \times \right. \\ \left. \times \frac{T_1 p + 1}{T_{1M} p + 1} [T_2 T_3 p^2 + (T_2 + T_3) p] + 1 \right\} = 0. \quad (11)$$

Результаты исследований показывают, что изменение  $T_{1M}$  в разумных с точки зрения запаса устойчивости пределах мало влияет на время переходного процесса, поэтому целесообразным оказывается лишь изменение  $k_{1M}$ . При  $T_{1M} = T_1$  характеристическое уравнение (11) имеет вид:

$$(T_1 p + 1)(T_2 p + 1)(T_3 p + 1) + K \left\{ \frac{k_{1M}}{k_1} [T_2 T_3 p^2 + \right. \\ \left. + (T_2 + T_3) p] + 1 \right\} = 0. \quad (12)$$

Пренебрегая в (12) старшим членом, находим вырожденное уравнение:

$$\left( T_2 T_3 + T_2 T_1 + T_3 T_1 + K \frac{k_{1M}}{k_1} T_2 T_3 \right) p^2 + \\ + \left[ T_1 + T_2 + T_3 + K \frac{k_{1M}}{k_1} (T_2 + T_3) \right] p + \\ + K + 1 = 0. \quad (13)$$

Выражая из этого уравнения  $\xi$ , получаем:

$$\xi = \frac{(T_2 + T_3) \left( 1 + K \frac{k_{1M}}{k_1} \right) + T_1}{2 \sqrt{(K+1) \left[ T_1 T_2 + T_1 T_3 + T_2 T_3 \left( 1 + K \frac{k_{1M}}{k_1} \right) \right]}}. \quad (14)$$

Из условия  $\xi = 1/\sqrt{2}$  по (14) находим:

$$\left( \frac{k_{1M}}{k_1} \right)_{\text{опт}} = \frac{1}{K} \left\{ (K+1) \frac{T_2 T_3 - T_1 (T_2 + T_3)}{(T_2 + T_3)^2} - 1 + \right. \\ \left. + \sqrt{\frac{[(K+1) T_2 T_3 - T_1 (T_2 + T_3)]^2}{(T_2 + T_3)^4} + \frac{2(K+1)(T_2 + T_3) T_1 - T_1^2}{(T_2 + T_3)^2}} \right\}. \quad (15)$$

При достаточно большом  $K$ , в частности, при

$$K \left( \frac{k_{1M}}{k_1} \right) > 10 \left( \frac{T_1}{T_2} + \frac{T_1}{T_3} \right)$$

можно получить приближенное выражение в следующем виде:

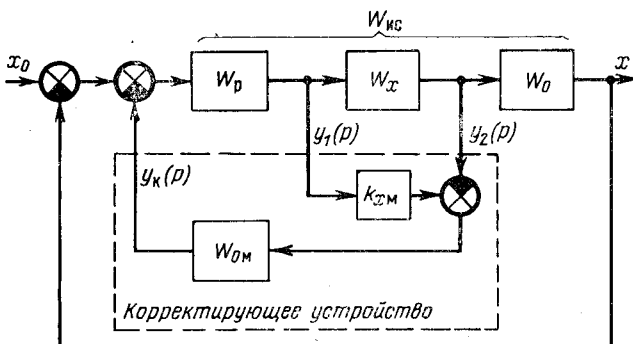


Рис. 1. Обобщенная структурная схема САР с коррекцией по новому способу.

$$\left(\frac{k_{1M}}{k_1}\right)_{\text{опт}} \approx \frac{2T_2T_3}{(T_2+T_3)^2} \quad (16)$$

Проверка на электронной моделирующей установке показывает, что при  $K > 10 \left(\frac{T_1}{T_2} + \frac{T_1}{T_3}\right)$  и  $T_1 > T_2 + T_3$  соблюдение условия (16) позволяет получить в системе рис. 2 переходную характеристику  $h(t)$ , близкую к характеристике колебательного звена с  $\xi = 1/\sqrt{2}$ : перерегулирование находится в пределах 4,3—4,5%, время регулирования близко к минимальному. Это позволяет найти условие для определения времени регулирования  $t_{\text{пер}}$  в данном случае. Устанавливая связь между уравнением (13) и нормированным уравнением оптимизированной по «техническому оптимуму» [Л. 2] системы:

$$2T^2p^2 + 2Tp + 1 = 0, \quad (17)$$

т. е. приравнивая их коэффициенты при соблюдении (16), после небольших преобразований находим приближенное выражение для эквивалентной постоянной времени системы рис. 2 как колебательного звена с коэффициентом демпфирования  $\xi = 1/\sqrt{2}$ :

$$T \approx \sqrt{\frac{1}{2} \left(\frac{k_{1M}}{k_1}\right)_{\text{опт}} T_2T_3} = \frac{T_2T_3}{T_2+T_3}, \quad (18)$$

отсюда время регулирования

$$t_{\text{пер}2} \approx \frac{4,1T_2T_3}{T_2+T_3}. \quad (19)$$

Сопоставление (19) с (9) позволяет сделать вывод, что рациональный выбор параметров модели в устройстве коррекции системы рис. 2 приводит к значительному повышению быстродействия по управляемому воздействию.

На рис. 3 приведены переходные характеристики системы рис. 2 при  $T_2 = T_3$  и  $T_{1M} = k_1$ , полученные с помощью электронной моделирующей установки. Кривая 1 соответствует точному моделированию  $W_0$ , т. е.  $k_{1M} = k_1$ ; кривая 2 соответствует значению  $k_{1M \text{ опт}} < k_1$ .

**Системы с запаздыванием.** Рассмотрим эффективность применения нового способа на примере системы второго порядка с относительно малым

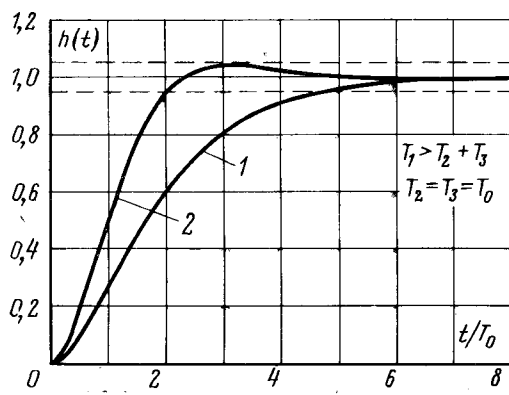


Рис. 3. Переходные функции системы рис. 2 при  $T_2 = T_3$ .

1 —  $T_{1M} = T_1$ ;  $k_{1M} = k_1$ ; 2 —  $T_{1M} = T_1$ ;  $k_{1M} = k_{1M \text{ опт}} < k_1$ .

запаздыванием:

$$W_{\text{ис}}(p) = \frac{Ke^{-p\tau}}{(T_1p + 1)(T_2p + 1)}, \quad (20)$$

где  $T_1 > T_2 + \tau$ ;  $T_2 \geq \tau$ .

Реализацию устройства коррекции в данном случае целесообразно осуществлять так, чтобы было устранено влияние на устойчивость запаздывания и меньшей из двух постоянных времени.

Пусть

$$W_x(p) = \frac{k_2 e^{-p\tau}}{T_2p + 1} = \frac{k_2}{e^{p\tau}(T_2p + 1)}, \quad (21)$$

т. е.

$$k_x = k_2 = k_{\text{хм}}; D_x = e^{p\tau}(T_2p + 1).$$

Принимая

$$W_{\text{ом}} = \frac{k_1}{T_1p + 1},$$

из (4) получаем характеристическое уравнение замкнутой системы:

$$e^{p\tau}(T_2p + 1)(T_1p + 1 + K) = 0. \quad (22)$$

Учитывая, что корни (22) значительно отличаются друг от друга, можно считать, что переходная функция будет определяться лишь меньшим по абсолютному значению корнем, т. е. постоянной  $T_2$ . С достаточной точностью переходная функция может быть представлена выражением:

$$h(t) = 1 - e^{-\frac{t-\tau}{T_2}}, \quad (23)$$

где

$$t - \tau = 0 \text{ при } t \leq \tau,$$

следовательно, время переходного процесса

$$t_{\text{пер}} \approx 3T_2 + \tau. \quad (24)$$

Исследования показывают, что и в данном случае целесообразна расстройка модели для повышения быстродействия системы, в частности, установка  $k_{1M} < k_1$  при  $T_{1M} = T_1$ . Это позволяет повысить быстродействие системы по сравнению с (24) в 1,5—2 раза в зависимости от соотношения между  $T_1$ ,  $T_2$  и  $\tau$ .

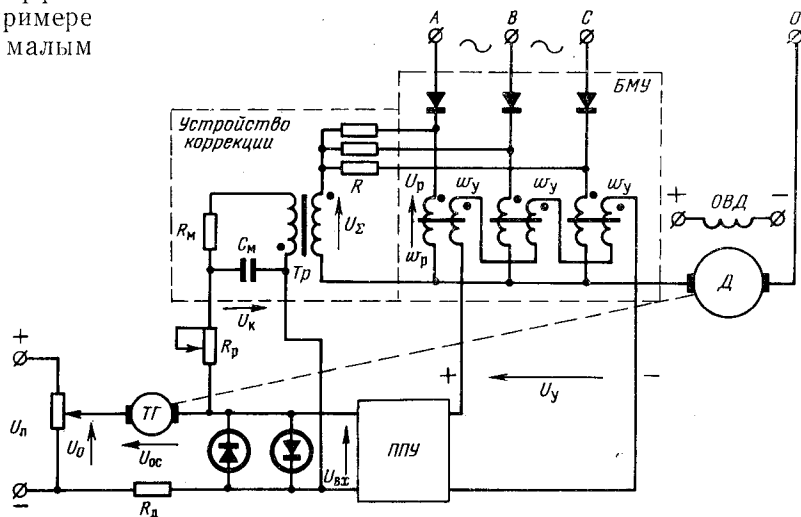


Рис. 4. Электропривод по системе БМУ—Д с устройством коррекции по новому способу.

Одним из примеров практической реализации описанного способа может служить корректирующее устройство, примененное в приводе по системе: быстродействующий магнитный усилитель — двигатель (БМУ—Д), упрощенная принципиальная схема которого приведена на рис. 4. Привод представляет систему автоматической стабилизации скорости с промежуточным полупроводниковым усилителем (ППУ), который управляет магнитным. За счет обеспечения надлежащей выходной мощности ППУ магнитный усилитель может быть переведен в предельный по быстродействию режим (БМУ) так, что в динамике он с достаточной точностью может быть представлен звеном чистого запаздывания относительно средних значений входного и выходного сигналов.

Так как в режиме прерывистых токов двигатель является аperiodическим звеном, а в режимах непрерывного тока яркого его постоянные  $T_M$  и  $T_A$  различаются на несколько порядков за счет высокого внутреннего сопротивления БМУ, то для обеспечения устойчивости и надлежащего качества системы рис. 4 оказывается достаточной лишь компенсация запаздывания БМУ. Особенностью последнего является то, что, представляя собой звено запаздывания, он содержит в составе своих внутренних сигналов и упреждающий [Л. 4]. Так, если просуммировать напряжения на рабочих обмотках БМУ, то среднее значение этой суммы подчиняется соотношению:

$$U_{\Sigma}(p) = ck_{БМУ}(1 - e^{-p\tau})U_y(p). \quad (25)$$

Такой же результат получается при выводе сигналов со входа и выхода БМУ и сравнении их в соответствии с формальными требованиями способа. На рис. 4 суммирование  $u_p$  осуществляется с помощью звезды сопротивлений  $R$ . Напряжение со вторичной обмотки развязывающего и согласующего трансформатора  $T_p$  пропускается через  $RC$ -фильтр ( $R_M C_M = T_M$ ) и подается на вход промежуточного усилителя как сигнал отрицательной обратной связи. Требующийся по условиям нормальной настройки коэффициент передачи по цепи коррекции, равный произведению  $k_{БМУ} k_d k_{T_p}$ , обеспечивается надлежащим выбором коэффициента трансформации  $T_p$  и параллельным вводом сигнала  $u_k$ .

Исследования показывают, что быстродействие привода рис. 4 в малом с описанным устройством коррекции примерно в 3–5 раз выше, чем при типовой коррекции, применяемой в приводах серии ПМУ—П.

Таким образом, как показывают расчеты и экспериментальные исследования на АВМ и опытных образцах, предлагаемый способ коррекции обладает определенными достоинствами применительно к замкнутым системам автоматического регулирования некоторых типов. В частности, при соответствующем выборе  $W_x$  изменение коэффициента усиления  $K$  системы в широких пределах (теоретически до бесконечности) не влияет на запас устойчивости и качество переходных процессов, т. е. системы, корректируемые описанным способом, обладают инвариантностью к изменению  $K$ , в то

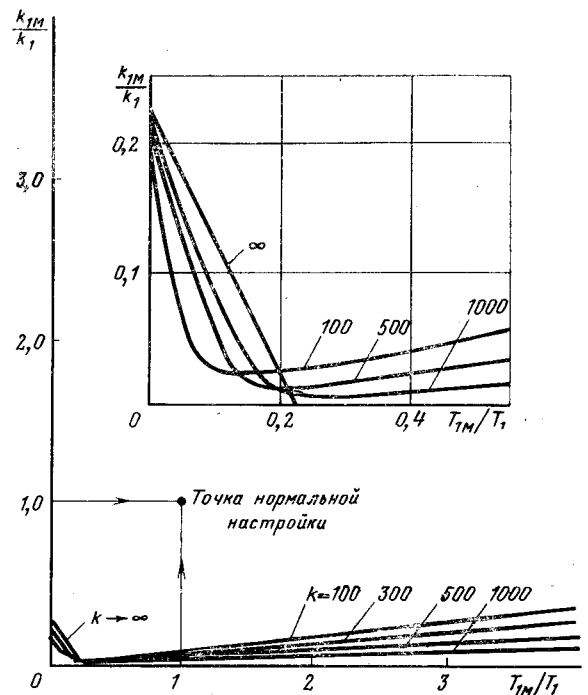


Рис. 5. Области устойчивости обыкновенной линейной системы 3-го порядка в плоскости параметров устройства коррекции при  $T_2 = T_3$ ;  $T_1 > T_2 + T_3$ .

время как при известных методах изменение  $K$  требует изменения параметров корректирующего звена. В противном случае система не только не сохранит заданный переходный процесс, но может и потерять устойчивость.

**Пределы изменения параметров корректирующего устройства.** Теоретические и экспериментальные исследования показывают, что при реализации описываемого способа допустимо изменение параметров устройства коррекции в широких пределах без потери устойчивости. В частности, как уже отмечалось, при соблюдении (3) система остается устойчивой при любом  $k_{xM}$ . Однако по условиям нормальной работы в статике желательно соблюдение условия  $k_{xM} = k_x$ .

Большой интерес представляет выявление пределов изменения параметров модели  $W_{0M}$ .

Характеристическое уравнение системы рис. 2 при неточном моделировании  $W_0$  определяется выражением (11). По этому выражению известными методами, в частности, методом  $D$ -разбиения, могут быть построены границы областей допустимых изменений параметров модели ( $k_{1M}$ ,  $T_{1M}$ ). Построение показывает, что отклонение параметров модели  $k_{1M}$  и  $T_{1M}$  в несколько раз от своих оригиналов  $k_1$  и  $T_1$  не приводит к потере устойчивости. В частности, даже при  $T_{1M} = 0$  система может быть устойчивой при  $K \rightarrow \infty$ . Подставляя  $T_{1M} = 0$  в (11), после небольших преобразований по критерию Гурвица получаем условие устойчивости:

$$2 + \frac{T_1}{T_2} + \frac{T_1}{T_3} + \frac{T_2}{T_1} + \frac{T_2}{T_3} + \frac{T_3}{T_1} + \frac{T_3}{T_2} + K \left[ \left( 2 + \frac{T_2}{T_1} + \frac{T_2}{T_3} + \frac{T_3}{T_1} + \frac{T_3}{T_2} \right) \frac{k_{1M}}{k_1} - 1 \right] > 0. \quad (26)$$

Из этого условия видно, что при любом  $K$  может быть подобрано такое  $\frac{k_{1M}}{k_1} < 1$ , при котором система остается устойчивой. В то же время при достаточно малом  $\frac{k_{1M}}{k_1}$  система остается устойчивой при  $\frac{T_{1M}}{T_1} > 1$ . На рис. 5 показаны границы областей устойчивости системы в плоскости параметров  $\frac{k_{1M}}{k_1}$ ,  $\frac{T_{1M}}{T_1}$  при  $T_2 = T_3$ .

**Выводы.** 1. Предлагаемый способ коррекции САР в ряде случаев позволяет строить линейные системы, теоретически устойчивые при каком угодно общем коэффициенте усиления (устойчивые и при малом его значении в отличие от «условно устойчивых»).

2. Новый способ позволяет строить системы, «грубые» к изменениям параметров устройства коррекции и динамических параметров системы (в смысле влияния на устойчивость).

3. Наиболее целесообразной при новом способе

является компенсация влияния на устойчивость звеньев с малыми параметрами.

4. Предлагаемый способ можно отнести к разновидности параллельной коррекции с прогнозированием процесса регулирования при формировании корректирующего сигнала. В этом смысле коррекцию по новому способу можно назвать упреждающей.

#### ЛИТЕРАТУРА

1. Зайцев Г. Ф., Коррекция систем автоматического управления постоянного и переменного тока, изд-во «Энергия», 1969.

2. Лебедев Е. Д. и др., Унифицированные системы автоматического регулирования электропривода, Информстандартэлектро, 1967.

3. Боровиков М. А., Инешин А. П. и Логинов Г. В., Способ компенсации запаздывания в системах автоматического регулирования, Авторское свидетельство № 263016, Бюлл. изобр., 1970, № 7.

4. Боровиков М. А., Инешин А. П., и Логинов Г. В., Способ компенсации запаздывания быстродействующих магнитных усилителей в системах автоматического регулирования, Авторское свидетельство № 269251, Бюлл. изобр., 1970, № 15.

ИИ.10.1971]



УДК 621.318.3.001.24

## Зависимость параметров электромагнита от расположения катушек на магнитопроводе

Ю. Н. ЭРИХ

Ленинград

Проектирование статических электромагнитов постоянного тока основано на предварительном выборе конфигурации магнитной цепи и места расположения катушек на магнитопроводе. Однако рекомендации по этому вопросу в литературе встречаются очень редко.

В статье рассматривается зависимость параметров статических электромагнитов от расположения катушек на магнитопроводе и конфигурации магнитной цепи при различных значениях н. с.  $F$ .

Исследованию подвергались электромагниты квадратной, прямоугольной и цилиндрической конфигурации с последовательной магнитной цепью, обозначаемые в дальнейшем как типы I, II, III, IV (рис. 1). Каждый из четырех типов электромагнитов изготавливался со следующими значениями площади поперечного сечения магнитопровода  $S_{ст}$  и площади поперечного сечения полюсных наконечников  $S_{п.н.}$ :

$$\begin{aligned} S_{ст} &= 1,0 \times 1,0 = 1,0 \text{ см}^2; S_{п.н.} = 1,0 \times 1,0 = 1,0 \text{ см}^2; \\ S_{ст} &= 0,5 \times 0,5 = 0,25 \text{ см}^2; S_{п.н.} = 0,5 \times 0,5 = 0,25 \text{ см}^2; \\ S_{ст} &= 0,5 \times 0,5 = 0,25 \text{ см}^2; S_{п.н.} = 1,0 \times 1,0 = 1,0 \text{ см}^2. \end{aligned}$$

Каждый из перечисленных электромагнитов имел величину воздушного зазора  $l_b$ , равную 0,2; 0,5; 1,0 и 1,5 см. Средняя длина магнитной цепи  $L_{ср}$  была одинаковой у всех электромагнитов и равнялась 16 см.

Для определения сравнительных характеристик производились измерения магнитного потока в воз-

душном зазоре электромагнитов и поперечных сечениях магнитопровода при н. с., соответствующей значениям максимальной индукции в магнитной цепи от  $50 \times 10^{-4}$  до  $20\,000 \times 10^{-4}$  вб/м<sup>2</sup>. При этом катушки располагались попеременно на полюсах (вариант А), боковых сторонах (вариант В), основании (вариант С) и равномерно вдоль магнитопровода (вариант D) электромагнитов (рис. 1). При вариантах А, В, С количество применяемых катушек (2 шт.) и их габаритные размеры были одинаковыми. При варианте D применялось шесть катушек тех же размеров.

Анализ измерений показал, что различие в конфигурации электромагнитов типов I—IV незначительно влияет на величину поля в рабочем зазоре. При одинаковом значении н. с. и одном и том же расположении катушек разница в напряженности магнитного поля в рабочем зазоре электромагнитов типов I—IV не превышает 15%. Причем эта разница зависит от расположения катушек и величины н. с., а также от конфигурации и соотношения размеров сравниваемых типов. Так например, максимальное расхождение в напряженности магнитного поля  $H^*_в$  у электромагнитов типов I—IV достигало: при расположении катушек на основании — 15%; при расположении катушек на боковых сто-

\* Здесь и в дальнейшем, если нет других оговорок, под напряженностью магнитного поля  $H_b$  подразумевается напряженность магнитного поля в рабочем воздушном зазоре.



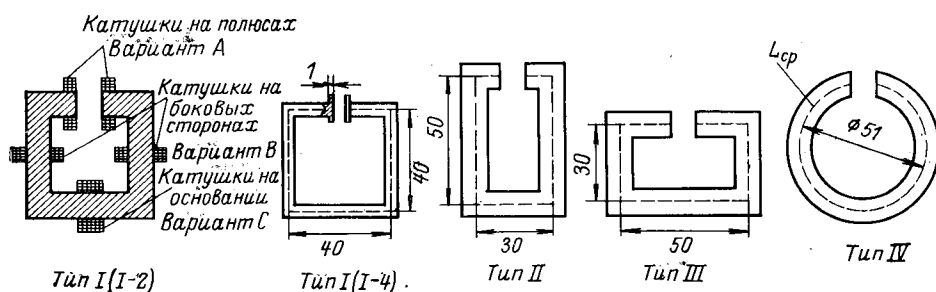


Рис. 1.

ронах и равномерно вдоль магнитопровода — 12%; при расположении катушек на полюсах — 10%.

В зависимости от величины н. с. расхождение в напряженности магнитного поля изменялось от нуля до максимального значения. В зависимости от сравниваемых типов конфигурации, величины и соотношения размеров  $l_B$ ,  $S_{ст}$ ,  $S_{п.н}$  (одинаковых для сравниваемых типов), расхождение в напряженности магнитного поля также изменялось от нуля до максимального значения. Наличие некоторого расхождения в напряженности магнитного поля у электромагнитов типов I—IV объясняется различными значениями проводимости рассеяния  $G_{рас}$  этих электромагнитов и соответственно различным рабочим потоком.

Учитывая незначительную разницу в напряженности магнитного поля у электромагнитов типов I—IV, последующие результаты работ приводятся только для квадратной конфигурации (тип I).

На рис. 2 показаны графики зависимости  $H_B = \varphi(F)$  при различном расположении катушек на магнитопроводе. Кривые даны для электромагнитов; 1—1 ( $l_B = 0,5$  см;  $S_{ст} = 1,0$  см<sup>2</sup>;

$S_{п.н} = 1,0$  см<sup>2</sup>); 1—2 ( $l_B = 1,0$  см;  $S_{ст} = 1,0$  см<sup>2</sup>;  
 $S_{п.н} = 1,0$  см<sup>2</sup>); 1—3 ( $l_B = 0,5$  см;  $S_{ст} = 0,25$  см<sup>2</sup>;  
 $S_{п.н} = 0,25$  см<sup>2</sup>); 1—4 ( $l_B = 0,5$  см;  $S_{ст} = 0,25$  см<sup>2</sup>;  
 $S_{п.н} = 1,0$  см<sup>2</sup>).

Совпадение значений  $H_B$  на кривых для вариантов A—D (при  $F = \text{const}$ ) может происходить в случае, когда при малых значениях  $H_{ст}$  величина  $F_{ст}$  весьма мала по сравнению с  $F_B$ . (Здесь и в дальнейшем индексом «ст» обозначены характеристики, относящиеся к магнитопроводу рассматриваемого электромагнита, а индексом «в» — характеристики, относящиеся к воздушному зазору.) В этом случае разница в  $F_{ст}$ ,  $F_B$  и  $H_B$ , вызываемая различной величиной потоков рассеяния при вариантах A, B, C, D, настолько мала, что не фиксируется измерительным прибором или не заметна на графике при выбранном масштабе.

С возрастанием н. с. разница в  $H_B$  при различном расположении катушек становится очевидной.

Из графиков видно, что за исключением небольшого начального участка кривых величина  $H_B$  имеет наибольшее значение при расположении катушек на полюсах; значительно меньшее значение  $H_B$  получается при расположении катушек равномерно вдоль магнитопровода или на боковых сторонах и наименьшее значение  $H_B$  — при расположении катушек на основании.

Из графиков (рис. 2) также видно, что различие

в  $H_B$  при вариантах A, B, C, D возрастает с увеличением н. с. Это происходит потому, что с возрастанием н. с. увеличивается разница в насыщении магнитопровода при вариантах A, B, C, D и соответственно увеличивается разница в  $F_{ст}$ ,  $F_B$  и  $H_B$ .

Увеличение разницы в  $H_B$  с увеличением н. с. прекращается при значении  $F$ , соответствующем полному насыщению магнитопровода для любого из сравниваемых вариантов расположения катушек.

Из выражения

$$F = F_B + F_{ст}, \quad (1)$$

где  $F_B$  — н. с., идущая на проведение потока через рабочий воздушный зазор;  $F_{ст}$  — н. с., идущая на проведение потока в стали, видно, что при  $F = \text{const}$  значение  $F_B$  (и соответственно  $H_B$  при  $l_B = \text{const}$ ) зависит только от  $F_{ст}$ . Графики зависимости  $H_B = \varphi(F_{ст})$  при расположении катушек по вариантам A, B и C показаны на рис. 3\*\*.

Соединяя точку  $F_{ст} = F_i$  на оси абсцисс рис. 3 с точками  $(H_{Bi}, F_{сти})$  на кривых для вариантов A, B, C, получим линию  $abcd$ . Здесь  $F_i$  — значение  $F$ , при котором определялись  $H_{Bi}$  и  $F_{сти}$  для вариантов A, B, C. Координаты любой точки линии  $abcd$

\*\* Кривые для варианта D на рис. 3 и 4 не приводятся, чтобы не загромождать графики.

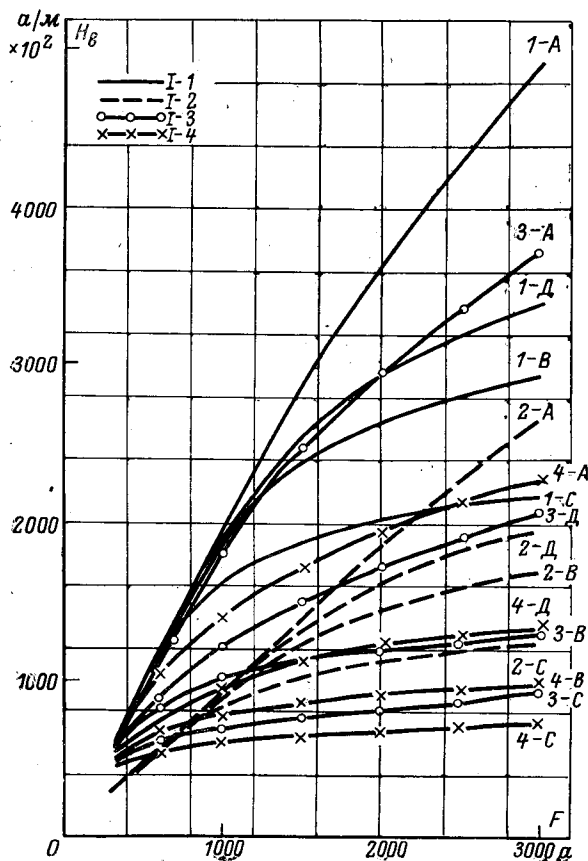


Рис. 2.

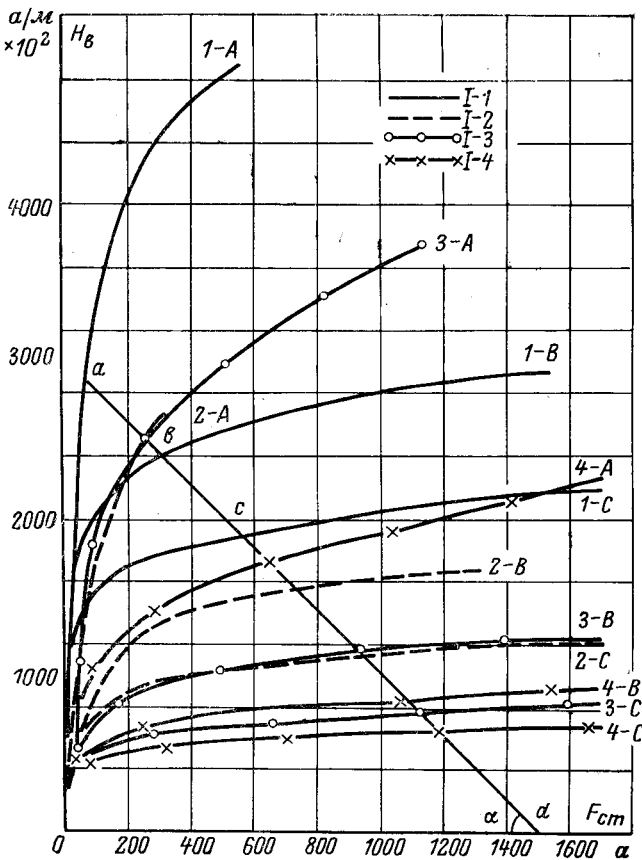


Рис. 3.

связаны между собой соотношением:

$$\operatorname{tg} \alpha = \frac{H_{\text{в}1} m}{(F_{\text{т}} - F_{\text{ст}1}) n} = \frac{H_{\text{в}1} m}{F_{\text{в}1} n} = \frac{1 m}{l_{\text{в}1} n}, \quad (2)$$

где  $m$  и  $n$  — коэффициенты масштаба;  $\alpha$  — угол между осью абсцисс и линией  $abcd$ .

Поскольку значение  $\operatorname{tg} \alpha$  для любой точки линии  $abcd$  есть величина постоянная, то линия  $abcd$  является прямой, пересекающей ось абсцисс под углом  $\alpha$ . Точки  $a, b, c$  на этой прямой показывают значения  $H_{\text{в}}$  и  $F_{\text{ст}}$  соответственно для вариантов  $A, B, C$  расположения катушек (при  $F = \text{const}$ ).

Из сравнения значений  $H_{\text{в}}$  и  $F_{\text{ст}}$  в точках  $a, b, c$  (для значений  $F$ , при которых эти точки на графике не сливаются) видно, что  $F_{\text{ст}}$  при варианте  $A$  получается значительно меньше, чем при вариантах  $B$  и  $C$ . Из рис. 3 также видно, что разница в  $F_{\text{ст}}$  и  $H_{\text{в}}$  возрастает с увеличением  $F$ .

Выражение (2) показывает, что с уменьшением воздушного зазора (при прочих равных условиях)  $\operatorname{tg} \alpha$  будет увеличиваться. При этом соответственно будет увеличиваться разница в  $H_{\text{в}}$  при различном расположении катушек (вплоть до полного насыщения магнитопровода при любом из сравниваемых вариантов расположения катушек).

Если суммарное значение н. с. принять за единицу, то уравнение (1) можно представить в виде:

$$\delta F_{\text{в}} + \delta F_{\text{ст}} = 1, \quad (3)$$

где

$$\delta F_{\text{в}} = \frac{F_{\text{в}}}{F}; \quad \delta F_{\text{ст}} = \frac{F_{\text{ст}}}{F}.$$

Графики зависимости  $H_{\text{в}} = \varphi(\delta F_{\text{ст}})$  при расположении катушек по вариантам  $A, B, C$  приведены на рис. 4.

Как видно из кривых для электромагнита 1—4, при увеличении н. с. от значений, близких к нулю, величина  $\delta F_{\text{ст}}$  сначала уменьшается, а после достижения минимального значения начинает увеличиваться. Уменьшение  $\delta F_{\text{ст}}$  в начале кривой объясняется тем, что для этого участка кривой приращение напряженности магнитного поля в стали меньше, чем приращение н. с.

Значение н. с., при котором величина  $\delta F_{\text{ст}}$  в рассматриваемом электромагните является минимальной для данного расположения катушек, обозначим  $F_{\text{критич}}$ . Очевидно, для любого рассматриваемого электромагнита часть мощности  $\delta P_{\text{ст}} = P_{\text{ст}}/P$ , затрачиваемая на проведение потока в стали, будет иметь минимальную величину  $\delta P_{\text{ст} \min}$  для значения  $H_{\text{в}}$ , соответствующего  $F_{\text{критич}}$ .

Если под к. п. д. рассматриваемых электромагнитов  $\eta$  понимать часть н. с., затрачиваемую на проведение потока через рабочий воздушный зазор, то наибольшее значение  $\eta = \eta_{\text{max}}$  будет при  $F = F_{\text{критич}}$ .

Согласно предыдущему следует отметить, что применение электромагнитов при  $F < F_{\text{критич}}$  нецелесообразно, так как при этом неоправданно увеличиваются  $\delta F_{\text{ст}}$  или  $S_{\text{ст}}$ .

Из графиков рис. 4 видно, что значение  $F_{\text{критич}}$  при расположении катушек на полюсах значительно больше, чем при расположении их на боковых сторонах или основании. Поэтому при расположении катушек на полюсах увеличивается (по сравнению

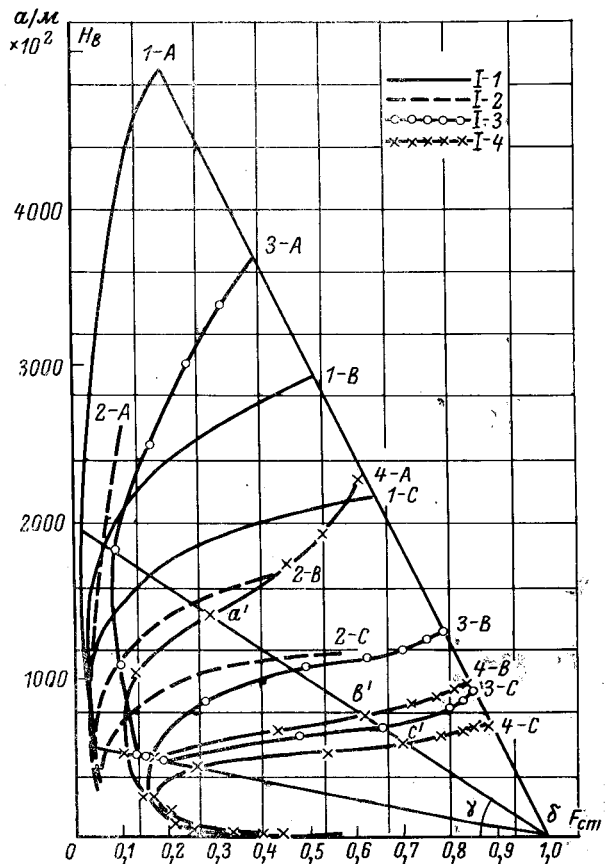


Рис. 4.

с вариантами  $B$  и  $C$ ) значение  $H_B$ , получаемое при  $\delta P_{ст\ min}$ .

Из рис. 4 видно, что для каждого электромагнита существует диапазон значений н. с. и соответствующих им величин  $H_B$ , при которых значение  $F$  близко к  $F_{критич}$  и значение  $\delta P_{ст}$  близко к  $\delta P_{ст\ min}$ . При этом в случае расположения катушек на полюсах указанный диапазон в несколько раз больше, чем при расположении их по вариантам  $B$  или  $C$ .

Значение  $H_B$  можно характеризовать тангенсом угла наклона прямой  $a'b'c'$ , проведенной под углом  $\gamma$  к оси абсцисс из точки  $\delta F_{ст} = 1$  (рис. 4). При этом точки  $a'$ ,  $b'$ ,  $c'$  прямой будут показывать значения  $H_B$  и  $\delta F_{ст}$  соответственно для вариантов  $A$ ,  $B$ ,  $C$  расположения катушек (при  $F = const$ );

$$\operatorname{tg} \gamma = \frac{H_B m}{(1 - \delta F_{ст})^n} = \frac{H_B m}{\delta F_{ст}^n}. \quad (4)$$

Соответственно

$$H_B = \delta F_{ст} \operatorname{tg} \gamma \frac{n}{m}. \quad (5)$$

Преобразуя выражение (4), получаем:

$$\operatorname{tg} \gamma = \frac{H_B m}{\delta F_{ст}^n} = \frac{F F_B m}{F_B^n n} = \frac{F m}{l_B^n}. \quad (6)$$

Как видно из (6),  $\operatorname{tg} \gamma$  зависит только от  $F$  и  $l_B$  и характеризует степень насыщения магнитопровода. Сомножитель  $\delta F_{ст}$  в (5) при  $\operatorname{tg} \gamma = const$  зависит только от геометрических размеров электромагнита и расположения катушек. С увеличением  $\operatorname{tg} \gamma$  разница в  $H_B$  при различном расположении катушек возрастает.

Поскольку для любого электромагнита

$$H_B = \frac{F_B}{l_B} = \frac{\Phi_{\max}}{\sigma G_B l_B}, \quad (7)$$

то увеличение  $H_B$  при расположении катушек на полюсах по сравнению с расположением их равномерно вдоль магнитопровода на боковых сторонах и на основании будет равно:

$$\delta H_{AD} = \frac{H_{BA}}{H_{BD}} = \frac{\Phi_{\max A} \sigma_D}{\Phi_{\max D} \sigma_A}; \quad (8)$$

$$\delta H_{AB} = \frac{H_{BA}}{H_{BB}} = \frac{\Phi_{\max A} \sigma_B}{\Phi_{\max B} \sigma_A}; \quad (9)$$

$$\delta H_{AC} = \frac{H_{BA}}{H_{BC}} = \frac{\Phi_{\max A} \sigma_C}{\Phi_{\max C} \sigma_A}. \quad (10)$$

Здесь индексами  $A$ ,  $B$ ,  $C$ ,  $D$  обозначены характеристики, получаемые при расположении обмоток соответственно по вариантам  $A$ ,  $B$ ,  $C$ ,  $D$ .

Аналогичные зависимости для  $\delta H_{DB}$ ,  $\delta H_{DC}$ ,  $\delta H_{BC}$  получаются при сравнении варианта  $D$  с вариантами  $B$  и  $C$  и вариантами  $B$  и  $C$ .

Из сравнения кривых  $H_B = \varphi(F)$  (рис. 2), относящихся к электромагнитам с различными значениями  $l_B$ ,  $S_{ст}$ ,  $S_{п.п}$  видно, что  $\delta H_{AD}$ ,  $\delta H_{AB}$ ,  $\delta H_{AC}$  и т. д. меняются в зависимости от указанных размеров электромагнитов, т. е. при  $F = const$

$$\delta H_{AD} = \varphi_1(l_B, S_{ст}, S_{п.п}) = \varphi_1(\Gamma); \quad (11)$$

$$\delta H_{AB} = \varphi_2(l_B, S_{ст}, S_{п.п}) = \varphi_2(\Gamma); \quad (12)$$

$$\delta H_{AC} = \varphi_3(l_B, S_{ст}, S_{п.п}) = \varphi_3(\Gamma), \quad (13)$$

где  $\Gamma$  — геометрические размеры электромагнита.

При этом влияние геометрических размеров зависит от величины н. с. и различно для соотношений  $\delta H_{AD}$ ,  $\delta H_{AB}$ ,  $\delta H_{AC}$  и т. д.:

$$\delta H_{AD} = \varphi_1(\Gamma, F); \quad (14)$$

$$\delta H_{AB} = \varphi_2(\Gamma, F); \quad (15)$$

$$\delta H_{AC} = \varphi_3(\Gamma, F). \quad (16)$$

**Выводы.** 1. При расположении катушек на полюсах значение  $H_B$  может быть в несколько раз больше, чем при расположении катушек вдоль всего магнитопровода, на боковых сторонах или на основании.

2. Значения  $\delta H_{AD}$ ,  $\delta H_{AB}$ ,  $\delta H_{AC}$ ,  $\delta H_{DB}$ ,  $\delta H_{DC}$ ,  $\delta H_{BC}$  могут меняться в зависимости от н. с. и геометрических размеров электромагнита.

3. Для каждого варианта расположения катушек существует значение н. с.  $F_{критич}$ , при котором величина  $H_B$  будет получаться с минимальными относительными потерями  $\delta F_{ст}$  и  $\delta P_{ст}$ . При этом к. п. д. электромагнита получится максимальным.

4. Различие в конфигурации электромагнитов типов  $I \div IV$  лишь незначительно влияет на напряженность магнитного поля в воздушном зазоре этих электромагнитов.

[6.4.1972]



УДК 621.318.3:621.3.024

## О выборе электромагнитов постоянного тока

В. Н. ГУРНИЦКИЙ

Барнаул

Проблема расчета электромагнитного привода постоянного тока включает в себя выбор формы, величины и соотношения размеров магнитной цепи и катушки, оценку коэффициентов запаса и надежности срабатывания, оптимизацию соотношения меди и стали, определение значений магнитной индукции, напряжения, плотности тока, диаметра провода, класса изоляции, минимизацию веса, габаритов и стоимости и т. д.

В настоящей статье сделана попытка дать методику выбора электромагнита постоянного тока, в ко-

торой решаются две основные задачи: отыскание формы магнитной цепи; определение значений всех размеров магнитопровода и обмоточных данных.

При этом были приняты следующие допущения: катушка имеет бескаркасную конструкцию, наиболее распространенную и вполне надежную для большинства условий эксплуатации [Л. 1];

охлаждение электромагнита — естественное воздушное;

режим работы — продолжительный.

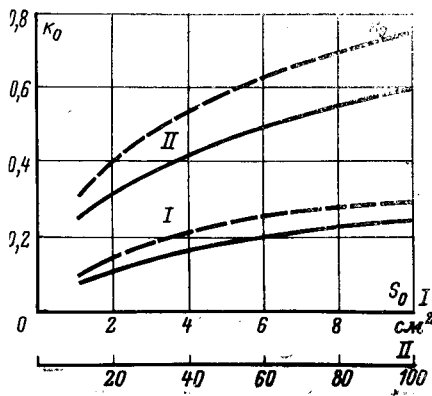


Рис. 1. К определению обобщенного коэффициента заполнения проводниковым материалом окна магнитопровода. ---  $k_0$  для эмалированных проводов; —  $k_0$  усредненная характеристика проводов с комбинированной и волокнистой изоляцией.

Главным критерием, характеризующим эффективность конструкции электромагнита, будем считать отношение условной полезной работы к суммарному объему меди и стали ( $A/V$ ). Действительно, учитывая указание [Л. 2] о том, что стоимость электрического аппарата определяется главным образом расходом активных материалов, а также, принимая во внимание близкие удельные веса меди и стали, можно поставить в прямую взаимосвязь материальные затраты на изготовление электромагнита и его объем.

Вторым показателем следует считать процентное содержание меди в конструкции аппарата, так как стоимость обмоточного провода катушки резко возрастает при уменьшении его диаметра ниже 0,25 мм [Л. 1].

Значительное внимание отводится сокращению габаритов электромагнита: произведение габаритных размеров (габаритный объем), очевидно, желательно иметь минимальным.

Отношение  $\frac{A}{V}$  можно представить в виде:

$$\frac{A}{V} = a \frac{dG_{\Sigma}}{d\delta} \delta_a \frac{0.5(k_{0.э}ch)^2 j^2}{l_{ср.м}S_m + l_{ср}k_{0.э}ch}, \quad (1)$$

где  $a$  — основной размер электромагнита (диаметр или ширина сердечника);  $\frac{dG_{\Sigma}}{d\delta}$  — производная резу-

льтирующей проводимости магнитной цепи по зазору;  $\delta_a$  — относительный воздушный зазор, определяемый по выражению:

$$\delta_a = \frac{\delta}{a}; \quad (2)$$

$k_{0.э}$  — обобщенный коэффициент заполнения проводниковым материалом окна магнитопровода (рис. 1)\*;  $c, h$  — ширина и высота окна магнитопровода;  $S_m$  — площадь поперечного сечения сердечника;  $l_{ср.м}, l_{ср}$  — длина средней силовой линии магнитной цепи и среднего витка обмотки;  $j$  — плотность тока нагретой до допустимой температуры катушки.

Величина  $j$  связана с нулевой плотностью тока (плотность при 0°C) простой зависимостью [Л. 4]:

$$j_0 = j [1 + \alpha(\tau_{доп} + t_{окр}^0)], \quad (3)$$

где  $\tau_{доп}$  — допустимый перегрев изоляции данного класса теплостойкости;  $\alpha$  — температурный коэффициент сопротивления меди.

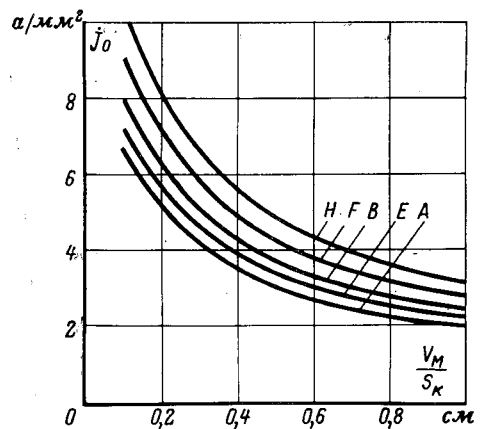


Рис. 2.

Исследованиями было установлено, что для пропитанных бескаркасных катушек

$$\tau_{доп} = \frac{t_{пред}^0 - t_{окр}^0 - 10^0}{1,15}, \quad (4)$$

где  $t_{пред}^0$  — предельная температура нагрева изоляции, определяемая по ГОСТ 8865 — 58 и ГОСТ 12434 — 66;  $t_{окр}^0$  — температура окружающей среды.

Нулевая плотность тока может быть найдена на рис. 2, на котором представлены экспериментально полученные кривые  $j_0 = f(V_m/S_k, \text{класс изоляции})$ , где  $\frac{V_m}{S_k}$  — отношение объема проводникового материала (меди) к действительной поверхности катушки. Кривые рис. 2 изображены для «медных» бескаркасных катушек, пропитанных и изготовленных в соответствии с действующими требованиями технологии, для стандартной окружающей температуры 40°C.

При необходимости провести пересчет плотности тока на другую окружающую температуру, пользуются следующей формулой:

$$j'_0 = j_0 \sqrt{\frac{1 + \alpha(\tau + 40^0)}{1 + \alpha(\tau + t_{окр}^0)}}. \quad (5)$$

По приведенным на рис. 2 кривым можно найти плотность тока в катушке, намотанной алюминиевым проводом:

$$j_{0а} = j_0 \sqrt{\frac{\rho_0}{\rho_{0а}}}, \quad (6)$$

где  $\rho_0, \rho_{0а}$  — удельные сопротивления обмоточных меди и алюминия при 0°C.

Наиболее признанной характеристикой формы магнитной цепи электромагнита является конструктивный фактор [Л. 5]:

$$K\Phi = \frac{\sqrt{F}}{X}, \quad (7)$$

где  $F$  — сила тяги;  $X$  — ход якоря.

Нетрудно показать, что выражение (7) зависит от габарита электромагнита; справедливое для геометрически подобных магнитов это выражение нарушается для приближенно подобных аппаратов, так как [Л. 4]:

$$\frac{[\sqrt{F}]}{[X]} = \frac{k}{[l_{ср.м}]} > 1, \text{ при } k > 1, \quad (8)$$

\* По данным [Л. 3].

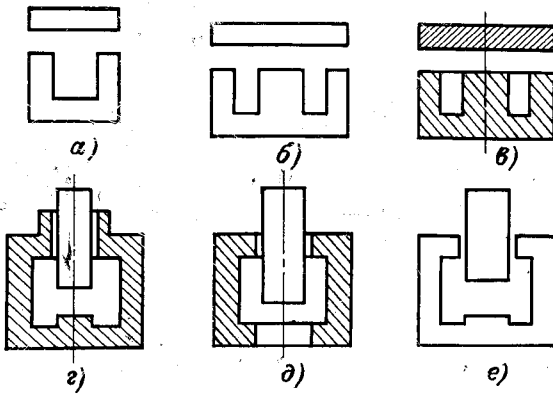


Рис. 3.

где [ ] — знак отношения величин в приближенно подобных электромагнитах;  $k$  — линейный коэффициент подобия.

Дроби  $\frac{k}{l_{\text{ср.м}}}$  тем более отличается от единицы, чем больше значение  $k$ .

В связи с изложенным понятие конструктивного фактора целесообразно заменить отношением

$$\frac{VF}{a} = C\Phi, \quad (9)$$

которое характеризует структуру магнитопровода, не зависит от его габарита, и предлагается назвать структурным фактором. Действительно,

$$\frac{[VF]}{[a]} = \frac{k}{k} = 1. \quad (10)$$

В формулу (1) входят следующие произведения: площадь окна магнитопровода

$$S_0 = ch; \quad (11)$$

объем меди

$$V_M = l_{\text{ср.м}} k_{\text{о.с}} S_0; \quad (12)$$

объем стали электромагнита

$$V_c = l_{\text{ср.м}} S_M. \quad (13)$$

При начальных зазорах

$$\frac{dG_{\Sigma}}{d\delta} = \frac{dG}{d\delta}, \quad (14)$$

где  $G$  — эквивалентная проводимость всех путей магнитного потока по воздуху (без учета влияния стали).

Произведение  $\frac{dG}{d\delta} \delta_a$  получило название показателя работоспособности электромагнита. По данным исследований (рис. 3) построены зависимости  $dG/d\delta \cdot \delta_a = f(\delta_a)$  для типовых магнитных цепей с поступательным движением якоря. Например, для П-образного электромагнита (рис. 3, а) эта функция графически представлена на рис. 4, а для соленоидного (рис. 3, з) — на рис. 5.

Стремление возможно сократить число подобных кривых привело к необходимости выразить все размеры в относительных единицах:

$$\frac{b}{a} = b_a; \quad \frac{c}{a} = c_a; \quad \frac{h}{a} = h_a. \quad (15)$$

где  $b$  — толщина (второй размер поперечного сечения прямоугольного сердечника) магнитопровода;  $\delta'$  — величина паразитного зазора (рис. 3, з—е).

Анализ (1) дает возможность заключить, что связь между величиной хода и показателем  $A/V$  преимущественно обратная;

если изменение какого-либо размера или размеров ( $a, c, h$ ) электромагнита связано с увеличением или уменьшением обмоточного пространства, то это всегда ведет к установлению прямой зависимости между изменяемым размером (размерами) и отношением  $A/V$ ;

увеличение сечения сердечника электромагнита постоянного тока не повышает эффективности использования активных материалов, которая остается примерно на неизменном уровне;

выводы по предыдущим пунктам справедливы для электромагнитов постоянного тока всех типовых геометрических структур.

Что касается целесообразности применения изоляции той или иной теплостойкости, то, как следует из выражения (1), величина  $A/V$  пропорциональна относительному увеличению квадрата плотности тока нагретой катушки. На рис. 6 построены зависимости эффективности использования меди и стали электромагнита постоянного тока с изоляцией различных классов (на вертикальной оси отложены долевые значения  $A/V$  по отношению к таковым для изоляции класса А). Ломанные на рис. 6 представлены для электромагнитных приводов средней мощности, т. е. имеющих

$$\frac{V_M}{S_{\Sigma}} = (0,1 \div 1,0) \text{ см}, \quad (16)$$

при  $t_{\text{окр}}^0 = (0 \div 40)^\circ \text{C}$ .

Входящие в (1)  $S_M, l_{\text{ср}}, l_{\text{ср.м}}$  рассчитываются следующим образом:

$$\left. \begin{aligned} S_M &= ab \text{ (рис. 3, а, б, е);} \\ S_M &= \frac{\pi a^2}{4} \text{ (рис. 3, в—д);} \\ l_{\text{ср}} &= 2(a+b) + \pi c \text{ (рис. 3, а, б, е);} \\ l_{\text{ср}} &= \pi(a+c) \text{ (рис. 3, в—д);} \\ l_{\text{ср.м}} &= 2(2a+c+h) \text{ (рис. 3, а);} \\ l_{\text{ср.м}} &= 2(a+c+h) \text{ (рис. 3, б, е);} \\ l_{\text{ср.м}} &= \frac{[a+2(c+\Delta)]^2(h) + 0,5a - 4ch(a+c)}{a^2}, \end{aligned} \right\} \quad (17)$$

где

$$\Delta = \frac{V^2(a^2 + 2ac + 2c^2) - (a+2c)}{2} \text{ (рис. 3, в—д).}$$

Габаритные размеры электромагнитов:

$$\left. \begin{aligned} L &= 2(a+c) \text{ (рис. 3, а, б, е);} \\ D &= a+2c+2\Delta \text{ (рис. 3, в—д);} \\ B &= b+2c \text{ (рис. 3, а, б, е);} \\ H &= 2a+h+\delta \text{ (рис. 3, а);} \\ H &= a+h+\delta \text{ (рис. 3, б, е);} \\ H_c &= 0,5a+h+\delta' \text{ (рис. 3, в—д).} \end{aligned} \right\} \quad (18)$$

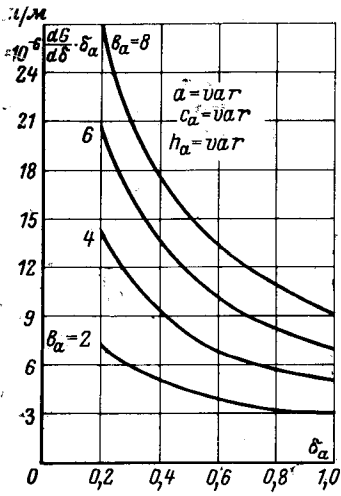


Рис. 4.

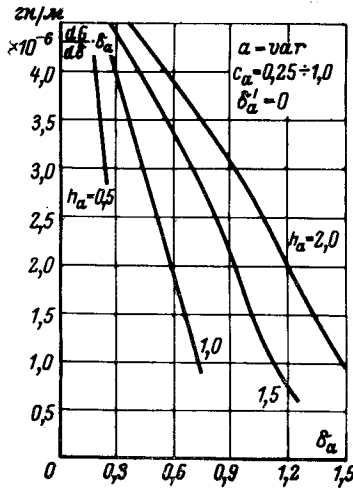


Рис. 5.

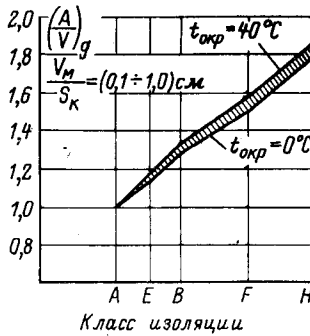


Рис. 6.

Габаритный объем вычисляется по выражениям:

$$\left. \begin{aligned} L \times B \times H \text{ (рис. 3, а, б, е)} \\ \frac{\pi D^2}{4} \cdot H \text{ (рис. 3, в — д).} \end{aligned} \right\} (19)$$

Процентное содержание меди

$$V_m\% = \frac{V_m}{V_m + V_e} 100\% \quad (20)$$

С точки зрения величины  $\delta_a$  электромагниты на рис. 3, а—в были названы короткоходовыми, а на рис. 3, г—е отнесены к длинноходовым.

Характеристики работоспособности аппаратов первой группы не зависят от  $h_a$  в отличие от последних, что определяет существенные различия в методиках их выбора.

Для проектного расчета короткоходовых электромагнитных систем используются таблицы (табл. 1—5), составленные для дискретных значений  $S_0$  и  $\frac{h}{c}$ . Данные табл. 1—5 приведены для медных эмалированных проводов (наиболее распространенных и перспективных), нагретых до допустимой температуры при  $t_{окр} = 40^\circ\text{C}$ .

По данным силе и ходу находят:

$$\left. \begin{aligned} \alpha_i &= \frac{X}{(\delta_a)_i}; \\ (I\omega)_i^2 &= \frac{2k_3 F_i (\delta_a)_i}{\left(\frac{dG}{d\delta} \delta_a\right)_i} \end{aligned} \right\} (21)$$

где  $\left(\frac{dG}{d\delta} \cdot \delta_a\right)_i$  — взятые по кривым рис. 4 и 5 значения, соответствующие принятым  $(\delta_a)_i$ , например,  $\delta_a = 0.2; 0.4; 0.6; 0.8; 1.0$ ;  $k_3$  — коэффициент запаса по силе тяги [Л.6].

Из табл. 1—5, в зависимости от класса изоляции, по вычисленным ампер-виткам отыскивают  $S_0$  и  $\frac{h}{c}$ , откуда нетрудно найти  $c$  и  $h$ .

Таким образом, приходят к серии вариантов расчета с известными  $a, b, c, h$ , по которым можно

Таблица 1\*

$\frac{h}{c}$	$S_0, \text{см}^2$											
	5	10	15	20	25	30	35	40	45	50	55	60
1	430	870	1240	1560	1840	2120	2510	—	—	—	—	—
2	450	900	1300	1640	1930	2240	2580	2990	—	—	—	—
3	480	940	1370	1730	2040	2340	2700	3050	—	—	—	—
4	490	990	1450	1810	2150	2450	2840	3160	3580	3940	—	—
5	500	1020	1530	1900	2270	2590	2960	3310	3670	4010	—	—
6	510	1050	1570	1990	2360	2740	3080	3460	3790	4110	4680	—
7	530	1070	1630	2070	2470	2830	3210	3560	3950	4210	4720	5260
8	550	1090	1660	2160	2550	2950	3350	3700	4090	4400	4820	5320

\* Таблица составлена для изоляции класса А.

Таблица 2\*

$\frac{h}{c}$	$S_0, \text{см}^2$											
	5	10	15	20	25	30	35	40	45	50	55	60
1	480	950	1360	1720	1820	2360	2700	—	—	—	—	—
2	500	980	1420	1810	2110	2460	2830	3240	—	—	—	—
3	510	1020	1490	1900	2210	2560	2960	3280	—	—	—	—
4	520	1070	1560	1980	2380	2750	3110	3510	3810	4210	—	—
5	530	1110	1650	2040	2480	2850	3290	3660	4030	4280	—	—
6	540	1130	1720	2180	2600	3090	3420	3840	4130	4440	5020	—
7	560	1160	1780	2240	2720	3160	3540	3970	4340	4680	5090	5500
8	580	1180	1810	2520	2790	3260	3650	4120	4540	4780	5270	5530

\* Таблица составлена для изоляции класса Е.

Таблица 3

$\frac{h}{c}$	$S_0, \text{см}^2$											
	5	10	15	20	25	30	35	40	45	50	55	60
1	480	920	1 300	1 640	1 950	2 280	2 780	—	—	—	—	—
2	490	950	1 370	1 740	2 040	2 380	2 880	3 100	—	—	—	—
3	500	990	1 420	1 830	2 160	2 500	3 000	3 180	—	—	—	—
4	510	1 020	1 500	1 900	2 260	2 600	3 150	3 360	3 690	4 080	—	—
5	530	1 070	1 590	1 990	2 390	2 760	3 280	3 510	3 890	4 250	—	—
6	540	1 090	1 680	2 080	2 500	2 870	3 420	3 620	4 030	4 340	4 890	—
7	560	1 120	1 700	2 160	2 590	3 000	3 550	3 800	4 170	4 510	5 020	5 440
8	570	1 190	1 740	2 240	2 660	3 110	3 720	3 940	4 420	4 640	5 120	5 550

\* Таблица составлена для изоляции класса В.

Таблица 4\*

$\frac{h}{c}$	$S_0, \text{см}^2$											
	5	10	15	20	25	30	35	40	45	50	55	60
1	570	1 080	1 540	2 240	2 370	2 760	3 210	—	—	—	—	—
2	580	1 140	1 650	2 320	2 490	2 880	3 370	3 720	—	—	—	—
3	600	1 180	1 720	2 480	2 640	3 010	3 520	3 850	—	—	—	—
4	610	1 230	1 820	2 580	2 760	3 190	3 690	4 110	4 450	4 900	—	—
5	630	1 280	1 900	2 690	2 910	3 360	3 860	4 380	4 710	5 160	—	—
6	650	1 320	2 020	2 810	3 020	3 500	3 990	4 450	4 880	5 280	5 890	—
7	670	1 340	2 050	2 920	3 120	3 610	4 190	4 660	5 040	5 450	6 040	6 520
8	680	1 370	2 080	3 050	3 220	3 790	4 320	4 870	5 380	5 630	6 270	6 660

\* Таблица составлена для изоляции класса F.

Таблица 5\*

$\frac{h}{c}$	$S_0, \text{см}^2$											
	5	10	15	20	25	30	35	40	45	50	55	60
1	660	1 260	1 800	2 300	2 800	3 180	3 960	—	—	—	—	—
2	670	1 300	1 890	2 500	2 870	3 340	4 110	4 300	—	—	—	—
3	690	1 360	1 980	2 560	2 990	3 570	4 310	4 460	—	—	—	—
4	700	1 420	2 090	2 660	3 150	3 660	4 560	4 680	5 170	5 620	—	—
5	720	1 470	2 210	2 780	3 320	3 780	4 740	4 950	5 460	5 840	—	—
6	740	1 510	2 250	2 890	3 460	4 050	4 920	5 110	5 640	6 120	6 710	—
7	760	1 540	2 360	2 980	3 600	4 280	5 120	5 320	5 880	6 320	6 880	7 160
8	790	1 570	2 390	3 080	3 680	4 360	5 280	5 520	6 220	6 550	7 150	7 270

\* Таблица составлена для изоляции класса H.

определить  $A/V$  габаритный объем и  $V_M^{\%}$ . Для упрощения нахождения  $A/V$  заметим, что

$$(k_{0.3}chj)^2 = (I\omega)^2. \quad (22)$$

При выборе длинноходового электромагнита, по известным (рис. 5), подсчитывают  $h$ . Задаются несколькими  $c$  и получают  $S_0$  (11).

Вычисляют отношение:

$$\frac{V_M}{S_R} = \frac{k_{0.3}S_0}{1,6(c+h)}, \quad (23)$$

где 1,6 — коэффициент, найденный как среднестатистическая величина в результате многочисленных измерений, выполненных на различных электромагнитных механизмах.

Из кривых рис. 2, соответственно классу теплоустойкости изоляционных материалов, выбирают  $j_0$ . Составляют таблицу  $j_0(c, h, S_0, k_{0.3}, V_M/S_R)$ , по которой на рис. 2 строят график  $j_0(V_M/S_R)$ ; точка пересечения этого графика с известной уже характеристикой семейства рис. 2 дает искомое решение. Используя близлежащие к точке графического решения данные названной таблицы, по (23) и рис. 1

методом последовательных приближений определяют  $c, h, S_0$ , а по значению  $j_0$  (3), (4) и (22) находят  $(I\omega)^2$ . Наконец, из характеристик рис. 5 и последней формулы (21) имеем  $\frac{dG}{d\delta} \delta_a$  и  $\delta_a$ , откуда определяется значение  $a$ .

Число витков катушки при известном напряжении  $U$

$$\omega = \frac{U}{\rho'_{\text{ср}} j_0}; \quad (24)$$

сечение обмоточного провода

$$S_{\text{ср}} = \frac{k_{0.3}S_0}{\omega}. \quad (25)$$

Для сокращения числа вариантов расчета предлагаем следующее. Задаваясь конкретными значениями  $a, m$  и  $F, n$  в диапазоне наиболее ходовых величин основных размеров и сил тяги электромагнитов постоянного тока, можем составить табл. 6 (формула 9).

С другой стороны, находят  $C\Phi$  по известной  $F$  и предельным  $a$  для каждой структуры магнитной

цепи. Сравнивая полученные интервалы  $C\Phi$  с цифрами табл. 6, определяют в первом приближении число вариантов расчета.

Таблица 6

$a, м$	$F, н$									
	10	20	30	40	50	60	70	80	90	100
0,01	316	447	547	632	707	774	835	894	948	1 000
0,02	158	224	274	316	354	387	418	447	474	500
0,03	105	149	182	211	236	258	278	298	316	333
0,04	79	112	137	158	177	194	209	224	237	250
0,05	63	89	110	126	141	155	167	179	190	200
0,06	53	74	91	105	118	129	139	149	158	167
0,07	45	64	78	90	101	111	119	128	136	143

**Пример.** Выбрать (по заданным значениям силы тяги и хода) электромагнит постоянного тока, отвечающий условиям наиболее полного использования активных материалов (т. е. минимальной стоимости) и наименьших габаритов.  $F=10 н$ ;  $X=\delta=0,01 м$ ; бескаркасная катушка с изоляцией класса А,  $t^{\circ}_{окр}=40^{\circ}С$ , охлаждение — естественное воздушное, режим работы — продолжительный.

Принимаем запас, по силе тяги равный 2. Первоначальное число вариантов расчета определяется следующим образом.

Рис. 3	$a$	$b$	$v$	$z$	$d$	$e$
Число вариантов	7	6	4	4	2	1

В ходе вычислений обнаруживается, что некоторые из них оказываются нерабочими:



если расчетные ампер-витки больше или меньше, чем имеющиеся в табл. 1—5;

если расчетные значения основного размера больше или меньше, чем содержащиеся в табл. 6.

Все вычисления были выполнены на ЦВМ Минск-22 и сведены в табл. 7. Рассматривая табл. 7, приходим к выводу, что лучшими показателями обладают электромагниты рис. 3а и г. Учитывая низкое содержание меди в конструкции соленоида, выбираем для работы последний.

Таблица 7

Рис. 3	$a$	$b$	$v$	$z$	$d$	$e$
$a, м$	0,010	0,025	0,040	0,040	—	0,010
$A/V, н/м^2$	538	508	400	480	—	456
$V^{\%}_M$	60	44	28	24	—	64
Габаритный объем, $см^3$	526	926	806	662	—	1 300

ЛИТЕРАТУРА

- Сахаров П. В., Технология электроаппаратостроения, Госэнергоиздат, 1965.
- Грейнер Л. К., Основы методологии проектирования электрических аппаратов, Госэнергоиздат, 1963.
- Герашенко Г. В., Справочное руководство по изготовлению катушек электроаппаратов, Госэнергоиздат, 1958.
- Гурницкий В. Н., К теории приближенного подобия электромагнитов постоянного тока, «Электричество», 1968, № 12.
- Ступель Ф. А., Электромеханические реле, Изд. Харьковского государственного университета, 1956.
- Пеккер И. И., Расчет возможного отклонения тяговой силы электромагнита, Изв. вузов, «Электромеханика», 1962, № 7.

[17.1.1972]

УДК 621.317.1

О неиспользованных возможностях баллистического метода измерений

З. И. ФУР

Ленинград

Как известно, в электрических баллистических приборах (гальванометрах, веберметрах) как и в баллистическом маятнике, подвижная часть, являющаяся твердым телом с одной степенью свободы, движется под действием механического импульса (импульса силы). В баллистическом гальванометре этот импульс создается импульсом тока и пропорционален ему. Однако можно получить механический импульс, пропорциональный другим величинам, например, импульсу мощности (энергии электрического импульса), что оставалось незамеченным. Поэтому теория движения твердого тела относительно неподвижной оси под действием механического импульса может рассматриваться при соответствующих дополнениях, как общая теория многих импульсных измерительных устройств.

Известные теории баллистического маятника и баллистического гальванометра не дают решения вопроса о влиянии формы и длительности импульса на результат измерения. Этот вопрос неоднократно был исследован, но были получены лишь приближенные решения.

Ниже, в первой части, изложена обобщенная теория баллистического метода измерений импульсных механических и электрических величин (при некоторых ограничениях параметров измерительного устройства), дающая точное решение вопроса

о влиянии формы и длительности импульса на результат измерения и позволяющая легко определить принципиальные схемы и параметры приборов для измерения различных импульсных электрических величин. Во второй части будут описаны принципиальные схемы и основные приемы расчета нескольких приборов.

**Измерение импульса силы.** Рассмотрим механическую систему, в которой жесткое тело, находящееся под действием внешней силы, сил торможения и упругого противодействия, может совершать вращательное движение относительно неподвижной оси, проходящей через центр массы. Как известно, это движение описывается уравнением:

$$J \frac{d^2\varphi}{dt^2} + P \frac{d\varphi}{dt} + W\varphi = M(t) = RF(t), \quad (1)$$

где  $\varphi$  — угол поворота,  $рад$ ;  $t$  — время,  $сек$ ;  $J$  — момент инерции,  $кг \cdot м^2$ ;  $P$  — коэффициент успокоения,  $н \cdot м \cdot сек/рад$ ;  $W$  — удельный противодействующий момент,  $н \cdot м/рад$ ;  $M(t)$  — момент внешней силы,  $н \cdot м$ ;  $F(t)$  — внешняя сила,  $н$ ;  $R$  — радиус точки приложения внешней силы,  $м$ .

Рассмотрим случай, когда внешняя сила имеет характер кратковременного импульса произвольной формы и будем искать связь между максимальным углом поворота тела и параметрами системы и импульса.



Примем следующие ограничения: внешняя сила является функцией только времени и не зависит от угла поворота; до начала действия внешней силы тело неподвижно и моменты торможения и упругого противодействия равны нулю; параметры  $J$ ,  $W$ ,  $R$  и являются постоянными величинами.

Интегрируя уравнение (1) в пределах времени импульса, получаем:

$$\varphi'_\theta + \frac{P}{J} \varphi_\theta + \frac{W}{J} \int_0^\theta \varphi dt = \frac{R}{J} \int_0^\theta F(t) dt = \frac{R}{J} G, \quad (2)$$

где  $\varphi_\theta$  — угол поворота в момент окончания импульса, рад;  $\varphi'_\theta$  — угловая скорость в момент окончания импульса, рад/сек;  $\theta$  — время импульса, сек;  $G = \int_0^\theta F(t) dt$  — импульс силы, полученный телом, н.сек.

Параметры  $\varphi_\theta$ ,  $\varphi'_\theta$  и  $\int_0^\theta \varphi dt$  по окончании импульса не изменяются, поэтому выражение (2) есть алгебраическое равенство и допускает соответствующие преобразования.

Если  $\Theta$  стремится к нулю при  $G = \text{const}$ , то второй и третий члены равенства (2) тоже стремятся к нулю, как это можно легко показать, и тогда

$$\varphi'_{\theta \rightarrow 0} = \frac{RG}{J}, \quad (3)$$

т. е. в этом случае угловая скорость в момент окончания импульса пропорциональна импульсу силы, полученному телом.

В теориях баллистического гальванометра и баллистического маятника принимается упрощающее предположение, что время  $\Theta$  стремится к нулю и, соответственно,  $\varphi_\theta = 0$ . Это позволяет легко интегрировать уравнение движения и отпадает вопрос о влиянии формы и длительности импульса на результат измерения. Но в реальных условиях время импульса имеет конечную величину, иногда довольно значительную, и поэтому при точном решении задачи нельзя пренебрегать вторым и третьим членами в левой части равенства (2). Перепишем его в виде:

$$\varphi'_\theta \left( 1 + \frac{\frac{P}{J} \varphi_\theta + \frac{W}{J} \int_0^\theta \varphi dt}{\varphi'_\theta} \right) = \frac{R}{J} G.$$

Вводя обозначение

$$K_1 = \frac{\frac{P}{J} \varphi_\theta + \frac{W}{J} \int_0^\theta \varphi dt}{\varphi'_\theta}, \quad (4)$$

получаем:

$$\varphi'_\theta = \frac{RG}{J(1+K_1)}. \quad (5)$$

Величина второго и третьего членов в левой части равенства (2) при данной величине импульса силы и данных параметрах системы может зависеть только от формы и длительности импульса, т. е. от вида функции  $F(t)$ . Поэтому и безразмерная вели-

чина  $K_1$  при данных параметрах системы зависит только от формы и длительности импульса (от величины  $G$  коэффициент  $K_1$  не зависит. Это можно доказать, заменяя  $G$  на  $n$ ,  $G_0$  и вводя в (1) новую переменную  $\beta$  из равенства  $\varphi = n\beta$ ).

Из (5) следует, что угловая скорость в момент окончания импульса и в реальной системе пропорциональна импульсу силы, а из сравнения с (3) видно, что в этом случае она меньше, чем при  $\Theta \rightarrow 0$  и зависит от формы и длительности импульса.

Из (3) и (5) получаем:

$$K_1 = \frac{\varphi'_{\theta \rightarrow 0}}{\theta} - 1 \text{ или } K_1 = \frac{RG}{J\varphi'_\theta} - 1. \quad (6)$$

В момент окончания импульса начинается свободное движение тела, которое описывается уравнением:

$$\frac{d^2\varphi}{dt^2} + \frac{P}{J} \frac{d\varphi}{dt} + \frac{W}{J} \varphi = 0. \quad (7)$$

Отсчет времени для свободного движения будем вести от момента  $\theta$ . Тогда начальные условия свободного движения будут: при  $t=0$ ,  $\varphi = \varphi_\theta$  и  $\varphi' = \varphi'_\theta$ . Как

известно, возможны три решения уравнения (7) и, соответственно, три режима движения тела: периодический, критический и аperiodический. Будем искать величину максимального угла поворота  $\varphi_m$  в указанных трех режимах. Для этого, решая (7) известными способами, находим функцию  $\varphi = f(t)$  и подставляем в эту функцию время  $t_1$  движения тела в положение  $\varphi_m$ . Время ( $t_1$ ) находим из условия, что в положении  $\varphi_m$  угловая скорость равна нулю. При решении этой задачи вводим обозначения:

$$a = \frac{P}{2J}; \quad b = \sqrt{\frac{W}{J} - \frac{P^2}{4J^2}}; \quad b_1 = \sqrt{\frac{P^2}{4J^2} - \frac{W}{J}}; \\ K_2 = \frac{a\varphi_\theta}{\varphi'_\theta}; \quad K_3 = \frac{b\varphi_\theta}{\varphi'_\theta}; \quad K_4 = \frac{b_1\varphi_\theta}{\varphi'_\theta}. \quad (8)$$

Безразмерные величины  $K_2$ ,  $K_3$  и  $K_4$  являются постоянными при данной форме и длительности импульса, так как они определяются параметрами системы и величинами  $\varphi_\theta$  и  $\varphi'_\theta$ , которые не зависят от свободного движения.

Для всех трех режимов движения получаем общее решение:

$$\varphi_m = NSG, \quad (9)$$

где для периодического режима

$$N = \frac{\sqrt{(1+K_2)^2 + K_3^2} e^{-\frac{a}{b} \arctg \frac{K_3}{1+K_2}}}{1+K_1}; \\ S = \frac{R}{\sqrt{JW}} e^{-\frac{a}{b} \arctg \frac{\beta}{a}};$$

для аperiodического режима

$$N = \frac{\frac{a+b_1}{2b_1}}{(1+K_2+K_4)}; \\ S = \frac{R}{\sqrt{JW}} \left( \frac{a-b_1}{a+b_1} \right)^{\frac{a}{2b_1}};$$

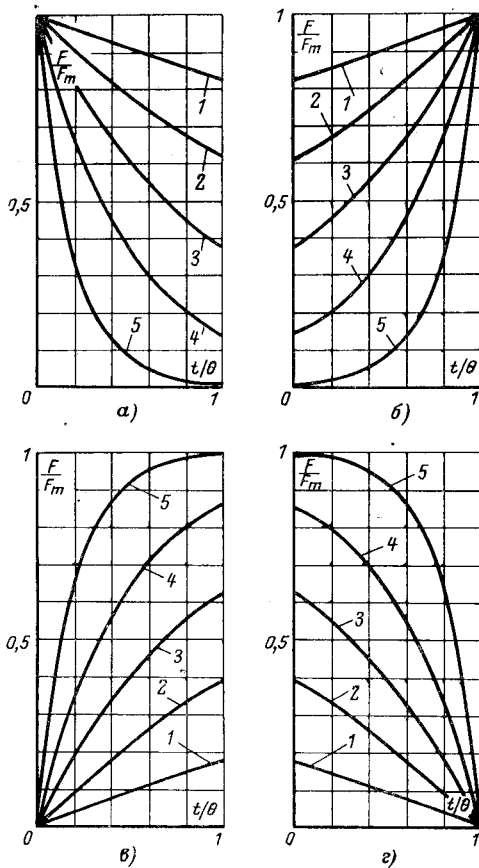


Рис. 1. Формы импульса при  $0 \leq h \leq \infty$ .

$$a - \frac{F}{F_m} = e^{-h \frac{t}{\theta}}; \quad б - \frac{F}{F_m} = e^{-h \left(1 - \frac{t}{\theta}\right)};$$

$$в - \frac{F}{F_m} = 1 - e^{-h \frac{t}{\theta}}; \quad г - \frac{F}{F_m} = 1 - e^{-h \left(1 - \frac{t}{\theta}\right)}.$$

1 -  $h=0,2$ ; 2 -  $h=0,5$ ; 3 -  $h=1$ ; 4 -  $h=2$ ; 5 -  $h=5$ .  
Прямоугольный импульс при  $h=0$  для а и б и при  $h=\infty$  для в и г.

для критического режима

$$N = \frac{(1 + K_2)e^{\frac{K_2}{1+K_2}}}{1 + K_1}; \quad S = \frac{R}{e \sqrt{JW}}$$

Если  $K_2, K_3$  и  $K_4$  много меньше единицы, то для всех трех режимов можно принять  $N=1+2K_2-K_1$ .

Выражение (9) есть решение поставленной задачи и показывает, что максимальный угол поворота  $\varphi_m$  пропорционален импульсу силы, полученному телом. Следовательно, всякая механическая система, отвечающая принятым ограничениям, может служить прибором для измерения импульса силы при любом соотношении параметров  $J, P$  и  $W$ .

Дифференцируя (9), можно представить величину  $S$  в виде:

$$S = \frac{\partial \varphi_m}{\partial G}$$

Для электромеханических приборов частная производная угла установившегося отклонения по измеряемой величине называется чувствительностью прибора. Она не зависит от динамических параметров  $J$  и  $P$ . В рассматриваемом случае частная производная угла отсчета по измеряемой величине за-

висит от динамических параметров и поэтому назовем ее динамической чувствительностью.

Величина  $N$  зависит от угла  $\varphi_0$ , от угловой скорости  $\varphi'_0$ , от параметров системы и не зависит от величины импульса силы.

Действительно, из (5) видно, что производная угла  $\varphi_0$  есть величина пропорциональная импульсу силы  $G$ . Это возможно только в случае, если выражение для  $\varphi_0$  имеет вид:  $\varphi_0 = B + Gf(t)$ , где  $B$  — постоянная величина, а  $f(t)$  — некоторая функция времени. Но, так как по условию задачи при  $t=0$  угол  $\varphi = 0$ , то должно быть  $B=0$ . Поэтому всегда  $\varphi_0 = Gf(t)$  и импульс силы  $G$  входит как сомножитель в выражения для  $\varphi_0, \varphi'_0$  и  $\varphi_0 \rightarrow 0$ , а так как коэффициенты  $K_1 - K_4$  содержат отношение двух из этих величин, то  $G$  повсюду сокращается и поэтому не входит в выражения для  $N$ .

Таким образом, величина  $N$  учитывает все обстоятельства, связанные с влиянием формы и длительности импульса на результат измерения и поэтому назовем ее динамическим коэффициентом формы и длительности импульса.

Дополнительный анализ полученных результатов, на котором не будем останавливаться, показал, что выражение (9) может быть справедливо и при переменных моменте инерции  $J$  (переменной массе) и возвращающем моменте  $W$ , если вводить соответствующую поправку на величину угла  $\varphi_m$ .

**Влияние формы и длительности импульса на результат измерения.** Вопрос о влиянии формы и длительности импульса на результат измерения рассматривался для баллистических гальванометра и маятника в ряде работ, например в [Л. 1—3], но не был точно решен. Так, в [Л. 2] получено решение для нескольких простых форм импульса.

Обозначим какое-либо характерное значение силы, например, максимальное значение  $F_m$ . Тогда функция  $\frac{F}{F_m} = \psi\left(\frac{t}{\theta}\right)$  дает зависимость безразмерной силы от безразмерного времени, а кривая, изображающая эту функцию в пределах  $0 \leq \frac{t}{\theta} \leq 1$ , явля-

ется формой импульса, которая не зависит от абсолютных значений силы и времени. Нужно выяснить влияние формы импульса и его длительности  $\theta$  на величину коэффициента  $N$ . Рассмотрим четыре функции, которым соответствуют формы импульса, показанные на рис. 1.

Как видно из рис. 1, получены возрастающие и спадающие, вогнутые и выпуклые кривые различной кривизны. Любая другая форма импульса может быть аппроксимирована кусочной кривой, состоящей из форм, подобных полученным. Покажем, что для кусочной кривой коэффициент  $N$  имеет значение, промежуточное между наибольшим и наименьшим значениями  $N$  для составляющих кусков.

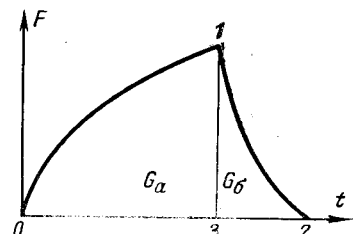


Рис. 2. К определению коэффициента формы и длительности импульса.

Проанализируем импульс, состоящий из двух участков разной формы и длительности, как показано на рис. 2. Площадь 0-1-3-0 пропорциональна импульсу силы  $G_a$ , а площадь 3-1-2 — импульсу силы  $G_b$ . Если бы эти импульсы измерялись порознь, то соответствующие углы поворота подвижной части  $\varphi_{ma}$  и  $\varphi_{mb}$  были бы равны:  $\varphi_{ma} = N_a S G_a$  и  $\varphi_{mb} = N_b S G_b$ . Наша задача состоит в том, чтобы, зная значения коэффициентов  $N_a$  и  $N_b$  для составляющих импульсов  $G_a$  и  $G_b$ , определить величину  $N_x$  для суммарного импульса силы  $G_a + G_b$ , при котором угол отсчета был бы равен  $\varphi_{ma} + \varphi_{mb}$ .

Пусть оба импульса имеют положительный знак, как показано на рис. 2. Тогда и углы отсчета имеют положительный знак и должно выполняться равенство  $\varphi_{ma} + \varphi_{mb} = N_x S (G_a + G_b)$  или же  $N_x S (G_a + G_b) = N_a S G_a + N_b S G_b$ , откуда получаем:  $N_x (G_a + G_b) = N_a G_a + N_b G_b$ . Следовательно,

$$\frac{G_b}{G_a} = \frac{N_a - N_x}{N_x - N_b}.$$

Так как отношение  $\frac{G_b}{G_a} > 0$ , то и  $\frac{N_a - N_x}{N_x - N_b} > 0$ . Так

как коэффициент  $N$  всегда положительное число, то последнее неравенство возможно только при условии  $N_a > N_x > N_b$ , если  $N_a > N_b$ , либо  $N_a < N_x < N_b$ , если  $N_a < N_b$ .

Если импульс  $G_b$  имеет направление, обратное направлению импульса  $G_a$ , но по абсолютной величине меньше его, то аналогичными рассуждениями получаем  $N_a < N_x < N_b$ , если  $N_a > N_b$  и  $N_a > N_x > N_b$ , если  $N_a < N_b$ .

Для всех других комбинаций абсолютных значений и знака импульсов  $G_a$  и  $G_b$  получаются те же неравенства. Таким образом, видим, что для суммы двух импульсов коэффициент  $N_x$  во всех случаях находится между коэффициентами  $N_a$  и  $N_b$  для этих импульсов. Рассматривая далее эти два импульса как один и присоединяя к нему третий, можно повторить рассуждение с тем же результатом. Этот процесс можно распространить на любое число им-

пульсов и в результате приходим к выводу: выражение (9) справедливо для любой последовательности импульсов любой формы и величины и при этом  $G$  есть алгебраическая сумма составляющих импульсов силы, а значение  $N$  находится между наибольшим и наименьшим значениями  $N$  для составляющих импульсов.

Принимая для  $N$  среднее значение между наибольшим и наименьшим, допустим ошибку определения  $N$  не более половины разности между максимальным и минимальным значениями. Если же известны не только формы, но и доли составляющих импульсов в общем импульсе силы, то можно определить  $N$  с высокой точностью, так как расхождения между максимальным и минимальным значениями малы (см. таблицу).

В таблице приведены значения коэффициента  $N$ , вычисленные для характерных форм импульса, для критического и периодического (при  $P=0$ ) режимов движения. Для каждой формы импульса решалось уравнение (1) при постоянной величине импульса силы, т. е. при условии, чтобы площадь под кривой не зависела от времени импульса, для чего значение  $F_m$  должно быть функцией времени  $\Theta$  (эта функция легко определяется).

Решение давало функцию  $\varphi = f(t)$ , по ней находились значения  $\varphi_\theta$ ,  $\varphi'_\theta$  и  $\varphi_{\theta \rightarrow 0}$ , по которым вычислялись коэффициенты  $K_1$ ,  $K_2$  и  $N$ . При этих вычислениях оказалось удобным ввести период незатухающих колебаний  $T_0 = 2\pi \sqrt{\frac{J}{W}}$ . Коэффициент  $N$  оказался функцией относительной длительности импульса  $\frac{\theta}{T_0}$ .

Угол поворота за время импульса, выраженный в долях угла отсчета  $\varphi_m$ , обозначим:

$$K_5 = \frac{\varphi_\theta}{\varphi_m}. \quad (10)$$

Форма импульса	h	Коэффициент	Относительная длительность импульса $\theta/T_0$										
			Критический режим					Периодический режим при $P=0$					
			0,0016	0,016	0,08	0,16	0,32	0,48	0,08	0,12	0,16	0,24	0,32
$\frac{F}{F_m} = e^{-h \frac{t}{\theta}}$	5	$N$ $K_5$	0,99999 0,011	0,99984 0,201	0,995 0,721	0,9803 0,970	— —	— —	0,99586 0,392	— —	0,985 0,472	0,960 0,9375	— —
	0	$N$ $K_5$	0,99998 0,014	0,99958 0,126	0,9897 0,497	0,9602 0,748	0,8593 0,942	0,7361 0,986	0,9898 0,240	0,9747 0,367	0,9572 0,480	0,909 0,682	0,841 0,841
$\frac{F}{F_m} = e^{-h(1 - \frac{t}{\theta})}$	5	$N$ $K_5$	0,99999 0,005	0,99985 0,051	0,9962 0,221	0,9862 0,379	0,9543 0,582	0,9146 0,700	0,99587 0,0943	0,99485 0,144	0,9832 0,187	0,963 0,281	0,934 0,394
$\frac{F}{F_m} = 1 - e^{-h \frac{t}{\theta}}$	1	$N$ $K_5$	0,99996 0,01	0,99971 0,093	0,9929 0,38	— —	0,9075 0,838	0,8240 0,925	0,99270 0,178	0,98354 0,266	0,9709 0,350	0,9354 0,508	0,8874 0,651
	0,2	$N$ $K_5$	0,99985 0,009	0,99970 0,088	0,9933 0,336	0,9748 0,585	0,9130 0,810	0,8348 0,904	0,99306 0,169	0,98423 0,251	0,9722 0,331	0,9383 0,484	0,8924 0,620
$\frac{F}{F_m} = 1 - e^{-h(1 - \frac{t}{\theta})}$	0,2	$N$ $K_5$	0,9998 0,0065	0,99971 0,167	0,9927 0,625	0,9702 0,897	— —	— —	0,99305 0,325	— —	0,9722 0,615	— —	0,875 0,993
	5	$N$ $K_5$	— —	— —	0,9916 0,563	0,9668 0,834	0,8742 0,994	— —	0,99170 0,284	0,98137 0,420	0,967 0,546	0,9268 0,745	0,8067 0,900

Для критического режима движения имеем:

$$K_5 = \frac{K_2}{1+K_2} e^{\frac{1}{1+K_2}}, \quad (11)$$

а для периодического режима

$$K_5 = \frac{K_3}{\sqrt{1+K_3^2}}. \quad (12)$$

Результаты вычислений  $K_5$  по (11) и (12) также приведены в таблице.

Анализ результатов. Из таблицы видно, что для всех рассмотренных форм импульса значения  $N$  одинаковы в критическом и периодическом режимах движения.

Для всех рассмотренных форм импульса  $N=1$  практически точно, если  $\frac{\theta}{T_0} \leq 0,016$ ,  $N=0,992$  с ошибкой не более 0,4 %, если  $\frac{\theta}{T_0} \leq 0,08$  и  $N=0,970$  с ошибкой не более 1,3 %, если  $\frac{\theta}{T_0} \leq 0,16$ .

При  $\frac{\theta}{T_0} > 0,16$  коэффициент  $N$  быстро уменьшается, причем для спадающих форм импульса при  $\frac{\theta}{T_0} \geq 0,32$  появляются отрицательные значения  $K_2$ , указывающие на то, что движение становится возвратным. Поэтому значения  $\frac{\theta}{T_0} > 0,16$  следует считать недопустимыми. Эти результаты справедливы и для любой другой формы импульса, так как согласно сказанному выше при каждом значении  $\frac{\theta}{T_0}$  коэффициент  $N$  имеет величину, промежуточную между значениями, приведенными в таблице.

Таким образом, можно сделать следующие выводы:

если  $\frac{\theta}{T_0} \leq 0,016$ , то  $N=1$  при любой форме импульса;

если  $\frac{\theta}{T_0} > 0,16$ , измерение невозможно;

если известны, хотя бы приблизительно, значение отношения  $\frac{\theta}{T_0}$  и форма импульса, то точное значение  $N$  может быть взято из таблицы;

если известно, хотя бы приблизительно, значение отношения  $\frac{\theta}{T_0}$ , но неизвестна форма импульса, то оценка коэффициента  $N$  может быть произведена с ошибкой не более указанных выше значений.

В аperiodическом режиме движения отклонения значения  $N$  от единицы меньше, чем в критическом режиме, и снижаются по мере уменьшения  $W$  и при  $W=0$  равны нулю при любой длительности и форме импульса (см. ниже). Поэтому для аperiodического режима полученные выводы заведомо справедливы.

**Измерение импульсных электрических величин.** Для этих измерений нужно воспользоваться какой-

либо подходящей электромеханической системой. Силу, действующую на подвижную часть электро-механического прибора нормально к радиусу точки приложения (радиус  $R$ ), можно представить в виде:  $F(t) = K_q(\varphi) Q(t) q(t)$ , где  $Q(t)$  и  $q(t)$  — токи или напряжения, подведенные к прибору, либо ток и магнитная индукция, либо ток и напряжение;  $K_q(\varphi)$  — коэффициент пропорциональности, зависящий от формы, размеров, материалов и конструктивных особенностей измерительного механизма, являющийся в общем случае функцией угла  $\varphi$ .

Поставим условие, чтобы в пределах угла  $\varphi_0$  коэффициент  $K_q(\varphi)$  не зависел от  $\varphi$ , т. е. в пределах этого угла должно быть  $K_q = \text{const}$ , что всегда можно достигнуть за счет конструктивного решения прибора. Тогда  $G = \int_0^{\theta} F(t) dt = K_q \int_0^{\theta} Q(t) q(t) dt$ . Заменяя этим значением  $G$  в (9), получаем:

$$\varphi_m = NSK_q \int_0^{\theta} Q(t) q(t) dt. \quad (13)$$

Интеграл в (13) может соответствовать различным электрическим величинам в зависимости от конструкции прибора и схемы его присоединения к внешней цепи. Так например, в случае магнито-электрической системы прибора можем обозначить магнитную индукцию  $Q(t) = B = \text{const}$ , а ток через рамку прибора  $q(t) = i(t)$ . Тогда выражение (13) примет вид:

$$\varphi_m = NSK_q B \int_0^{\theta} i(t) dt, \quad (14)$$

т. е. максимальный угол отклонения пропорционален количеству электричества, прошедшего через прибор. Выражение (16) есть формула для баллистического гальванометра. Пользуясь (14) можно получить формулу для веберметра.

Если прибор является электродинамической системой, отвечающей поставленным выше требованиям, и присоединен к внешней цепи по схеме ваттметра, то можем обозначить  $Q(t) = i_1(t)$  и  $q(t) = i_2(t)$ , где  $i_1(t)$  и  $i_2(t)$  — токи в параллельной и последовательной цепях прибора. Если можно пренебречь индуктивностью параллельной цепи, то  $i_1(t) = \frac{u_1(t)}{r_1}$ , где  $u_1(t)$  — напряжение, подведенное к параллельной цепи, а  $r_1$  — ее сопротивление. В этом случае (15) имеет вид:

$$\varphi_m = NS \frac{K_q}{r_1} \int_0^{\theta} u_1(t) i_2(t) dt. \quad (15)$$

Интеграл в (17) выражает в самом общем виде энергию, выделившуюся в участке цепи, к которому присоединен прибор, и, следовательно, он измеряет энергию электрического импульса.

Подобным же образом можно использовать электростатическую систему для измерения энергии электрического импульса. В этом случае прибор имеет весьма высокое входное сопротивление.

# Математическое моделирование электромагнитных процессов в системах с индукционной катушкой и транзисторным ключом

Канд. техн. наук А. А. КУЛИКОВ

Москва

Желание разгрузить контакты прерывателя в батарейной системе зажигания двигателя внутреннего сгорания и увеличить энергию в магнитном поле индукционной катушки привело к созданию таких систем зажигания, ток первичной цепи в которых «рвется»<sup>1</sup> полупроводниковым прибором, обычно транзистором, работающим в режиме ключа. В [Л. 1—3] рассмотрены основные вопросы разработки и эксплуатации таких систем зажигания, а также расчет некоторых процессов в них. Схемы замещения систем зажигания в этих публикациях всегда принимались линейными. Решения полученных дифференциальных уравнений и их систем только с постоянными коэффициентами выражены авторами через элементарные функции при многих допущениях и упрощениях, что при некоторых сочетаниях исходных параметров систем зажигания приводит к неточным результатам [Л. 3 и 4].

Применение цифровой и аналоговой вычислительной техники позволяет провести подобные расчеты не только значительно быстрее, но и более строго, в частности, ввести в систему уравнений любые нелинейности, чего практически невозможно сделать при выражении решений через элементарные функции.

Схемы замещения батарейных систем зажигания, в том числе и тех, у которых ток первичной цепи рвется полупроводниковым ключом, удобно по функциональному признаку разбить на три блока.

Блок I содержит источник электрической энергии, например, аккумуляторную батарею напряжением  $U_a$  и прерыватель  $Pr$ .

Две возможные схемы этого блока представлены на рис. 1 в первом столбце: *Бл I—а* и *Бл I—б*. В электрическую схему этого блока входят также цепи управления транзисторным ключом, обычно присоединенные одним своим концом к его базе и цепи защиты ключа, например, диодом (*Бл I—а*) или конденсатором (*Бл I—б*) [Л. 5]. В блок I может входить и добавочное сопротивление  $r_d$ , часть

которого  $r_{дп}$  закорачивается во время включения электростартера (*Бл I—а*).

Вторым блоком схемы замещения систем зажигания с катушкой является схема зажигания самой индукционной катушки. Эта схема может быть как с разделенными цепями (*Бл II—а*), так и с приведением параметров вторичной цепи к параметрам первичной (*Бл II—б*) или наоборот, с приведением параметров первичной цепи к параметрам вторичной.

В третий блок (*Бл III*) входят цепи нагрузки схемы замещения системы зажигания, которые снижают первый максимум напряжения, развиваемого системой зажигания и прикладываемого к свечам (*Бл III—а*). В этот блок входят как параметры, в которых происходит необратимое преобразование электрической энергии (активные сопротивления  $r_m$  и  $r_n$ ), так и параметры, в которых энергия запасается в поле ( $C_2$ ). Здесь  $r_m$  — сопротивление, равное сопротивлению утечки энергии по изолятору свечи;  $r_n$  — сопротивление, определяемое потерями энергии в активных материалах вторичной (высоковольтной) цепи системы зажигания, а  $C_2$  — емкость, эквивалентная распределенным емкостям высоковольтной части системы зажигания.

В зависимости от конфигурации системы зажигания схема ее замещения может компоноваться любым сочетанием трех разных блоков (*Бл I*, *Бл II* и *Бл III*) при ограничении: блоки схем с приведением параметров не должны стыковаться с блоками без приведения.

Рассмотрим возможные математические описания нестационарных процессов в некоторых схемах замещения систем транзисторного зажигания. При этом во всех случаях, когда расчетное исследование единого реального процесса разделяется по каким-либо причинам на несколько самостоятельных этапов, следует выполнять следующее правило: расчетная методика должна быть составлена так, чтобы выходные характеристики предыдущего этапа были бы входными характеристиками (исходными данными) последующего этапа расчета.

**Процессы в системе зажигания при отпирании транзистора.** При схеме замещения системы зажигания, составленной из блоков *I-а*, *II-а* и *III-а*, электромагнитные процессы в ней опишутся следующей

<sup>1</sup> Током разрыва в системах зажигания с полупроводниковым ключом, по аналогии с системами, в которых ток первичной цепи рвется механическим прерывателем, будем называть ток первичной обмотки индукционной катушки в момент подачи на базу транзистора запирающего сигнала.

Отметим, что известен ряд попыток, например [Л. 4], разработать прибор для измерения энергии электрического импульса, но полноценного решения не было найдено.

При измерении электрических величин форма и длительность импульса могут в некоторых случаях оказать дополнительное влияние на погрешность измерения из-за наличия индуктивности и емкости в цепях прибора.

## ЛИТЕРАТУРА

1. Dorn F., Zur Multiplikations und Zuruckwerfungsmethode. Ann. d Phys. В XVII, 654, 1882.
2. Харченко Р. Р., Импульсная реакция приборов магнитоэлектрической системы, «Электричество», 1953, № 5.
3. Зельдович Я. Б., Ривин М. А. и Франк-Каменецкий Д. А., Импульс реактивной силы пороховых ракет, Оборонгиз, 1963.
4. Rosenthal Louis, Ergmeter Bursts of Energy. Electronics, June 6, 1958.

[1.11.1971]

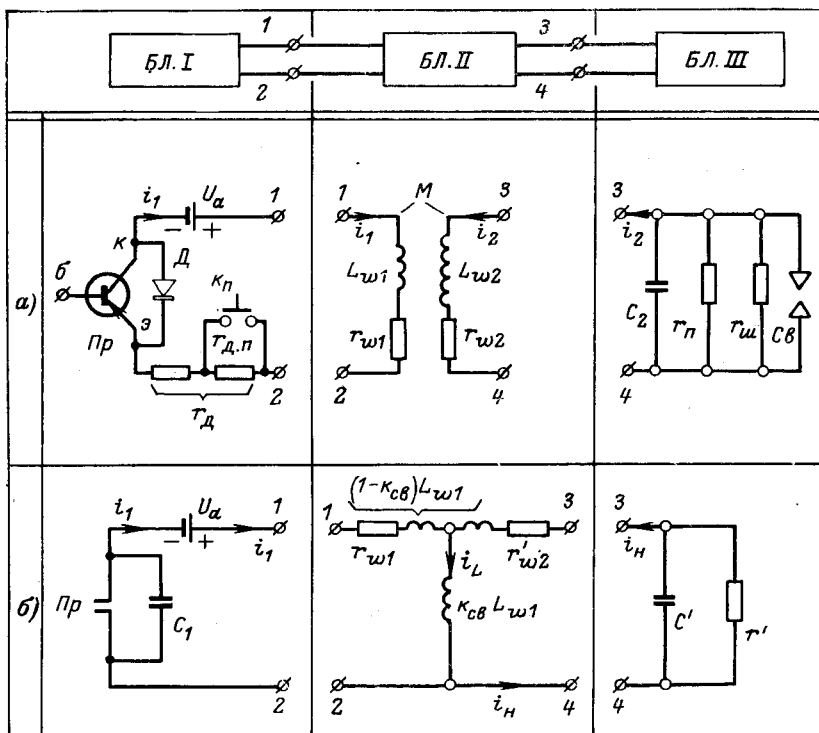


Рис. 1. Схемы замещения транзисторных систем зажигания.

системой:

$$\left. \begin{aligned} L_{w1} \frac{di_1}{dt} + M \frac{di_2}{dt} + (r_d + r_{w1}) i_1 &= U_a - u_{\alpha, \kappa-N}(i_1); \\ L_{w2} \frac{di_2}{dt} + M \frac{di_1}{dt} + r_{w2} i_2 + u_2 &= 0; \\ C_2 \frac{du_2}{dt} + \frac{u_2}{r} - i_2 &= 0, \end{aligned} \right\} (1)$$

где  $u_{\alpha, \kappa-N}(i_1)$  — падение напряжения на открытом транзисторе, величина которого зависит от тока  $i_1$ . При  $t=0$   $i_1=i_2=u_2=0$ .

Если пренебречь влиянием вторичной цепи на электрические процессы в первичной, то процесс нарастания первичного тока от нуля до величины тока разрыва ( $I_p$ ) описывается уравнением первого порядка.

Систему (1) удобно решать как на АВМ, так и на ЦВМ, в последнем случае численными методами, например методом Рунге — Кутты или Милна. При решении уравнения, не учитывающего влияние вторичной цепи, шаг интегрирования  $h$  рекомендуется принимать равным ( $10^{-3}$ — $10^{-4}$  сек), а при решении системы (1):  $h=10^{-6}$ — $10^{-7}$  сек.

Результаты расчета токов и напряжений при отпирании транзистора для параметров отечественной контактно-транзисторной системы зажигания с коммутатором ТК-102, приведенных ниже, показаны на рис. 2.

$U_a, \text{в}$	$U_{\alpha, \kappa-N}, \text{в}$	$r_d, \text{ом}$	$r_{w1}, \text{ом}$	$L_{w1}, \text{гн}$	$M, \text{гн}$	$w_1,$	$w_2,$
12	0,5	1,18	0,4	$2,73 \cdot 10^{-3}$	0,56	180	41 000
$L_{w2}, \text{гн}$	$r_{w2}, \text{ом}$	$C_2, \text{ф}$	$r_{\Pi}, \text{ом}$	$r_{\text{III}}, \text{ом}$			
142	22 130	$1,25 \cdot 10^{-10}$	$6,10^6$	$10^6 \infty$			

Если не учитывать влияние вторичной цепи системы на процессы в первичной, то процесс нарастания тока в первичной цепи системы зажигания подчиняется закону экспоненты при  $u_{\alpha, \kappa-N} = \text{const}$ , или близок к ней, когда  $u_{\alpha, \kappa-N}(i_1)$  (рис. 2). Этим решением удобно пользоваться, когда надо, например, определить ток разрыва системы зажигания для расчетов энергии магнитного поля катушки или рабочих характеристик.

Как показывают расчеты (рис. 2) и экспериментальные данные (рис. 3), влияние вторичной цепи на кривую  $i_1(t)$  перестает сказываться уже через 1—2 мсек после отпирания транзистора. Следует также отметить, что при больших значениях коэффициентов трансформации индукционной катушки (более 200) напряжение системы зажигания при отпирании транзистора соизмеримо с пробивным напряжением работающего двигателя внутреннего сгорания (см. кривую  $u_2(t)$  на рис. 2).

**Процессы в системе зажигания при заперении транзистора.** В зависимости от инерционных свойств транзистора и параметров остальной части системы зажигания возможны два режима работы всей системы:

режим, при котором напряжение, наводимое в первичной обмотке индукционной катушки, не достигает величины напряжения лавинного пробоя транзистора  $U_{\alpha, \kappa-N}$ ;

режим, при котором силовой транзистор или элемент цепи его защиты пробивается.

Рассмотрим случай, когда напряжение, развиваемое первичной обмоткой индукционной катушки при заперении транзистора, меньше напряжения его пробоя, а скорость спада тока  $i_1(t)$  определяется в основном параметрами транзистора.

Эмиттер-коллекторный участок транзистора работает в этом случае как источник тока.

За время от момента подачи на базу транзистора запирающего сигнала и до полного запираения транзистора ток  $i_1$  спадает от значения тока раз-

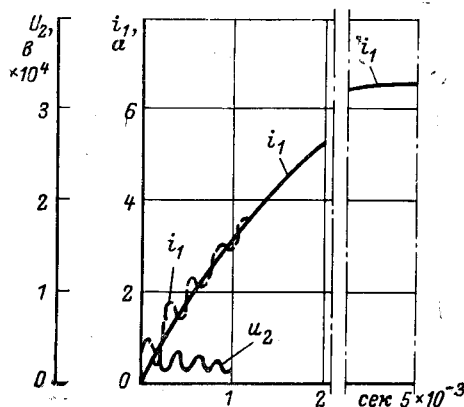


Рис. 2. Расчетные кривые токов и напряжений основных цепей системы контактно-транзисторного зажигания с транзисторным коммутатором ТК-102 и катушкой Б114 при открытом транзисторе.

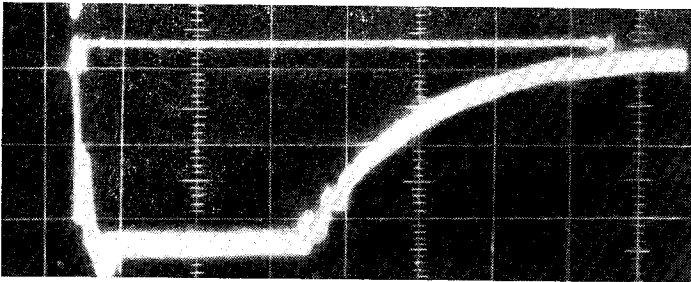


Рис. 3. Оциллограмма тока первичной цепи системы зажигания с ТК-102 и Б114 без цепей защиты транзистора при отключенных цепях, ускоряющих процесс спада тока после записи транзисторного ключа.

рыва до нуля. Процесс изменения токов и напряжений в основных цепях системы зажигания при схеме замещения с разделенными цепями описывается следующей системой дифференциальных уравнений:

$$\left. \begin{aligned} L_{w2} \frac{di_2}{dt} + r_{w2}i_2 + M \frac{di_1(t)}{dt} + u_2 &= 0; \\ C_2 \frac{du_2}{dt} + \frac{u_2}{r} - i_2 &= 0. \end{aligned} \right\} \quad (2)$$

При  $t=0$   $i_2=u_2=0$ .

Однако расчеты показали, что в реальных системах исключение из (2) падения напряжения на активном сопротивлении вторичной обмотки катушки ( $r_{w2}i_2$ ) изменяет величины всех искомого функций всегда менее чем на 1%, поэтому член  $r_{w2}i_2$  в системах уравнений можно опустить.

Как показали специальные расчеты, уменьшение на порядок величины шага (с  $h=10^{-5}$  до  $h=10^{-6}$  сек) изменяет результат решения системы (2) за период изменения  $0 \leq u_2 \leq U_{2\max}$  обычно лишь в третьей или четвертой значащей цифре. Однако уменьшение шага интегрирования иногда целесообразно с точки зрения уменьшения неточностей расчета значений  $i_2$  и  $u_2$  при  $i_1=0$ , которые являются начальными условиями для системы уравнений (4) и дифференцирования функций  $i_1(t)$ .

Зная решение системы (2) на всем отрезке времени запирающего транзистора, можно определить для этого времени зависимость напряжения, развиваемого первичной обмоткой индукционной катушки:

$$u_{\text{э.к-м}}(t) = U_a - L_{w1} \frac{di_1(t)}{dt} - M \frac{di_2}{dt} - r_1 i_1(t). \quad (3)$$

Если спад тока  $i_1$  с 7а до нуля происходит за 50 мсек, а остальные параметры схемы такие как при расчете кривых на рис. 2, то  $U_{\text{э.к-м}}=75$  в. Если значение  $U_{\text{э.к-м}}$  получается меньше допустимого, то можно считать, что пробой транзистора не произойдет. Если спад тока  $i_1$  будет происходить не за 50, а за 30 мсек, то напряжение  $u_{\text{э.к-м}}$ , вычисленное по уравнению (3), будет уже равно не 75, а 118 в.

Новое значение  $u_{\text{э.к-м}}$  может быть больше допустимого значения напряжения между эмиттером и коллектором запятого транзистора и тогда произойдет его пробой. Схему замещения транзистора в этом случае удобно принять такой, какой она предложена в [Л. 6].

Математическое описание нестационарных процессов для этой схемы замещения можно предста-

вить в виде системы трех дифференциальных уравнений:

$$\left. \begin{aligned} L_{w1} \frac{di_1}{dt} + M \frac{di_2}{dt} + r_1 i_1 &= U_a - u_{\text{э.к-м}}(i_1); \\ L_{w2} \frac{di_2}{dt} + M \frac{di_1}{dt} + u_2 &= 0; \\ C_2 \frac{du_2}{dt} + \frac{u_2}{r} - i_2 &= 0. \end{aligned} \right\} \quad (4)$$

При  $t=0$ ,  $i_1=I_p$ ,  $i_2=u_2=0$ .

Функция  $u_{\text{э.к-м}}(i_1)$  является коллекторной вольт-амперной характеристикой транзистора при его пробое. Вид ее определяется способом запирающего транзистора и параметрами цепей управления.

В тот момент времени, когда ток  $i_1$  станет равным нулю, транзистор полностью запрется. Процесс колебания энергии будет проходить лишь во вторичной цепи системы.

Математическое описание этого процесса удобно представить в виде системы двух уравнений первого порядка, начальные условия которой берутся из решения системы (2) или (4).

Решение систем уравнений, описывающих электромагнитные процессы в схеме замещения с разделенными цепями катушки (рис. 1, Бл II), на АВМ затруднительно. Это связано с тем, что обычно не удается привести уравнения природы, коэффициенты которых разнятся на 12—16 порядков, к «машинным» уравнениям, коэффициенты в которых обычно не должны отличаться друг от друга более чем на 3—4 порядка. Замена одной системы уравнений другой, введением различных подстановок, требует больших затрат квалифицированного труда. В этих случаях удобно пользоваться схемой замещения с приведением параметров одной цепи индукционной катушки к другой, например так, как это показано на рис. 1 в блоках строки «б».

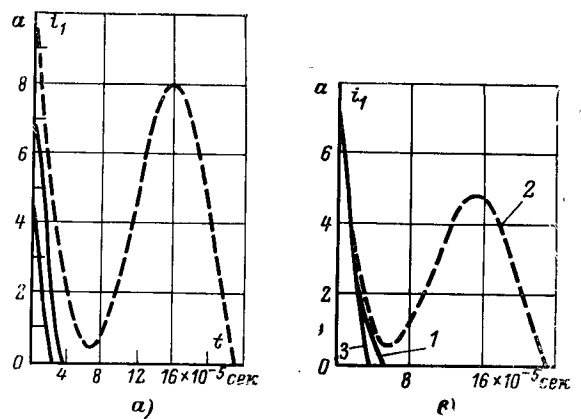
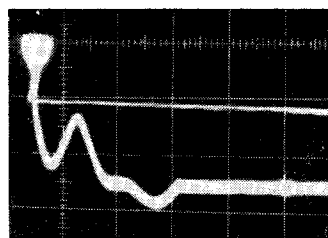


Рис. 4. Кривые спада тока в первичной цепи системы транзисторного зажигания.

а — расчетные кривые при различных величинах тока разрыва (10; 7 и 5 а); б — оциллограмма спада тока первичной цепи при неэффективном запирающем транзисторе; в — расчетные кривые при различных способах запирающего транзистора.



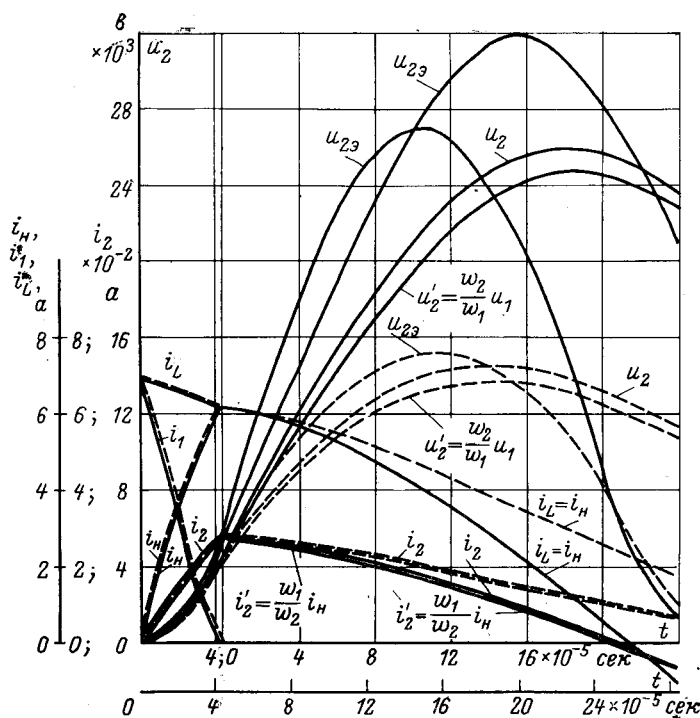


Рис. 5. Расчетные и экспериментальные (с индексом э) кривые токов и напряжений схем замещения основных цепей транзисторных систем зажигания для параметров отечественной системы зажигания с транзисторным коммутатором ТК-102. — чистые свечи при  $r_{ш} = \infty$ ; - - - загрязненные свечи при  $r_{ш} = 10^5 \text{ Ом}$ .

Для приведения подобных систем уравнений к машинному виду следует ввести масштабы, например:

$$i_L = M_i x_L; i_H = M_i x_H; i_1 = M_i x_1; u_1 = M_u x_u; t = M_t \tau.$$

Эти системы уравнений могут быть решены как на ЦВМ, так и на электромоделях, предназначенных для решения обыкновенных дифференциальных уравнений и их систем.

Для того чтобы получить эти решения для интервала времени  $0 \leq t \leq \infty$ , удобно принять следующие значения масштабов:  $M_i = 1$ ;  $M_u = 10$ ;  $M_t = 10^{-4}$ , а для времени с момента подачи на базу транзистора запирающего сигнала и до момента, при котором ток  $i_1$  станет равным нулю, более удобны другие значения масштабов:  $M_i = 0,1$ ;  $M_u = 2$ ;  $M_t = 2 \cdot 10^{-5}$ .

Предлагаемые схемы замещения транзисторной системы зажигания с индукционной катушкой и математические описания нестационарных процессов в них отражают реальные процессы в системе зажигания достаточно точно. Действительно, если, например, уменьшать только активное сопротивление первичной цепи, т. е. увеличивать при прочих неизменных параметрах системы зажигания ток разрыва, то процесс эффективного запирающего транзистора станет, при достаточно большом токе разрыва, неэффективным. Это выявляется как расчетом (рис. 4,а), так и экспериментально (рис. 4,б). При этом нарушается пропорциональность между величиной тока разрыва и максимальным напряжением, развиваемым системой зажигания, а также в несколько раз увеличивается время спада тока пер-

вичной цепи от величины тока разрыва до нуля. Все эти явления характерны только для транзисторных систем зажигания. На рис. 5 приведены результаты решения систем уравнений, описывающих электромагнитные процессы в двух предлагаемых схемах замещения основных цепей транзисторного зажигания и сравнение их с данными экспериментов. Значения всех токов и напряжений, рассчитанные по обеим схемам замещения, отличаются не более чем на 5—10%.

Но расхождения между результатами расчета и данными эксперимента могут быть существенно большими и иногда доходить при принятой в настоящее время методике определения исходных параметров и неблагоприятных условиях до 20—30%.

На рис. 5 приведены экспериментальные кривые напряжения  $u_{23}(t)$ , развиваемого одной и той же системой зажигания при  $r_{ш} = \infty$ , но снятые в разное время, а следовательно, при различных внешних условиях. Расхождение между ними при максимальном значении  $u_{23}$  составляет около 15%, а максимальные расхождения между данными расчета и опыта составляют при самых неблагоприятных условиях 22%, уменьшаясь в других случаях иногда до 3—5% (рис. 5, кривые  $u_{23}$  и  $u_2$ ).

Помимо основных цепей в транзисторных системах зажигания имеются цепи управления и защиты транзистора [Л. 5]. Подобные цепи имеются и в других контактно-транзисторных системах зажигания, в частности указанных в [Л. 1 и 2].

Параметры цепей управления приводят при прочих равных условиях к изменению его коллекторной вольт-амперной характеристики или скорости спада тока на эмиттер-коллекторном переходе транзистора при его запираении. Если вид математических описаний нестационарных процессов в основных цепях системы зажигания и методика их решения при различных способах запирающего транзистора остаются неизменными, то результаты решения будут различны.

На рис. 4,в показан процесс спада тока  $i_L$ , рассчитанный при  $U_{э.к-м} = 100 \text{ в}$  (кривая 1); при разрыве цепи базы (кривая 2) и при подаче на базу запирающего потенциала, равного 1,5 в (кривая 3). При этом каждый раз менялся вид кривой  $u_{э.к-м}(i_L)$ .

Цепи защиты транзистора удобно вводить в систему зажигания после расчета параметров основных цепей [Л. 5].

#### ЛИТЕРАТУРА

1. Глезер Г. Н., Опарин И. М. и Хейман Э. Л., Электронные системы зажигания автомобиля, изд-во «Машиностроение», 1967.
2. Sharpe J. W., Three steps to ideal transistorized innition, «The sal Journal», 1965, № 10.
3. Хейман Э. Л., Переходные процессы в контактно-транзисторной системе батарейного зажигания, Тр. НИИавтоприборов, вып. 2, 1965.
4. Куликов А. А. и Морозова Л. И., Расчет рабочих характеристик контактно-транзисторных систем зажигания на цифровой ЭВМ типа «Урал-2» и составление расчетных таблиц, Тр. НИИавтоприборов, вып. 5, 1966.
5. Куликов А. А. и Колесников И. Н., Влияние цепей управления и защиты транзистора на режим его работы и выходные характеристики контактно-транзисторных систем зажигания, «Автомобильная промышленность», 1968, № 3.
6. Куликов А. А., Моделирование мощного транзисторного ключа, «Электротехника», 1967, № 6.



## Определение частотных характеристик турбогенераторов по переходным функциям, получаемым в опытах ударного возбуждения и гашения поля

Канд. техн. наук Г. Г. РОГОЗИН и инж. А. М. ЛАРИН

Донецк

Математическое описание турбогенераторов, основанное на представлении их роторов двумя контурами по оси  $d$  и одним контуром по оси  $q$ , при решении ряда задач оказывается недостаточно полным. Прежде всего это относится к исследованию электромеханических переходных процессов, происходящих при больших изменениях скорости и мощности турбогенераторов.

Широкое распространение современных средств вычислительной техники позволяет проводить подобные расчеты по параметрам сложных схем замещения, учитывающих большое число контуров, эквивалентирующих массивные элементы роторов синхронных машин. Схемы замещения, например, лестничного типа, могут быть синтезированы по реальным электромагнитным параметрам турбогенераторов, отображаемых в виде частотных характеристик их проводимостей  $Y(js)$  или сопротивлений  $x(js)$  со стороны статора в функции частоты тока в роторе  $s$ .

Влияние АРВ синхронной машины при исследовании переходных процессов в ряде случаев удобно учитывать по значению частотной характеристики проводимости  $G(js)$  со стороны ротора. Последняя, как известно, отражает в операторной форме запись влияния изменения напряжения возбуждения  $U_f(p)$  на потокосцепление синхронной машины по продольной оси  $\Psi_d(p)$ .

Весьма важная в этой связи задача экспериментального определения частотных характеристик синхронных машин требует совершенствования существующих и поиска новых методов.

Получившие распространение методы определения частотных характеристик по затуханию постоянного тока в обмотках неподвижной машины [Л. 1 и 2] и метод гармонических колебаний [Л. 3] отличаются большой трудоемкостью эксперимента и требуют для своей реализации специальную аппаратуру. Требование минимума времени на постановку эксперимента, что важно в эксплуатационных условиях, заставляет обратиться к анализу возможностей получения частотной информации по данным широкого круга классических промышленных испытаний. Такие испытания, как правило, не требуют сложной аппаратуры, а также изменения рабочих схем первичной коммутации и цепей возбуждения синхронных машин.

Однако информация, получаемая в опытах внезапного трехфазного короткого замыкания, практически не может быть использована для определения частотных характеристик крупных синхронных машин [Л. 4] из-за разновременности включения фаз их высоковольтных выключателей и установкой последних на стороне высшего напряжения блоков генератор—трансформатор. К недостаткам подобных испытаний можно отнести также погрешности, обуславливаемые трансформаторами тока при осциллографировании изменения тока в течение нескольких периодов, вследствие намагничивания их сердечников аperiodической составляющей тока короткого замыкания. Использование неиндуктивных шунтов в условиях применения на генераторном напряжении комплектных экранированных токопроводов также затруднительно.

В настоящей статье рассматривается метод определения частотных характеристик статорной и роторной проводимостей турбогенератора по двум опытам ударного возбуждения или гашения поля при разомкнутой и короткозамкнутой обмотке статора. На возможность применения этого метода указано в [Л. 2].

Основные соотношения и определение частотных харак-

теристик роторных проводимостей. В соответствии с уравнениями Парка — Горева

$$\left. \begin{aligned} U_d(p) &= -p\Psi_d(p) - \Psi_q(p) - ri_d(p); \\ U_q(p) &= -p\Psi_q(p) + \Psi_d(p) - ri_q(p). \end{aligned} \right\} \quad (1)$$

где

$$\left. \begin{aligned} \Psi_d(p) &= i_d(p)x_d(p) + G(p)U_f(p); \\ \Psi_q(p) &= i_q(p)x_q(p). \end{aligned} \right\} \quad (2)$$

Параметры режима и синхронной машины в (1) и (2) выражены во взаимной системе относительных единиц, а скорость вращения ротора принята равной синхронной.

При нулевых начальных условиях и разомкнутой обмотке статора

$$\left. \begin{aligned} U_d(p) &= -p\Psi_d(p) = -pG(p)U_f(p); \\ U_q(p) &= \Psi_d(p) = G(p)U_f(p). \end{aligned} \right\} \quad (3)$$

где  $G(p)$  — роторная оперативная проводимость.

Значение трансформаторной э. д. с.  $p\Psi_d(p)$  в (3) очень мало и для синхронных машин без демпферных обмоток в момент включения обмотки возбуждения генератора (ОВГ) на постоянное напряжение определяется как

$$\frac{1}{T_{f0}}(U_q)_{t=\infty},$$

где  $T_{f0}$  — постоянная времени обмотки возбуждения машины при разомкнутой цепи статора.

С увеличением количества контуров на роторе скорость нарастания потока машины в начальный момент времени снижается, что обуславливает еще меньшее значение составляющей напряжения по продольной оси:

$$U_d(t)_{t=0} \doteq [pG(p)U_f(p)]_{p=\infty}.$$

В дальнейшем значение этой э. д. с. уменьшается до нуля. Таким образом, можно считать, что  $U(t) \approx U_q(t)$  и соответственно  $U(p) \approx U_q(p)$ . При включении ОВГ на постоянное напряжение  $U_{fu}(t) = U_{fu}$  из (3) следует, что

$$G(p) = \frac{U(p)}{U_f(p)} = \frac{U(p)}{U_{fu}} p. \quad (4)$$

Представляя огибающую изменения напряжения на статоре синхронной машины функцией

$$U(t) = U_\infty - \sum_{l=1}^n U_l e^{-\alpha_l u t} = \sum_{l=1}^n U_l (1 - e^{-\alpha_l u t}), \quad (5)$$

в операторном виде получим:

$$U(p) = L[U(t)] = \sum_{l=1}^n U_l \frac{\alpha_l u}{p + \alpha_l u} \frac{1}{p}, \quad (5a)$$

где  $U_l \alpha_l u$  — начальное значение и коэффициент затухания экспоненты  $l$ , отн. ед. и  $1/\text{рад}$  соответственно;  $U_\infty = \sum U_l$ . Из (4) и (5a) имеем:

$$G(p) = \sum_{l=1}^n U_l \frac{\alpha_l u}{p + \alpha_l u} \frac{1}{U_{fu}}. \quad (6)$$

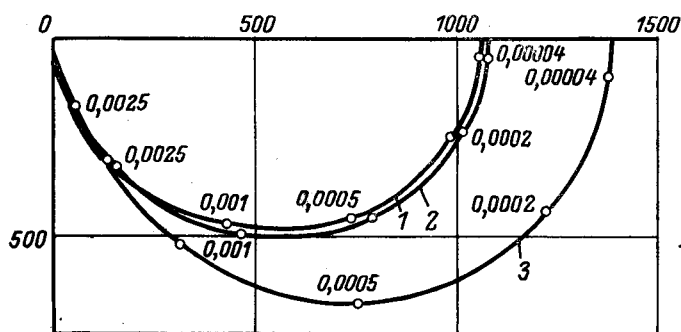


Рис. 1. Частотные характеристики роторной проводимости  $G(js)$  турбогенератора ТВФ-60-2.

1 — по методу ударного возбуждения; 2 — по методу затухания постоянного тока в обмотке ротора неподвижной машины; 3 — по справочным данным.

Используя известную связь между преобразованием Лапласа и интегралом Фурье, получим выражение спектральной функции или частотной характеристики роторной проводимости:

$$G(js) = \sum_{l=1}^n U_l \frac{\alpha_{lu}}{js + \alpha_{lu}} \frac{1}{U_{fu}} \quad (7)$$

Выражение (7) может быть получено также при анализе опыта гашения поля, осуществляемого закорачиванием обмотки ротора, вращающейся на холостом ходу синхронной машины. Поскольку начальные условия при этом оказываются ненулевыми, то входящие в (7) параметры экспоненциальных составляющих напряжения статора и напряжения ОВГ определяются для приращений этих переходных функций.

**Определение частотных характеристик статорных проводимостей.** При нулевых начальных условиях и короткозамкнутой обмотке статора, пренебрегая ее активным сопротивлением и влиянием трансформаторных э. д. с. в соответствии с (1) и (2) имеем:

$$\begin{aligned} \Psi_q(p) &= 0; \\ G(p) U_f(p) + i_d(p) x_d(p) &= 0. \end{aligned} \quad (8)$$

Принятые допущения равнозначны условию равенства нулю составляющей тока статора по поперечной оси в опыте, что справедливо только для синхронной машины без демпферных обмоток.

Из последних выражений следует, что при  $i_d(p) \approx i(p)$

$$i_{sd}(p) = \frac{1}{x_d(p)} = -i(p) \frac{1}{G(p) U_f(p)}. \quad (9)$$

Знак минус в (9) указывает на размагничивающий характер продольной составляющей тока статора в опыте. Аппроксимируя кривую изменения тока статора с помощью экспонент, аналогично изменению напряжения в опыте ударного возбуждения при разомкнутой цепи статора, получим:

$$i(t) = \sum_{l=1}^m i_l (1 - e^{-\alpha_{li} t}); \quad (10)$$

$$i(p) = \sum_{l=1}^m i_l \frac{\alpha_{li}}{p + \alpha_{li}} \frac{1}{p}, \quad (10a)$$

где  $i_l, \alpha_{li}$  — начальное значение и коэффициент затухания экспоненциальной составляющей  $l$  тока статора, отн. ед. и  $1/\text{рад}$  соответственно.

Переходя в выражениях (6) и (10) к спектральным функциям и подставляя их в (9), при  $U_f(p) = U_{fi} \frac{1}{p}$  получим выражение частотной характеристики статорной проводимости по

оси  $d$  синхронной машины:

$$i_{sd}(js) = Y_d(js) = \frac{\sum_{l=1}^m i_l \frac{\alpha_{li}}{js + \alpha_{li}}}{\sum_{l=1}^m U_l \frac{\alpha_{lu}}{js + \alpha_{lu}}} \frac{U_{fu}}{U_{fi}}. \quad (11)$$

Такое же выражение может быть получено и при анализе опыта гашения поля при короткозамкнутой обмотке статора.

**Индуктивные сопротивления синхронной машины по оси  $d$ .** Частотная характеристика входного сопротивления машины  $x_d(js)$ , определяемая из (9), позволяет по данным аппроксимации опытных кривых тока и напряжения статора найти синхронное ( $x_d$ ) и сверхпереходное ( $x''_d$ ) индуктивные сопротивления машины:

$$x_d = [x_d(js)]_{s=0} = \frac{\sum_{l=1}^m U_l}{\sum_{l=1}^m i_l} \frac{U_{fi}}{U_{fu}}; \quad (12)$$

$$x''_d = [x_d(js)]_{s=\infty} = \frac{\sum_{l=1}^n U_l \alpha_{lu}}{\sum_{l=1}^m i_l \alpha_{li}} \frac{U_{fi}}{U_{fu}}. \quad (13)$$

**Особенности методики эксперимента.** Постановка опытов ударного возбуждения и гашения поля производилась в соответствии с рекомендациями [Л. 5]. В опытах ударного возбуждения напряжение резервного возбудителя подается на ОВГ путем включения автомата гашения поля (АГП) при разомкнутой цепи сопротивления самосинхронизации (или сопротивления гашения поля). С целью снижения влияния изменения скорости вращения машины на значение напряжения якоря возбудителя питать обмотку возбуждения последнего следует от независимого источника (аккумуляторной батареи). Для получения ненасыщенных частотных характеристик значение напряжения возбуждения в опыте с разомкнутой ОВГ не должно превышать значения, соответствующего току возбуждения на линейном участке характеристики холостого хода генератора.

Осуществление опыта ударного возбуждения при ненулевых начальных условиях позволит определить насыщенные характеристики роторной проводимости  $G(js)$ . Толчок напряжения возбуждения при этом может быть создан закорачиванием дополнительного сопротивления в цепи ротора. В опытах ударного возбуждения целесообразно осциллографировать значение напряжения на ОВГ. Изменение этого напряжения при переходных процессах может быть учтено при расчете частотных характеристик по (4) и (9). Операторные выражения  $U_f(p)$  и соответствующие им спектральные функции  $U_f(js)$  при этом могут быть получены после соответствующей аппроксимации переходных функций  $U_f(t)$ .

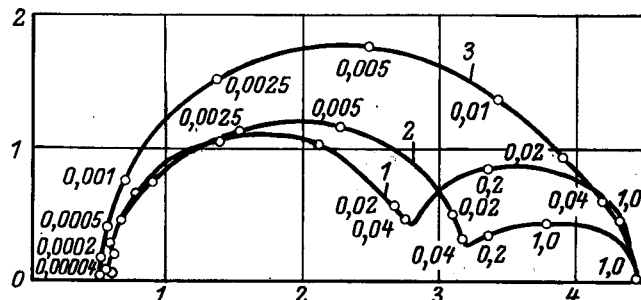


Рис. 2. Частотные характеристики статорной проводимости  $Y(js)$  по оси  $d$  турбогенератора ТВФ-60-2.

1 — по методу ударного возбуждения; 2 — по методу затухания постоянного тока в обмотке статора неподвижной машины; 3 — по упрощенной схеме замещения, соответствующей справочным данным.

Опыты гашения поля производятся при закороченном рядом сопротивлении ротора с помощью автомата гашения поля системы завода ХЭМЗ. Запаздывание контактов силовой цепи АГП при этом не должно превышать 0,01 сек. Поскольку напряжение возбудителя из условия определения ненасыщенных частотных характеристик должно быть в пределах  $(0,3-0,5)U_{f_{\text{н}}}$ , то ток короткого замыкания возбудителя можно не ограничивать введением в цепь его якоря добавочного сопротивления. Преимущество метода гашения поля связано с простым учетом изменения напряжения на обмотке ротора, поскольку последнее равно напряжению предшествующего режима с обратным знаком. Кроме того, в опыте ударного возбуждения в начале нарастания тока в роторе индукция и магнитная проницаемость малы, что может привести к искажению кривой осциллографируемого переходного процесса на этой стадии и соответствующим погрешностям в области больших скольжений частотных характеристик.

Применение метода гашения поля принципиально возможно и для машин с АГП завода «Электросила» и контактором самосинхронизации.

Результаты эксперимента. Исходной информацией при расчетах частотных характеристик являются данные измерений переходных функций тока и напряжения. В начале переходного процесса измерения осциллографируемых величин производятся через каждые полпериода, а затем через большие промежутки времени. Токи и напряжения статора, обусловленные остаточным напряжением машины, учитываются при определении расчетных значений переходных функций тока и напряжения. Выделение составляющих экспонент производится графически, пользуясь построениями в полулогарифмических координатах.

Вследствие неизбежной потери исходной информации при дискретных замерах в токе практически не удается выделить более трех экспоненциальных составляющих.

В результате обработки осциллограммы, полученной в опыте ударного возбуждения для турбогенератора ТВФ-60-2 ( $S_{\text{н}} = 75 \text{ Мва}$ ;  $\cos \varphi_{\text{н}} = 0,8$ ;  $U_{\text{н}} = 6,3 \text{ кВ}$ ;  $I_{\text{н}} = 6880 \text{ А}$ ) при разомкнутой обмотке статора, были получены следующие экспоненциальные составляющие:  $U_1 = 0,671$ ;  $\alpha_{1u} = 0,000656$ ;  $U_2 = 0,158$ ;  $\alpha_{2u} = 0,0022$ .

В опыте, выполненном при короткозамкнутой обмотке статора, было зафиксировано:  $i_1 = 0,714$ ;  $\alpha_{1i} = 0,00402$ ;  $i_2 = 0,0823$ ;  $\alpha_{2i} = 0,0101$ ;  $i_3 = 0,0086$ ;  $\alpha_{3i} = 0,267$ .

Приведенные значения выражены в системе относительных единиц и получены при включении ОВГ на напряжение 53 в (обмотка статора разомкнута) и 94 в (обмотка статора замкнута накоротко).

Третья экспоненциальная составляющая тока статора, имеющая постоянную времени, соизмеримую с временем полупериода промышленной частоты, и отражающая влияние соответствующих эквивалентных контуров массивного ротора, определялась путем нормализации частотной характеристики по полученному в других опытах сверхпереходному индуктивному сопротивлению машины. Параметры этой экспоненциальной составляющей определялись следующим образом:

начальное значение

$$i_m = i_{\infty} - \sum_{l=1}^{m-1} i_l; \quad (14)$$

коэффициент затухания

$$\alpha_{mi} = \frac{1}{i_m} \left[ \frac{U_{fi} \sum_{l=1}^n U_l \alpha_{li}}{x''_d} - U_{fu} \sum_{l=1}^{m-1} i_l \alpha_{li} \right]; \quad (15)$$

Последнее выражение следует из (13).

Полученные по (7) и (11) частотные характеристики  $G(js)$  и  $i_{sd}(js)$  турбогенератора приведены на рис. 1 и 2. Там же показаны частотные характеристики, рассчитанные по упрощенной схеме замещения, содержащей два контура на роторе по оси  $d$  ( $x_{qj} = 0,12$ ;  $r_j = 0,00129$ ;  $x_{\sigma 1d} = 0,106$ ;  $r_{1d} = 0,0051$ ). Параметры последней определялись по справочным данным ( $x_d = 1,96$ ;  $x''_d = 0,224$ ;  $x_{\sigma} = 0,17$ ;  $T_{d0} = 4,7 \text{ сек}$ ;  $T'_d = 1,79 \text{ сек}$ ;  $T''_d = 0,098 \text{ сек}$ ).

Несовпадение частотных характеристик  $i_{sd}(js)$ , полученных по методу ударного возбуждения и методу затухания постоянного тока в обмотке статора в области скольжений ротора 0,001—0,02 (частота 0,05—1 гц) не превышает 1%.

Частотные характеристики  $G(js)$ , полученные по методу ударного возбуждения и методу затухания постоянного тока в обмотке ротора, в диапазоне частот 0—0,25 гц ( $s = 0-0,005$ ) отличаются менее чем на 15%. Характер частотных характеристик  $i_{sd}(js)$ ,  $G(js)$  оказался при этом близким. Область частот характеристики роторной проводимости при  $s > 0,005$  несущественна для ее практического использования, поскольку проводимость синхронной машины со стороны ротора при этом резко уменьшается.

Сопоставление характеристик рис. 1 и 2, полученных различными способами, указывает на существенное уточнение влияния массивных элементов роторов турбогенераторов при определении частотных характеристик по результатам опытов ударного возбуждения по сравнению с результатами расчета по справочным данным.

Полученные в опытах ударного возбуждения и гашения поля частотные характеристики могут быть использованы для синтеза сложных эквивалентных схем замещения. Последние, в свою очередь, позволяют получить приближенные частотные характеристики по оси  $q$  машины. Предположение симметрии массивных элементов ротора по обеим осям реализуется при этом путем замыкания в схеме замещения по оси  $d$  контура обмотки ротора. Результаты расчета переходного процесса турбогенератора на ЦВМ, например, при внезапном трехфазном коротком замыкании, полученные по подобной методике, удовлетворительно совпадают с данными, полученными при учете машины по оси  $q$ , при схеме замещения, соответствующей ее экспериментальной частотной характеристике.

**Выводы.** Промышленные испытания, связанные с ударным возбуждением и гашением поля при разомкнутой и замкнутой обмотке статора могут быть использованы для получения сравнительно простым способом частотной информации, отражающей реальные электромагнитные параметры синхронной машины.

## ЛИТЕРАТУРА

1. Казовский Е. Я., Переходные процессы в электрических машинах переменного тока, Изд. АН СССР, 1962.
2. Данилевич Я. Б., Домбровский В. В. и Казовский Е. Я., Параметры электрических машин переменного тока, изд-во «Наука», 1965.
3. Соколов Н. И. и Киркин Б. И., Определенные частотные характеристики синхронных машин, «Электричество», 1962, № 1.
4. Микляев М. С., К определению параметров и частотных характеристик синхронных машин по переходным функциям, «Электротехника», 1969, № 6.
5. ГОСТ 10169—68, Машины электрические синхронные трёхфазные, методы испытаний.

[31.1.1972]



# О воспроизведении при синтетических испытаниях стандартных кривых восстанавливающегося напряжения для выключателей на 330—750 кВ

Инж. В. С. ГОНЧАР, кандидаты техн. наук В. В. КАПЛАН,  
В. М. НАШАТЫРЬ и Э. И. ЯНЧУС

Ленинградский политехнический институт

Государственным стандартом 687—70 на выключатели высокого напряжения предусмотрено, что при испытании выключателей на 110—220 кВ, а также выключателей на высшие классы напряжения 330 и 500 кВ, коэффициент превышения амплитуды  $K_a$  кривой восстанавливающегося напряжения должен составлять соответственно 1,0; 1,1 и 1,25 (по отношению к амплитуде возвращающегося напряжения). Кроме того, «Техническим заданием на разработку серии воздушных выключателей до 750 кВ наружной установки» предусмотрено, что при испытании выключателей напряжением 750 кВ коэффициент  $K_a$  должен составлять 1,4. До значения напряжения  $0,77U_m$  ( $U_m$  — наибольший пик восстанавливающегося напряжения) нормируется линейное нарастание напряжения с заданной скоростью. Задается также время  $t_0$  достижения пика напряжения  $U_m$ , причем от напряжения  $0,77U_m$  до  $U_m$  ход кривой восстанавливающегося напряжения не нормируется.

В дальнейшем для выключателей 750 кВ, а также для выключателей 1150 кВ возможно окажется необходимым воспроизводить при испытаниях восстанавливающееся напряжения при более высоких значениях коэффициента превышения амплитуды  $K_a$ .

Для выключателей на 110—220 кВ, когда коэффициент  $K_a=1$ , форма кривой восстанавливающегося напряжения, близкая к стандартизированной, может быть получена простейшими средствами, например, путем шунтирования выключателя параллельно соединенными шунтирующим сопротивлением и ветвью из последовательно соединенных емкости и демпфирующего сопротивления [Л. 1]. При этом, однако, линейное нарастание напряжения на заданном участке кривой может быть осуществлено приближенно с некоторым ужесточением условий испытания. Для точного воспроизведения стандартной формы кривой восстанавливающегося напряжения для испытания выключателей на 110—220 кВ в ВЭИ было предложено воспроизвести условную схему сети, указанную на рис. 1, моделью линии [Л. 5].

Получение кривых восстанавливающегося напряжения, достаточно близких к стандартным для выключателей на 330—750 кВ, т. е. при коэффициентах превышения амплитуды значительно больших единиц, с помощью простых схем, не содержащих моделей линий передачи, представляет значительные трудности. Если, например, для этой цели применять шунтирование индуктивностей цепи отключаемого тока и цепи высокого напряжения синтетической схемы последовательно соединенными вспомогательными емкостями и сопротивлениями, то можно, конечно, получить коэффициент превышения  $K_a$  равным 1,4 и выше. Однако в этом случае форма кривой восстанавливающегося напряжения будет такова, что после начальных моментов времени, когда напряжение восстановится с заданной скоростью, дальнейший рост кривой произойдет с большей скоростью, т. е. кривая пойдет более круто. Поэтому испытания в этом случае проводились бы при более жестких условиях по сравнению с нормированными на участке восстановления напряжения от нуля до  $0,77U_m$ .

**Схема для регулирования кривой восстанавливающегося напряжения для выключателей на 330—750 кВ.** Для точного обеспечения линейного нарастания напряжения на испытуемом выключателе можно было бы использовать схемы, эквивалентные сетям, содержащим линии передачи, т. е. цепи с распределенными параметрами [Л. 1—3]. Однако в этом случае при отсутствии местных источников питания и активных потерь может быть получен коэффициент превышения амплитуды, равный двум (средняя кривая рис. 1), т. е. практически около 1,8 при наличии активных потерь в элементах испытательной схемы, которые обычно имеют место. Для получения меньшего коэффициента амплитуды может быть использована схема рис. 1 при соответствующем выборе соотношений между волновыми сопротивлениями линий. Действительно, при  $W_2 > W_1$ , как известно, кривая восстанавливающегося напряжения соответствует нижней кривой рис. 1.

Параметры условной сети рис. 1 при этом могут быть выбраны исходя из следующих очевидных соотношений. Начальная скорость восстановления напряжения определяется выра-

жением:

$$\left. \frac{dU}{dt} \right|_{t=0} = \frac{U}{L_1} \frac{W_1 W_2}{W_1 + W_2} = \frac{U}{L_1} W_2.$$

Первая амплитуда восстанавливающегося напряжения, равная напряжению на ИВ в момент прихода первой отраженной волны, может быть найдена из известного соотношения:

$$U_{\text{амп}} = U \frac{2W_2}{W_1 + W_2} = UK_a.$$

При заданном значении  $\left. \frac{dU}{dt} \right|_{t=0}$  (и, следовательно, известном  $W_2$ ) из приведенных двух соотношений получим:

$$W_1 = \frac{2W_2}{K_a}; \quad W_2 = \frac{2W_2}{2 - K_a}.$$

При этих параметрах обеспечивается требуемое линейное нарастание напряжения от нулевого значения до  $0,77U_m$ .

Вместе с тем в этом случае время достижения амплитуды напряжения оказывается равным:

$$t'_0 = \frac{UK_a}{\left. \frac{dU}{dt} \right|_{t=0}},$$

т. е. оно не поддается регулированию при заданных коэффициенте превышения амплитуды и начальной скорости восстановления напряжения. Значение  $t'_0$  при этом будет меньше заданного стандартом времени  $t_0$ , что в общем случае может привести к ужесточению условий испытания. Однако для многих типов воздушных выключателей отказ в гашении дуги происходит, как правило, в начальной части кривой восстановления напряжения, а не при значениях напряжения, близких к амплитудному. Поэтому указанное ужесточение условий испытания во многих случаях не должно оказывать существенного влияния на результаты испытания. Вместе с тем проведение испытаний при кривой восстанавливающегося напряжения, соответствующей нижней кривой рис. 1, позволит исключить необходимость применения усиленных выключателей в тех точках сети, в которых время достижения амплитуды будет меньше нормированного значения  $t_0$ , но значения  $K_a$  и  $\left. \frac{dU}{dt} \right|_{t=0}$

не превышают нормированных, т. е. когда реальная сеть в месте установки выключателя приближается к условной сети, изображенной на рис. 1.

Для воспроизведения в испытательных схемах линий с распределенными параметрами при наличии соответствующего оборудования могут быть использованы цепные схемы [Л. 2 и 3]. В приведенных ниже синтетических схемах для этой же цели применена модель линии передачи, предложенная в ВЭИ [Л. 4 и 5], которая в ряде практических случаев может оказаться более удобной, так как требует меньшего числа реакторов, рассчитанных на протекание больших токов.

**Схема испытательной установки.** При синтетических испытаниях напряжение цепи тока отключения составляет обычно несколько более десяти процентов возвращающегося напряжения, и, следовательно, форма кривой восстанавливающегося напряжения в основном определяется контуром высокого напряжения. Поэтому в целях упрощения испытательной установки схема, эквивалентная рис. 1, может осуществляться только в контуре высокого напряжения, а регулирование части кривой восстанавливающегося напряжения, определяемой

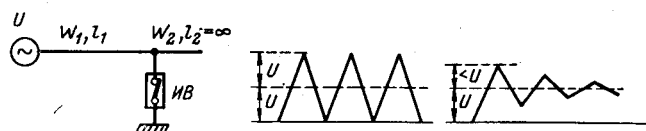


Рис. 1. Схема сети с линейным нарастанием восстанавливающегося напряжения и формы кривых напряжения при различных соотношениях  $W_1$  и  $W_2$ .

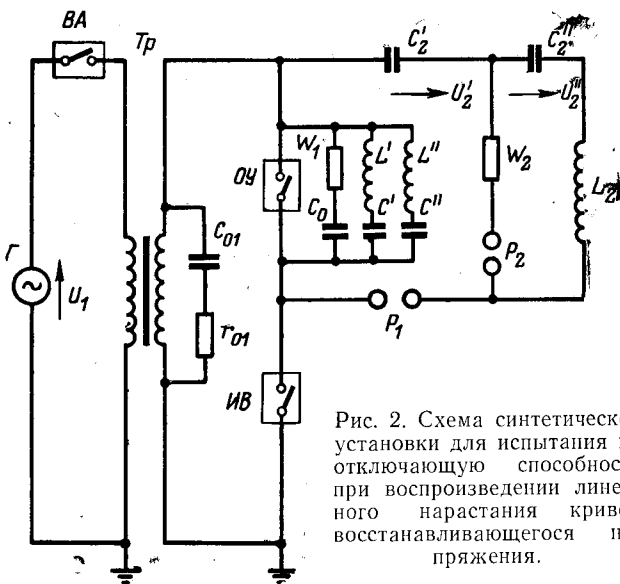


Рис. 2. Схема синтетической установки для испытания на отключающую способность при воспроизведении линейного нарастания кривой восстанавливающегося напряжения.

источником цепи отключаемого тока, может выполняться путем подключения параллельно этой цепи последовательно включенных емкости и сопротивления.

Принципиальная схема установки с указанным регулированием кривой восстанавливающегося напряжения изображена на рис. 2. Емкость  $C_{01}$  и сопротивление  $r_{01}$  регулируют часть кривой восстанавливающегося напряжения, определяемую цепью тока отключения. Ветви  $W_1-C_0$ ,  $L'-C'$  и  $L''-C''$  модели линии [Л. 4 и 5] включены параллельно отключающему устройству  $OY$ , хотя их можно было бы включать и параллельно индуктивности  $L_2$ . Это обусловлено тем обстоятельством, что цепь  $C_2-C''_2-L_2-P_1$  имеет значительную собственную индуктивность ошиновки, составляющую заметную часть от индуктивности  $L_2$ . Поэтому, если бы указанные ветви шунтировали индуктивность  $L_2$ , а не контур высокого напряжения в целом, то часть восстанавливающегося напряжения, обусловленная падением напряжения на индуктивности ошиновки, восстанавливалась бы практически мгновенно, а не с заданной скоростью, что существенно утяжелило бы условия испытания.

При воспроизведении восстанавливающегося напряжения по нижней кривой рис. 1 параллельно  $OY$  необходимо подключить также активное сопротивление  $W_2$ . Так как это сопротивление имеет достаточно малую величину, то его подключение параллельно  $OY$  вызвало бы значительное затухание восстанавливающегося напряжения из-за разряда на него конденсаторных батарей  $C'_2$  и  $C''_2$ . Поэтому сопротивление  $W_2$  включено так, как показано на рис. 2. При таком включении в процессе прохождения тока повышенной частоты к сопротивлению приложено лишь одно напряжение батарей  $C'_2$ , а в процессе восстановления напряжения на сопротивление разряжается лишь батарея  $C''_2$ . В результате обес затухание напряжения

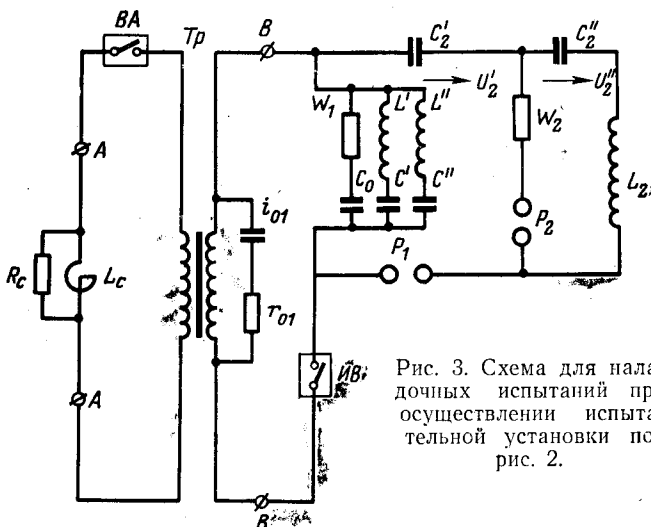


Рис. 3. Схема для наладочных испытаний при осуществлении испытательной установки по рис. 2.

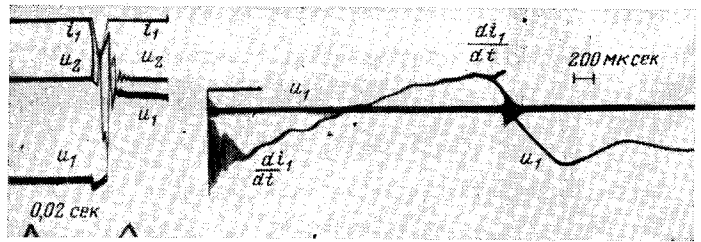


Рис. 4. Электромагнитная и катодная осциллограммы опытов по схеме рис. 3.

батарей  $C'_2$  и  $C''_2$  при указанном включении сопротивления  $W_2$  заметно снижается [Л. 6]. Схема рис. 2 дает возможность получить кривую восстанавливающегося напряжения со значительным коэффициентом превышения амплитуды и с приблизительно линейным нарастанием напряжения до первого максимума. Учитывая, что в этой схеме часть восстанавливающегося напряжения, определяемая цепью отключаемого тока, имеет иную форму кривой по сравнению с формой кривой части напряжения, определяемой контуром высокого напряжения, требуемая кривая восстанавливающегося напряжения на испытуемом выключателе может быть подобрана лишь экспериментально (после предварительных расчетов). Кроме того, при расчетах весьма затруднительно учесть активные сопротивления многочисленных элементов испытательной цепи.

Проведение соответствующих экспериментов на схеме рис. 2 затруднительно, поскольку при всех опытах через испытуемый выключатель проходит полный ток отключения, обусловленный источником цепи тока отключения, и требуется частая замена охлаждающихся частей дугогасительной камеры. Поэтому для проведения предварительных опытов может использоваться схема рис. 3, в которой отсутствует отключающее устройство  $OY$ , а источник цепи тока отключения  $\Gamma$  замещается его пассивной частью. Если этим источником является сетевой испытательный стенд (в этом случае обычно испытательная установка через линию передачи подключается к шинам энергосистемы), то пассивная часть сетевой установки в первом приближении может быть эквивалентирована параллельным соединением индуктивности и активного сопротивления  $R_c$ . При этом начальное значение переходного сопротивления будет имитироваться сопротивлением  $R_c$ , равным волновому сопротивлению подводящей линии передачи, а  $L_c$  будет правильно определять долю индуктивности питающей сети в общей индуктивности испытательной цепи, которая определяет скорость подхода тока к нулю.

Из сравнения схем рис. 2 и 3 можно видеть, что к моменту перехода тока через нуль и восстановления напряжения на испытуемом выключателе, т. е. после гашения дуги в  $OY$  и образовании одного последовательного контура из цепи отключаемого тока и цепи высокого напряжения, обе испытательные установки имеют одинаковые пассивные схемы (по отношению к зажимам испытуемого выключателя  $IB$ ). Поэтому, если зарядные напряжения конденсаторных батарей  $C'_2$  и  $C''_2$  подобраны с таким расчетом, чтобы производная точка в  $IB$  при его подходе к нулю была такой же, как и в схеме рис. 2, то в обеих схемах будет обеспечиваться практически одинаковый характер восстановления напряжения. Так как в схеме рис. 3 ток проходит в течение лишь одного полупериода повышенной частоты, то вместо испытуемого выключателя может использоваться трубчатый разрядник с плавкой вставкой, натянутой между его электродами. Так как схема рис. 2 содержит лишь линейные элементы, то конденсаторные батареи  $C'_2$  и  $C''_2$  могут заряжаться до любого более низкого напряжения; при этом пропорционально будут уменьшены производная тока при его подходе к нулю и абсолютные значения восстанавливающегося напряжения.

Окончательный подбор параметров схемы восстановления напряжения производится на схеме рис. 2.

Электромагнитная и катодная осциллограммы рис. 4 иллюстрируют опыты на схеме рис. 3. На них записан ток  $i_1$  в испытуемом выключателе, напряжение  $U_1$  на испытуемом выключателе, напряжение  $U_2$  между точками  $BB$  (рис. 3) и производная тока  $di/dt$  в  $IB$ . Как видно из катодной осциллограммы, схема обеспечивает линейное нарастание восстанавливающегося напряжения.

Для наладки схемы рис. 2 не может быть использован индикатор восстанавливающегося напряжения. Это обусловлено тем обстоятельством, что в двухчастотной синтетической схеме испытательная цепь к моменту перехода тока в *ИВ* через нуль содержит последовательно включенную емкость (конденсаторные батареи контура восстанавливающегося напряжения). Поэтому униполярные полуволны тока (промышленной частоты 50 Гц), которые, как известно, непрерывно посылаются индикатором восстанавливающегося напряжения в испытательную цепь, вызывают постепенную зарядку этой емкости, что делает невозможным получение неподвижного изображения процесса восстановления напряжения. Кроме того, в связи с тем, что полупериоды тока, посылаемого индикатором, соответствуют промышленной частоте, а двухчастотная синтетическая схема представляет собой цепь из последовательно соединенных емкостей и индуктивностей, имеющую собственную частоту, повышенную в несколько раз по сравнению с промышленной частотой, падение напряжения на емкости будет во много раз больше падения напряжения на индуктивности, что предопределяет невозможность измерения восстанавливающегося напряжения на индикаторе.

Схема рис. 2 позволила на сетевом стенде ЛПИ в эквивалентных условиях провести испытание на коммутационную способность одного разрыва опытного образца воздушного выключателя на 750 кВ, 40 кА. Осциллографирование этих испытаний показало, что кривая  $U_1$  совпадает с аналогичной кривой  $U_1$  на рис. 4.

## ЛИТЕРАТУРА

1. Каплан В. В. и Нашатырь В. М., Коммутационные испытания высоковольтных аппаратов, изд-во «Энергия», 1969.
2. Каплан В. В. и Нашатырь В. М., Способ испытания выключателей на отключающую способность, Авторское свидетельство № 210256, Бюлл. изобр., 1968, № 6; Устройство для испытания выключателей на отключающую способность, Авторское свидетельство № 316040, Бюлл. изобр., 1971, № 29.
3. Каплан В. В. и Нашатырь В. М., Эквивалентные схемы для исследования отключающей способности высоковольтных выключателей мощных электрических систем, Изв. АН СССР, «Энергетика и транспорт», 1969, № 6.
4. Чернышев Н. М. и Щеглов И. П., Модель линии для испытания высоковольтных выключателей на отключение неудаленного короткого замыкания, Авторское свидетельство № 197007, Бюлл. изобр., 1967, № 12; Авторское свидетельство № 226032, Бюлл. изобр., 1969, № 28.
5. Чернышев Н. М. и Щеглов И. П., Установка для испытания выключателей высокого напряжения на отключающую способность, Авторское свидетельство № 249482, Бюлл. изобр., 1969, № 25.
6. Каплан В. В. и Нашатырь В. М., Устройство для испытания высоковольтных выключателей, Авторское свидетельство № 253927, Бюлл. изобр., 1969, № 31.

[30.12.1971]

УДК 621.316.925.2

## Получение релейных измерительных органов сравнением мгновенных значений нескольких электрических величин

В. Л. ФАБРИКАНТ

Рига

В 1970 г. в [Л. 1 и 2] были предложены новые способы получения релейных измерительных органов с двумя электрическими величинами. Авторы привели структурные схемы, которыми эти способы могут быть реализованы и характеристики в комплексной плоскости полученных органов. Насколько нам известно, многие из предложенных способов и структурных схем ранее не предлагались. Поэтому представляет интерес сравнить эти новые способы с известными и рассмотреть их преимущества и недостатки. Кроме того, для некоторых из предложенных авторами [Л. 1 и 2] органов уравнения характеристик в комплексной плоскости даются в таком виде, что по ним трудно представить себе форму этих характеристик. Между тем эти характеристики могут быть описаны более просто, что облегчает их построение и понимание.

**Особенности новых способов построения релейных измерительных органов.** Большая часть предлагаемых способов основана на сравнении мгновенных значений рабочей и тормозной электрических величин. Условие срабатывания имеет три варианта:

А. Некоторые из предлагаемых органов срабатывают, если рабочая величина, хотя бы кратковременно, больше тормозной.

Б. Другие срабатывают, если рабочая величина все время больше тормозной.

В. Для срабатывания одного из предлагаемых органов требуется, чтобы рабочая величина была больше тормозной в течение заданного времени.

Сами по себе указанные условия срабатывания не являются новыми. Условие Б предлагалось в такой же форме в [Л. 3]. Условие А непосредственно, насколько нам известно, не предлагалось. Однако оно соответствует условию Б при замене зоны срабатывания зоной несрабатывания. Кроме того, аналогичное условие часто применялось для схем сравнения по фазе действующих при совпадении знаков сравниваемых величин, хотя бы кратковременном [Л. 4]. Условие В предлагалось в такой же форме в [Л. 5 и 6]. Наконец, можно отметить, что условия А и Б являются предельными случаями условия В при  $t_y \rightarrow 0$  и  $t_y \rightarrow T$  соответственно, где  $T$  — период действующей и тормозной величины.

Однако особенность предлагаемых в [Л. 1 и 2] способов заключается в сочетании условий срабатывания с составом рабочей и тормозной величин.

Действительно в [Л. 3—6] как рабочая, так и тормозная величина представляют собой одну синусоидальную величину, выпрямленную (несглаженную) или невыпрямленную. В [Л. 1 и 2] в общем случае как рабочая, так и тормозная величина содержат две слагающих. Правда, во всех рассмотренных конкретных случаях лишь одна из величин — рабочая или тормозная — содержит две слагающих. В качестве слагающих могут применяться выпрямленные несглаженные величины (причем выпрямленная величина может иметь разные амплитуды в первом и втором полупериодах), иногда одна из них сглажена или выпрямлена и ограничена по амплитуде; применяются и чисто синусоидальные невыпрямленные величины. Каждая из слагающих образуется из одной из подведенных величин напряжения или тока.

Сравнение нескольких электрических величин, линейно зависящих от двух подведенных, также применялось как при сравнении по абсолютному значению [Л. 7], так и по фазе [Л. 8 и 9]. Однако в [Л. 7] сравнивались не мгновенные, а усредненные (сглаженные) величины. Наиболее близкими к описываемым являются способы, описанные в [Л. 8 и 9], но они основаны не на сравнении по величине, а на совпадении знаков подведенных величин.

Многие из перечисленных применявшихся способов описаны и проанализированы в [Л. 10—12]. Однако, как следует из изложенного, способы, предложенные в [Л. 1 и 2], отличаются от всех перечисленных.

**Области срабатывания в форме параллелограмма.** Для получения такой области в качестве рабочей величины принимается сумма двух выпрямленных по двухполупериодной схеме составляющих:  $|k_1 I| + |k_2 I|$ . В данном случае прямые скобки обозначают абсолютное значение мгновенной величины, а не действующее значение. В качестве тормозной величины принимается также выпрямленная по двухполупериодной схеме величина  $k_3 \dot{U}$ . Условие срабатывания заключается в том,

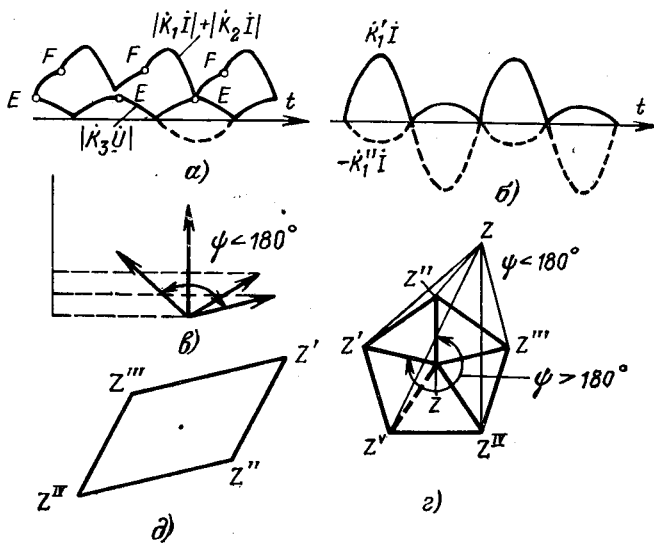


Рис. 1.

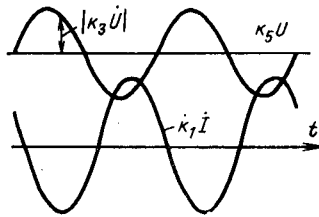


Рис. 2.

что рабочая величина все время должна быть больше тормозной. Поскольку все величины выпрямлены по двухполупериодной схеме, достаточно выполнить условие

$$|k_3\dot{U}| - |k_1\dot{I}| - |k_2\dot{I}| < 0 \quad (1)$$

в течение полупериода. Условие срабатывания показано на рис. 1,а. Авторы определяют характеристику в комплексной плоскости, полагая, что на грани срабатывания либо точка E, либо точка F лежит на кривой  $|k_3\dot{U}|$ . Принятое условие, по-видимому, правильно, хотя в статье не доказывается.

Однако нам представляется более ясным и удобным другой способ определения характеристики в комплексной плоскости, при котором одновременно раскрывается аналогия между рассматриваемым устройством и устройством для получения многоугольных характеристик, предложенным в [Л. 8]

Прежде всего отметим, что выпрямление величины  $k_3\dot{U}$  не меняет области срабатывания, а лишь ускоряет срабатывание. Если бы величина  $k_3\dot{U}$  была не выпрямленной, а синусоидальной (как показано пунктиром на рис. 1,а), то граница области срабатывания определялась бы только тем полупериодом, когда эта величина положительна, и, следовательно, область срабатывания не изменялась бы. Поэтому для упрощения будем определять область срабатывания для случая, когда величина  $k_3\dot{U}$  синусоидальна (не выпрямлена). В [Л. 2] рассматривается как раз такой случай.

Легко также понять, что мгновенное значение выпрямленной по двухполупериодной схеме величины  $|k_1\dot{I}|$  есть максимальное из двух мгновенных значений синусоидальных величин  $k_1\dot{I}$  и  $-k_1\dot{I}$ . Если выпрямление происходит с разными амплитудами в первом и втором полупериоде (сплошная линия на рис. 1,б), то выпрямленная величина  $|k_1\dot{I}|$  равна максимальной из двух синусоидальных  $k_1'\dot{I}$  и  $(-k_1''\dot{I})$ , т. е.

$$|k_1\dot{I}| = (k_1'\dot{I} \vee -k_1''\dot{I}).$$

Аналогично

$$|k_2\dot{I}| = (k_2'\dot{I} \vee -k_2''\dot{I}).$$

Соответственно

$$|k_1\dot{I}| + |k_2\dot{I}| = (k_1'\dot{I} + k_2'\dot{I} \vee k_1'\dot{I} - k_2''\dot{I} \vee -k_1''\dot{I} + k_2'\dot{I} \vee -k_1''\dot{I} - k_2''\dot{I}). \quad (2)$$

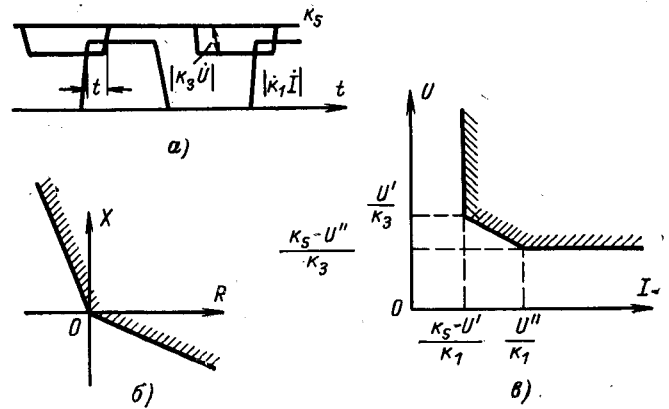


Рис. 3.

Подставляя это значение в (1) и заменяя  $|k_3\dot{U}|$  на  $k_3\dot{U}$ , что как было указано, не меняет области срабатывания, находим:

$$[k_3\dot{U} - (k_1' + k_2')\dot{I}] \wedge [k_3\dot{U} - (k_1' - k_2'')\dot{I}] \wedge [k_3\dot{U} + (k_1'' - k_2')\dot{I}] \wedge [k_3\dot{U} + (k_1'' + k_2'')\dot{I}] < 0, \quad (3)$$

т. е. наименьшая из приведенных величин всегда отрицательная. Это означает, что нет такого момента времени, когда все четыре величины одновременно положительны.

Однако это и есть способ, предложенный в [Л. 8], где ряд величин ( $\dot{U}-Z'\dot{I}$ ,  $\dot{U}-Z''\dot{I}$  и т. д.) подводится к схеме, и сигнал на выходе появляется только в том случае, если ни в один момент времени все эти величины не бывают одновременно положительны. Момент, когда все величины одновременно положительны, соответствует случаю, когда пучок векторов этих величин образует угол меньше  $180^\circ$  (рис. 1,б) и при некотором положении пучка все величины дают положительные проекции на ось времени. Напротив, отсутствие такого момента свидетельствует о том, что пучок образует угол больше  $180^\circ$ . Для многоугольника с вершинами  $Z'$ ,  $Z''$  ... и точки  $Z$  внутри многоугольника, пучок векторов  $Z-Z'$ ,  $Z-Z''$  ... образует угол больше  $180^\circ$ , а для точки  $Z$  вне многоугольника пучок тех же векторов образует угол меньше  $180^\circ$  (1, в). В данном случае четыре величины в скобках выражения (3) соответствуют четырехугольнику с вершинами (рис. 1,д)

$$\left. \begin{aligned} Z' &= \frac{k_1' + k_2'}{k_3}; & Z'' &= \frac{k_1' - k_2''}{k_3}; & Z''' &= \frac{-k_1'' + k_2'}{k_3}; \\ Z^{IV} &= \frac{-k_1'' - k_2''}{k_3}. \end{aligned} \right\} \quad (4)$$

Легко видеть, что это параллелограмм, так как противоположные стороны его равны ( $Z'-Z''=Z'''-Z^{IV}$  и  $Z'-Z'''=Z''-Z^{IV}$ ). Комплексная координата центра параллелограмма равна среднему арифметическому комплексных координат его вершин, т. е.

$$Z_0 = \frac{k_1' - k_1'' + k_2' - k_2''}{2k_3}.$$

В частном случае выпрямления с равными амплитудами полупериодов  $k_1'=k_1''$  и  $k_2'=k_2''$ ,  $Z_0=0$ , т. е. центр параллелограмма находится в начале координат.

Сравнивая способы получения области срабатывания в виде многоугольника, предложенные в [Л. 1 и 2] и в [Л. 8], отметим, что способ [Л. 8] более универсален. Он позволяет получить любой многоугольник, а не только параллелограмм. Однако, если нужен именно параллелограмм, способ [Л. 1 и 2] несколько проще, так как не требует получения четырех величин, линейно зависящих от напряжения и тока.

**Характеристики в виде окружности.** В качестве рабочей величины используется синусоидальная невыпрямленная величина  $k_1\dot{I}$ , а в качестве тормозной — сумма двух слагающих: выпрямленной и сглаженной величины  $k_5\dot{U}$  и синусоидальной (невыпрямленной) величины  $k_3\dot{U}$ . Условие срабатывания заключается в том, чтобы рабочая величина, хотя бы кратковременно, превзошла тормозную, т. е.

$$k_1\dot{I} > k_5\dot{U} + k_3\dot{U} \quad \text{или} \quad k_1\dot{I} - k_3\dot{U} > k_5\dot{U}. \quad (5)$$

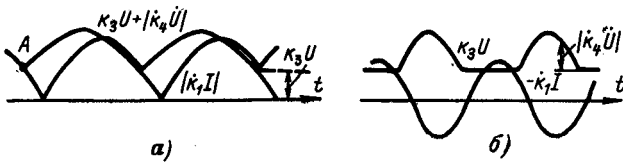


Рис. 4.

Условие срабатывания иллюстрируется рис. 2.

Поскольку  $(k_1 I - k_3 U)$  — синусоидальная величина, достаточно, чтобы положительная амплитуда этой величины превысила сглаженную величину  $k_5 U$ , т. е.

$$\sqrt{2} |k_1 I - k_3 U| > k_5 U \quad \text{или} \quad |k_1 I - k_3 U| > k_5 U. \quad (6)$$

Здесь прямые скобки применены в обычном смысле, как изображение действующего значения. (В [Л. 1] коэффициенты  $k_1$  и  $k_3$  отнесены к амплитуде, т. е. уже включают коэффициент  $\sqrt{2}$ ).

Как следует из (6), это обычная схема сравнения по абсолютному значению и поэтому имеет и обычные для этой схемы характеристики. Поскольку правая часть не содержит тока, величина  $\dot{a} = 0$  [Л. 12]. Поэтому с помощью этой схемы можно получить любую характеристику в виде окружности или прямой при условии, что начало координат находится в области срабатывания. Авторами рассматривается только характеристика в виде окружности. Сглаживание рекомендуется с помощью расщепления на четыре составляющие, сдвинутые на  $90^\circ$ , с последующим выпрямлением.

Представляется, что данное устройство не имеет преимуществ перед обычными схемами сравнения по абсолютному значению, но имеет сниженную помехоустойчивость, обусловленную принятыми условиями срабатывания.

**Направленные реле тока.** В качестве рабочей используется выпрямленная по однополупериодной схеме и ограниченная по амплитуде величина  $|k_1 I|$ . В качестве тормозной используется разность между постоянной стабилизированной величиной  $k_3$  и величиной  $|k_3 U|$  также выпрямленной и ограниченной. Реле срабатывает, если действующая величина превосходит тормозную в течение времени  $t > t_y$ , где  $t_y$  — заданное время (рис. 3а).

При достаточно больших абсолютных значениях  $k_1 I$  и  $k_3 U$  реле представляет собой схему сравнения по фазе с диапазоном углов срабатывания, зависящим от времени  $t_y$ . Характеристика в комплексной плоскости изображается двумя прямыми, проходящими через начало координат (рис. 3б) под углом, не превышающим  $180^\circ$ . При малых значениях  $k_1 I$  и  $k_3 U$  область срабатывания сокращается. При угле максимальной чувствительности (когда  $k_1 I$  и  $k_3 U$  совпадают по фазе) зависимость  $U = f(I)$  при срабатывании изображена на рис. 3в (здесь  $U'$  — предельное значение  $k_1 I$ ;  $U''$  — предельное значение  $k_3 U$ ). Аналогичные характеристики имеют и некоторые известные схемы сравнения по фазе [Л. 12]. При малой разности между суммой предельных значений  $U' + U''$  и величиной  $k_5$ , как рекомендуется в [Л. 1], наклонная часть характеристики  $U = f(I)$  на рис. 3в практически исчезает.

Как представляется, орган не имеет каких-либо существенных преимуществ перед известными.

**Сложные характеристики.** В [Л. 1] рассматриваются три случая получения сложных характеристик в комплексной плоскости, которые авторы называют «коническими». Название это представляется для данного случая неудачным, так как характеристики не представляют собой ни эллипса, ни гиперболы, ни параболы. Конечно, окружность тоже коническое сечение, но ведь в других случаях, когда характеристика имеет форму окружности, авторы [Л. 1] не называют эту характеристику конической. К сожалению, и в нашей литературе [Л. 3] называют иногда эллиптическими характеристики, уравнения которых не совпадают с уравнением эллипса. В первом из рассматриваемых случаев в качестве рабочей используется выпрямленная по двухполупериодной схеме величина  $|k_1 I|$ , а в качестве тормозной — сумма сглаженной величины  $k_3 U$  и также по двухполупериодной схеме величины  $|k_4 U|$ .

Второй случай отличается лишь тем, что величина  $|k_4 U|$  выпрямлена однополупериодно, а величина  $k_1 I$  не выпрямлена.

Наконец, в третьем случае рабочая величина представляет сумму величин: сглаженной  $k_2 I$  и выпрямленной по двух-

полупериодной схеме  $|k_1 I|$ , а тормозная — выпрямленную по двухполупериодной схеме величину  $|k_3 U|$ .

Во всех случаях условием срабатывания является хотя бы кратковременное превышение рабочей величины над тормозной. Условия срабатывания иллюстрируются рис. 4а и б соответственно для первых двух указанных случаев. Третий случай аналогичен первому, но ток и напряжение переменены местами.

В первом случае (рис. 4а) грань срабатывания может определяться одним из двух условий:

точка А кривой  $(k_3 U + |k_4 U|)$  окажется на кривой  $k_1 I$  (рис. 4а);

или касание произойдет в другой точке, соответствующей амплитуде разности  $|k_1 I| - |k_4 U|$  в синусоидальной части обеих составляющих.

Первое условие дает граничную линию в виде окружности, проходящей через начало координат с радиусом  $\frac{k_1}{2k_3}$  (дуга окружности  $ab$  на рис. 5а и б). Область срабатывания находится внутри окружности. Второе условие дает граничную линию в виде окружности с центром, отстоящим от начала координат на расстоянии  $\frac{k_1 k_4}{k_3^2 - k_4^2}$  и радиусом  $\frac{k_1 k_3}{k_3^2 - k_4^2}$  (дуга ок-

ружности  $BB'$  на рис. 5а и б). Чтобы область срабатывания находилась внутри окружности, необходимо выполнение условия:  $k_3 > k_4$ , что, по-видимому, и имелось в виду авторами. Из-за двухполупериодного выпрямления изменение угла между током и напряжением на  $180^\circ$  не меняет условий срабатывания. Поэтому граничные линии повторяются со сдвигом на  $180^\circ$  (окружности  $a'b'$  и  $aa'$  соответственно).

Величина  $k_1$  меняет лишь масштаб характеристики, не отражаясь на ее форме. Форма характеристики зависит лишь от отношения  $\frac{k_4}{k_3}$ . На рис. 5а и б показаны области срабатывания для случаев  $\frac{k_4}{k_3} = 0,5$  и  $\frac{k_4}{k_3} = 1$  и вещественных  $k_1$  и  $k_4$ .

В последнем случае дуги окружности  $aa'$  и  $bb'$  превращаются в прямые.

Второй случай (рис. 4б) отличается от первого лишь тем, что, если положительная амплитуда кривой  $k_1 I$  попадает в полупериод, когда  $k_4 U$  не выпрямляется, срабатывание происходит при амплитуде  $k_1 I$ , большей, чем  $k_3 U$ . Появляется дополнительная область срабатывания, ограниченная окружностью  $cc'$  (рис. 5в). Как видно из рисунков в [Л. 1], для этого случая принято  $k_3 < k_4$ . Соответственно меняется положение окружности  $aa'$  и область срабатывания находится вне этой окружности (рис. 5а и б).

Наконец, в третьем случае, как легко видеть, по сравнению с первым, ток и напряжение меняются местами. Поэтому характеристики на рис. 5а и б соответствуют комплексной плоскости проводимости, а в комплексной плоскости сопротивления появляются инверсные кривые. Окружности  $ab$  и  $a'b'$ , проходящие через начало координат, преобразуются в прямые, а окружности  $aa'$  и  $bb'$  — в инверсные окружности.

**Сравнение по фазе.** В [Л. 2] рассматривается также использование сравнения по фазе. В сущности оно не отличается от известного, рассмотренного в [Л. 12] способа получения двух пересекающихся прямых. Для ограничения времени совпадения значением менее полупериода в [Л. 2] предлагает-

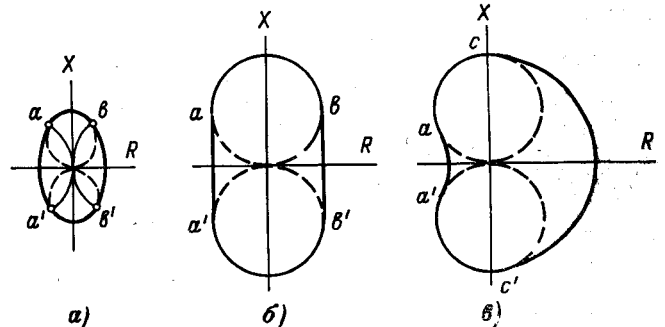


Рис. 5.



ся использовать время совпадения двух токов, смещенных по фазе. Такой способ (предложен Е. В. Лысенко) также рассмотрен в [Л. 12]. Одновременное совпадение этих двух токов с двумя (а не с одной) величинами, линейно зависящими от тока и напряжения, дает пересечение двух областей, каждая из которых ограничена двумя пересекающимися прямыми, т. е. четырехугольником.

Таким образом, это предложение не представляет собой чего-либо принципиально нового, но дает некоторое упрощение структурной схемы. Правда, при этом несколько ограничивается и форма четырехугольника (два его противоположных угла должны быть равны).

**Выводы.** 1. Предложенный способ получения реле с характеристикой, имеющей форму окружности и «направленного реле тока», как представляется, не имеет преимуществ по сравнению с существующими.

2. Однако при этом некоторые сложные характеристики получаются, по-видимому, более простыми способами, чем известные. Кроме того, предложенный метод может, по-видимому, дать и другие характеристики, не рассмотренные в [Л. 1 и 2].

3. Применение принципа в условиях, когда срабатывание происходит в случае, если мгновенное значение величины хотя бы кратковременно превосходит мгновенное значение тормозной, имеет недостаток — низкую помехоустойчивость. Даже короткий импульс помехи может привести к излишнему срабатыванию. Поэтому должны быть приняты специальные меры по повышению помехоустойчивости, которые могут усложнить устройство.

4. Применение принципа в условиях, когда срабатывание происходит в случае, если мгновенное значение действующей величины все время превосходит мгновенное значение тормозной, несколько лучше. Однако при этом кратковременная помеха может привести к отказу устройства в данный период, т. е. к задержке в срабатывании.

5. При разработке новых релейных органов принципы, предложенные в [Л. 1 и 2], должны учитываться, как возможный вариант исполнения.

## ЛИТЕРАТУРА

1. Khincha N. P., Parthasarathy K., Ashok Kumar, Developments in amplitude—comparator techniques for distance relays, «Proceedings I. E. E.», 1970, v. 117, № 6.
2. Khincha N. P., Parthasarathy K., Ashok Kumar, Areen C. G., New possibilities in amplitude—and phase—komparison techniques for distance relays, «Proceedings I. E. E.», 1970, v. 117, № 11.
3. Левиуш А. И. и Сапир Е. Д., Полупроводниковые реле сопротивления с эллиптической характеристикой срабатывания, «Электричество», 1962, № 5.
4. Makpherson R. H., Van C. Warrington A. R., Mak Connell A. Y. Electronic Protective Relays, «Transactions A. Y. E. E.», 1946, v. 67, № 11.
5. Гринштейн В. И. и Шевцов В. М., Новая схема реле направления мощности, «Электротехника», 1964, № 4.
6. Zydanowicz J., Stefankiewicz Z., Przekaznik opernosciowy mostkowo—impulsowy o szybkim dzialaniu do zabezpieczen odleglosiowych sieci najwyzszych napiec, «Przeglad elektrotechniczny», 1965, № 2.
7. Гаевенко Ю. А., Новые типы дистанционных защит линий электропередач, Госэнергоиздат, 1955.
8. Китаура Коити, Направленное реле сопротивления с прямоугольной характеристикой на полупроводниках, Ом. Дэнки едзасси, 1963, № 8.
9. Витанов А. Б., Дистанционное реле с многоугольной характеристикой срабатывания, «Электричество», 1968, № 8.
10. Федосеев А. М., Основы релейной защиты, Госэнергоиздат, 1961.
11. Атабеков Г. И., Теоретические основы релейной защиты высоковольтных сетей, Госэнергоиздат, 1957.
12. Фабрикант В. Л., Основы теории построения измерительных релейных органов защиты и автоматики, изд-во «Высшая школа», 1968.

[15.6.1971]



## ВНИМАНИЮ РУКОВОДИТЕЛЕЙ ПРЕДПРИЯТИЙ И ОРГАНИЗАЦИЙ

В магазине № 170 «Москниги» имеются в продаже красочные плакаты по технике безопасности издательства «Энергия». Цена одного плаката 20 к., формат 45×60.

Плакаты иллюстрируют основные Положения техники безопасности о мерах и приемах безопасной работы на электрических станциях, в энергетических системах, на электроустановках промышленных предприятий и в промышленной теплоэнергетике, на предприятиях электротехнической промышленности, при пользовании электроэнергией в сельском хозяйстве и быту.

Пользуйся навесной лестницей (работа на ВЛ).

Соблюдай меры безопасности при термической сварке проводов.

При расчистке трассы расстояния между группами рабочих должны быть не менее 50 метров.

Работай стоя на дне корзины телескопической вышки.

Не подходи с внутренней стороны угла (при раскате провода).

При работе в охранной зоне ВЛ соблюдай безопасные расстояния.

Соблюдай безопасное расстояние (при работе на ВЛ под напряжением с подъемом до верхней опоры).

При монтаже пересечения применяй страховочные канаты.

При работе под напряжением применяй подвесную изолирующую площадку.

Соединяя провода, работай на металлическом основании.

При раскате заземляй провода (работы вблизи действующих ВЛ).

Соблюдай очередность разведения проводов (работа на ВЛ 6—10 кВ).

Измерение штангой производите вдвоем по наряду.

Не деблокируй привод разъединителя без проверки схем

В РУ длинные предметы переноси осторожно.

Работая в установках до 1000 в, используй защитные заземленные экраны (РУ 500 кВ).

Перед работой в воздухохранильнике закрой вентили подачи воздуха, открой спускной кран.

Перед растопкой котла продуй включаемый участок газопровода.

Соблюдай меры безопасности при работе в бункере топлива.

Так безопасно (работа в барабане котла).

Не ремонтируй под давлением (трубопровод).

Разболчивай фланцы с противоположной от себя стороны.

Работая на высоте, закрепи пояс.

Проверяй уровень воды в затворе не реже трех фаз в смену (ацетиленовый генератор).

С электроинструментом 127—220 в в помещениях с повышенной опасностью, особо опасных и вне помещений работай только в перчатках.

Под дождем не работай (с ручным электроинструментом). Следи за исправностью манометра и предохранительного клапана на вулканизаторе.

Соблюдай требования личной гигиены в ртутных цехах.

Перед работой с растворителями включи вентиляцию.

Ремонт ВЧ генератора производи вдвоем.

Кончи работу — отключи электросварочную установку (экономию электроэнергии).

Применяй емкостное реле для ограждения зоны.

Плакаты высылаются также по почте наложенным платежом (без задатка) в адрес заказчика.

Заказы направляйте по адресу: Москва, ул. Василисы Кожиной, 10, Магазин № 170 «Москниги». Тел. 146-31-08.

## Расчет сопротивления вертикальных стержневых заземлителей, работающих в «многослойной земле»

Доктор техн. наук А. И. ЯКОБС и инж. В. М. МИШКИН

Всесоюзный научно-исследовательский институт электрификации сельского хозяйства

Вертикальные заземлители повышенной длины (более 10 м) обычно применяются в случаях, когда удельное сопротивление земли заметно уменьшается с глубиной от ее поверхности. При расчете таких заземлителей в качестве модели электрической структуры земли принято использовать «многослойную землю» — многослойное проводящее полупространство с удельным сопротивлением, однородным в пределах каждого слоя и с границами (плоскостями) раздела между слоями, параллельными поверхности земли [Л. 1]. Расчет сопротивления вертикальных заземлителей, работающих в многослойной земле, может выполняться по алгоритму метода наведенного потенциала [Л. 2] либо с использованием принципа соответствия полей [Л. 3].

Метод наведенного потенциала и его частный случай — метод среднего потенциала — приводят к громоздким выражениям, содержащим ряды, и в настоящее время этот метод практически применяется с использованием ЦВМ лишь при расчете заземлителей, работающих в двухслойной земле [Л. 1 и 4].

При применении принципа соответствия полей для расчета одиночных вертикальных заземлителей, выходящих на поверхность земли, исходную модель — многослойную землю (рис. 1) — заменяют новой моделью [Л. 3], в которой границы раздела между слоями земли совпадают с поверхностями тока в однородной земле — конфокальными гиперболами вращения с полуфокусным расстоянием, равным длине вертикального заземлителя (рис. 2). Чтобы обеспечить инвариантность сопротивления вертикального заземлителя, преобразование исходной модели земли следует выполнять так, чтобы у преобразованной модели (рис. 2) границы раздела между слоями на некотором расстоянии  $q_0$  от оси вертикального заземлителя были бы на той же глубине  $H$  от поверхности земли, что и в исходной модели.

При  $r_0 \ll l$  имеем:

$$R = \frac{\ln \frac{2l}{r_0}}{2\pi \sum_{i=1}^n \frac{1}{\rho_i} (V_i - V_{i-1})}, \quad (1)$$

где

$$V_i = \frac{1}{\sqrt{2}} \left[ q_0^2 + H_i^2 + l^2 - \sqrt{(q_0^2 + H_i^2 + l^2)^2 - 4H_i^2 l^2} \right]^{\frac{1}{2}};$$

$$q_0 = \frac{2l \sqrt{a}}{a-1}; \quad a = \frac{2l}{r_0}; \quad V_n = l$$

(считается, что  $H_n \rightarrow \infty$ ).

Одним из путей упрощения расчетов сопротивления вертикального заземлителя в многослойной земле является приведение параметров многослойной земли к эквивалентной двухслойной.

В пределах длины вертикального заземлителя приведение нескольких слоев электрической структуры земли к одному эквивалентному приближенно можно выполнять простым усреднением удельной проводимости. Покажем это вначале путем следующих рассуждений. Пусть  $l$  значительно больше  $H_k$ . Тогда до глубины  $H_k$  линии вектора плотности тока вблизи от стержневого заземлителя будут мало отличаться от прямых, параллельных поверхности земли. При этом полностью справедлив принятый в [Л. 1] закон изменения  $\delta$  — линейной

плотности тока (у стержневого вертикального заземлителя, расположенного в многослойной земле, линейные плотности тока отдельных участков заземлителя относятся как удельные проводимости земли на соответствующих горизонтах), т. е.

$$\frac{\delta_1}{\gamma_1} = \frac{\delta_2}{\gamma_2} = \dots = \frac{\delta_k}{\gamma_k} = c, \quad (2)$$

где  $c$  — коэффициент пропорциональности.

Найдем  $G_i$  — проводимость растекания тока с части заземлителя, расположенной между горизонтами  $H_{i-1}$  и  $H_i$ , т. е. в слое с удельной проводимостью  $\gamma_i$ :

$$G_i = \frac{I_i}{\varphi} = \frac{\delta_i (H_i - H_{i-1})}{\varphi} = \frac{c \gamma_i (H_i - H_{i-1})}{\varphi}, \quad (3)$$

где  $\varphi$  — потенциал заземлителя;  $I_i$  — ток с части заземлителя, расположенной между горизонтами  $H_{i-1}$  и  $H_i$ .

Проводимость  $G_{1-k}$  растекания тока с части заземлителя, расположенной между поверхностью земли и горизонтом  $H_k$ , будет равна сумме проводимостей  $G_i$  всех слоев с 1-го до  $k$ -го, т. е.

$$G_{1-k} = \sum_{i=1}^k G_i = \frac{c}{\varphi} \sum_{i=1}^k \gamma_i (H_i - H_{i-1}). \quad (4)$$

Запишем условие эквивалентного преобразования многослойной земли до глубины  $H_k$  при инвариантности сопротивления вертикального стержневого заземлителя:

$$\frac{c}{\varphi} \sum_{i=1}^k \gamma_i (H_i - H_{i-1}) = \frac{c}{\varphi} \gamma_0 H_k, \quad (5)$$

где  $\gamma_0$  — эквивалентная удельная проводимость. Из равенства (5) находим:

$$\gamma_0 = \frac{\sum_{i=1}^k \gamma_i (H_i - H_{i-1})}{H_k}. \quad (6)$$

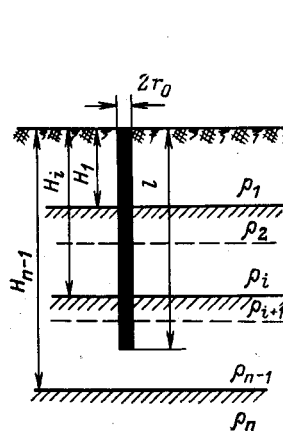


Рис. 1.

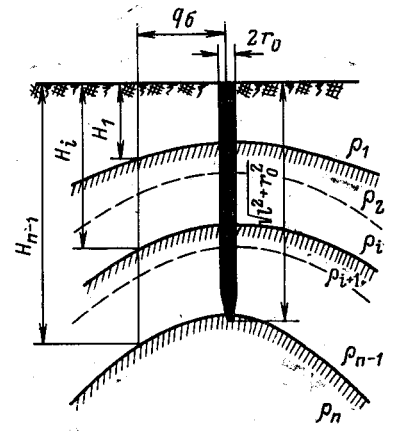


Рис. 2.

Равенство (6) и показывает, что для преобразования части слоев многослойной земли в один эквивалентный слой следует усреднить удельную проводимость, а не удельное сопротивление, как предлагалось в [Л. 6].

Необходимо иметь в виду, что выражение (6) приводит к возрастающей погрешности по мере роста  $H_k$  по отношению к  $l$ . Это объясняется возрастающим отклонением формы линий плотности тока от горизонтальных прямых и нарушением соотношения (2). В качестве области применения выражения (6) может быть рекомендована вся зона от поверхности земли до глубины, на которую погружен вертикальный заземлитель (т. е. до  $t+l$ ). В этом случае ошибки весьма редко превышают 10%.

При приведении многослойной земли к эквивалентной двухслойной мощность (толщину) верхнего слоя эквивалентной двухслойной земли целесообразно принимать равной глубине погружения вертикального заземлителя. Вместе с тем следует отметить, что выбор меньшей мощности первого слоя практически не сказывается на результатах последующего расчета сопротивления вертикального заземлителя.

Оценка погрешности при использовании выражения (6) может быть получена при сопоставлении значений  $\rho_3$ , найденных расчетным и экспериментальными путями.

**Пример 1.** По данным [Л. 6 и 7], вертикальный стержневой заземлитель длиной 44,2 м и диаметром 0,09 м погружен непосредственно от поверхности земли в пятислойную землю с параметрами:  $\rho_1=80$ ,  $\rho_2=300$ ,  $\rho_3=100$ ,  $\rho_4=300$ ,  $\rho_5=48$  ом·м;  $H_1=6,7$ ,  $H_2=13$ ,  $H_3=23$ ,  $H_4=28,5$ ,  $H_5>45$  м. Измеренное сопротивление заземлителя составляет 2,0 ом. В связи с тем, что  $H_5>l$ , рассматриваем землю как шестислойную и принимаем  $\rho_5=\rho_6$ ;  $H_5=l$ ;  $H_6\rightarrow\infty$ . Первые пять слоев заменяем одним эквивалентным. При этом заземлитель оказывается погруженным как бы в двухслойную землю с параметрами  $\rho_{3,изм}$ ;  $H_3=l$ ;  $\rho_6$ ;  $H_6\rightarrow\infty$ . Эквивалентное удельное сопротивление этой «двухслойной» земли определяется по известным кривым, приведенным в [Л. 1 и 5]. Эквивалентное удельное сопротивление по данным измерений находится по выражению:

$$\rho_{3,изм} = \frac{2\pi l R_{изм}}{\ln \frac{2l}{r_0}} = 74,5 \text{ ом}\cdot\text{м}. \quad (7)$$

В результате расчетов получим по (6)  $\rho_{31-5}=80$  ом·м; по графикам [Л. 1 и 5]  $\rho_3=75$  ом·м; погрешность менее 1%.

Если границу первого слоя эквивалентной двухслойной структуры принять  $H_4$  исходной пятислойной земли, т. е.  $H_{31-4}=H_4=28,5$  м, то имеем: по (6)  $\rho_{31-4}=128$  ом·м; по графикам [Л. 1 и 5]  $\rho_3=78$  ом·м; погрешность около 5%.

**Пример 2.** Аналогичный расчет был выполнен применительно к заземлителю длиной 4,2 м и диаметром 0,048 м, заложеному по данным А. Г. Сутина непосредственно от поверхности земли в пятислойную землю с параметрами:  $\rho_1=98$ ,  $\rho_2=52$ ,  $\rho_3=25,4$ ,  $\rho_4=18,5$ ,  $\rho_5=17,4$  ом·м;  $H_1=0,6$ ,  $H_2=1,1$ ,  $H_3=2,1$ ,  $H_4=3,1$ ,  $H_5>5$  м. Измеренное сопротивление заземлителя равно 5,46 ом.

Расчет выполнялся так же, как и в предыдущем примере:  $\rho_{3,изм}=25,6$  ом·м; по (6)  $\rho_{31-5}=24,5$  ом·м по графикам [Л. 1 и 5]  $\rho_3=23,5$  ом·м. Погрешность составляет около 10%.

Отметим, что значения погрешности, найденные в приведенных выше примерах, отражают также и ошибки, допущенные в процессе определения параметров электрической структуры земли.

## ЛИТЕРАТУРА

1. Бургсдорф В. В., Расчет заземлений в неоднородных грунтах, «Электричество», 1954, № 1.
2. Яковс А. И., Теоретическое обоснование метода наведенного потенциала и его частных случаев, Изв. АН СССР, «Энергетика и транспорт», 1967, № 4.
3. Эбин Л. Е. и Яковс А. И., Расчет заземлений в грунтах с неоднородными электрическими параметрами, «Электричество», 1961, № 4.
4. Яковс А. И., Коструба С. И. и Живаго В. Т., Расчет сложных заземляющих устройств с помощью ЭЦВМ, «Электричество», 1967, № 8.
5. Воронина А. А. и др., Расчет искусственных заземлителей опор линий электропередачи в неоднородной земле, «Электричество», 1970, № 10.
6. Вайнер А. Л. и Флору В. Н., Экспериментальное исследование и метод расчета импульсных характеристик глубинных заземлителей, «Электричество», 1971, № 5.
7. Вайнер А. Л., Глубинные заземлители, Всесоюзная конференция по заземлениям, доклады, ноябрь 1966 г., Изд-во Харьковского государственного университета, 1966.

[21.3.1972]



УДК 621.315.1:621.317.34

## Погрешности измерений высокочастотных параметров на входе линии электропередачи

Канд. физ.-мат. наук М. Х. ЗАХАР-ИТКИН

Москва

и инж. А. А. ФРОЛКИН

Шевченко

У реальных линий электропередачи (ВЛ) длина пролета между опорами является переменной величиной, что определяется главным образом рельефом местности, по которой проходит линия. Так как рельеф местности можно считать случайным, то и последовательность длин пролетов случайным образом варьируется около некоторой средней величины.

Средняя длина пролета ВЛ определяется инженерным расчетом, исходящим из прочности провода и максимальной ветровой, гололедной или температурной нагрузок на него. Если ВЛ проложена в пределах одного климатического района, то по реальным данным для большого числа ВЛ высокового напряжения средняя длина пролета и дисперсия случайных длин, постоянны вдоль всей линии. Статистическая обработка этих данных показала, что последовательность длин пролетов ВЛ можно рассматривать как стационарную случайную последовательность с гауссовым законом распределения. Исключения составляют сверхдальние ВЛ напряжением 500 и 750 кВ, которые могут проходить сквозь несколько районов с разной ветровой, гололедной и температурной нагрузками на провод. При рассмотрении таких линий условие

стационарности случайной последовательности длин пролетов оказывается выполненным для каждого климатического района в отдельности (порядка 1000 последовательных пролетов).

Входные высокочастотные параметры ВЛ — коэффициент отражения и входное сопротивление определяются расчетом или из эксперимента, как правило, без выяснения реальных длин пролетов. В настоящей статье рассматривается вызванная этим неучетом погрешность расчетов и экспериментов, причем не затрагиваются ни аппаратная погрешность измерительных приборов, ни погрешность округления при счете на ЦВМ.

Определение коэффициента отражения на входе линии по методу [Л. 1] сводится к нахождению матриц  $\mathbf{A}(l_{пр})$ ,  $\mathbf{B}(l_{пр})$ ,  $\mathbf{C}(l_{пр})$  и  $\mathbf{D}(l_{пр})$  для пролета усредненной длины  $l_{пр}$ , после чего коэффициент отражения  $K_i$  на входе  $i$ -го пролета определяется дробно-линейной формулой:

$$K_i = [\mathbf{C}(l_{пр}) + K_{i+1}\mathbf{D}(l_{пр})]^{-1} [\mathbf{A}(l_{пр}) + K_{i+1}\mathbf{B}(l_{пр})], \quad (1)$$

$$i = M, M-1, \dots, 1,$$

где  $M$  — число пролетов ВЛ.

Независимо от граничного значения  $K_{M+1} = K_{\text{нагр}}$ , последовательность коэффициентов отражения  $\{K_i\}$  стабилизируется к значению  $K_{\text{эвб}}$  [Л. 1] поэлементно. Сходимость  $K_i \rightarrow K_{\text{эвб}}$  хорошо видна на рис. 1. Если  $l_{\text{пр}}$  случайно варьируется, то формула (1) заменится на следующую:

$$K_i = [C(l_i) + K_{i+1}D(l_i)]^{-1} [A(l_i) + K_{i+1}B(l_i)], \quad (2)$$

$i = M, M-1, \dots, 1,$

где матрицы  $A(l_i)$ ,  $B(l_i)$ ,  $C(l_i)$  и  $D(l_i)$  зависят от случайной длины  $l_i$ .

Значение  $K_i$ , определяемое на входе  $i$ -го пролета ВЛ, является случайной матрицей, так что интерес представляет не оно само, а вероятностные характеристики последовательности матриц  $\{K_i\}$ ,  $i = M, M-1, \dots, 1$  при большом  $M$ .

Вероятностные характеристики случайной последовательности матриц  $\{K_i\}$  в настоящей работе получены методом математического моделирования на ЦВМ М-220. При этом в качестве модели многопроводной неоднородной ВЛ используются матричные телеграфные уравнения с переменными коэффициентами. Допустимость этой модели определяется условием справедливости закона сохранения энергии при отражении и преломлении волн [Л. 2], а достоверность цифрового эксперимента — расчета на ЦВМ — обеспечивается вычислительной корректностью при малых неоднородностях линии электропередачи, метода матричной прогонки [Л. 3], частью которого является вычисление  $K$  по (1) или (2). Для подстановки в (2) последовательности  $\{l_i\}$  случайных длин пролетов используется программа генерации случайных чисел на ЦВМ М-220 [Л. 4], согласованная с программой по алгоритму [Л. 1], которая составлена Л. А. Балашовым. Вероятностные характеристики гауссовой случайной последовательности  $\{l_i\}$  задаются соответствующим реальным ВЛ.

Для простоты рассмотрения и без ограничения общности выбрана математическая модель двухпроводной линии (крайние фазы ВЛ 750 кв), у которой провода одинаковы и подвешены на одной высоте. Для рассмотренных случайных последовательностей  $\{K_i\}$  характерны приведенные на рис. 2 результаты одного из цифровых экспериментов при частоте 400 кГц. Эта частота входит в диапазон параметрического резонанса, вызванного провисанием проводов, но не попадает в центральную часть этого диапазона (375—390 кГц) с большими значениями  $K_{\text{эвб}}$ . Могут быть сделаны следующие выводы:

среднеарифметические значения элементов случайной матрицы коэффициентов отражения  $K_i$  стабилизируются, и устанавливающиеся значения мало отличаются от соответствующих элементов матрицы  $K_{\text{эвб}}$ , вычисленной для линии с нулевой дисперсией длин пролетов;

среднеквадратические отклонения элементов случайной матрицы коэффициентов отражения  $K_i$  также стабилизируются, и устанавливающиеся значения составляют примерно 50% соответствующих элементов матрицы  $K_{\text{эвб}}$ .

Первый из выводов можно использовать для оценки погрешности, происходящей при замене реальной ВЛ со случайными длинами пролетов на линию с одинаковыми пролетами усредненной длины и нулевой дисперсии длин пролетов. Усреднением получается величина  $l_{\text{пр}}$ , которая используется в (1) для вычисления  $K_{\text{эвб}}$ . Эту матрицу можно рассматривать как математическое ожидание случайной матрицы  $K_i$ , а по-

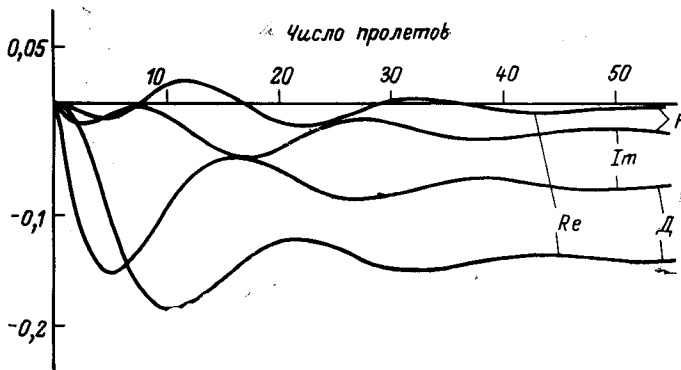


Рис. 1. Сходимость коэффициента отражения линии с одинаковыми пролетами к матрице  $K_{\text{эвб}}$  при граничном значении  $K_{\text{нагр}} = 0$  (частота 400 кГц).

$D$  и  $H$  означают принадлежность диагональному или недиагональному элементам матриц;  $Re$  и  $Im$  означают вещественную или мнимую часть элементов матриц.

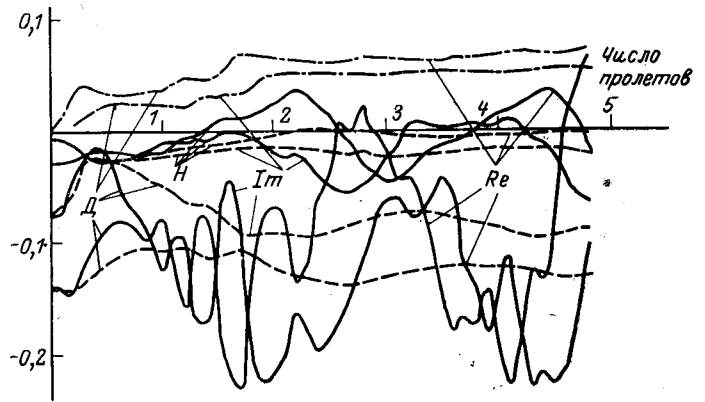


Рис. 2. Математическое моделирование и статистическая обработка коэффициента отражения линии со случайными длинами пролетов, граничное значение  $K_{\text{нагр}} = K_{\text{эвб}} (400 \text{ кГц})$ .

— случайный процесс коэффициента отражения; --- среднеарифметические значения; ···· среднеквадратическое отклонения;  $D$  и  $H$  означают принадлежность диагональному или недиагональному элементам матриц;  $Re$  и  $Im$  — вещественная и мнимая части элементов матриц.

грешность такого рассмотрения определяется экспериментально или методом математического моделирования, если сопоставить поэлементно получающуюся матрицу среднеарифметических значений  $K_i$  с матрицей  $K_{\text{эвб}}$ . Такое сопоставление рис. 1 и 2 дает значение погрешности, равное 10%, что соответствует погрешности экспериментальных данных. Большая погрешность, достигающая 25%, возможна лишь для некоторых элементов матриц в узкой резонансной полосе 375—390 кГц.

При экспериментальном определении коэффициента отражения или входного сопротивления ВЛ в фиксированной точке на входе  $i$ -го пролета результатом измерения оказываются элементы случайных матриц  $K_i$  или  $Z_{\text{вх}i}$ . Выполненный цифровой эксперимент является математической моделью такого измерения, поэтому точность (малость разброса получающихся значений) одинакова в обоих экспериментах. Второй из полученных выводов показывает, что в четырех из пяти измерений отклонение измеренного значения от  $K_{\text{эвб}}$  не превышает 50%. Следовательно, по результатам единичного измерения  $K_i$  оценить значение  $K_{\text{эвб}}$  с приемлемой точностью затруднительно, иными словами, точность измерения коэффициента отражения неудовлетворительна для всех частот.

Большей точностью характеризуется измерение входного сопротивления  $Z_{\text{вх.эвб}}$ , связанного с  $K_{\text{эвб}}$  формулой [Л. 1]:

$$Z_{\text{вх.эвб}} = \frac{E + K_{\text{эвб}}}{E - K_{\text{эвб}}} Z_w, \quad (3)$$

где  $E$  — единичная матрица.

В узкой резонансной полосе, т. е. при сравнимых с единичей элементах матрицы  $K_{\text{эвб}}$ , погрешность  $Z_{\text{вх.эвб}}$  та же, что и погрешность  $K_{\text{эвб}}$ . Вне диапазона параметрического резонанса, вызванного провисанием проводов, вместе с убыванием элементов матрицы  $K_{\text{эвб}}$  убывает, как видно из (3), влияние погрешности определения этих элементов из эксперимента. При этом погрешность измерения входного сопротивления линии не превосходит аппаратной погрешности приборов.

### ЛИТЕРАТУРА

- Захар-Иткин М. Х., Исследование матричных телеграфных уравнений, описывающих распространение волн в многопроводных неоднородных линиях электропередачи. «Электричество», 1969, № 2.
- Захар-Иткин М. Х., Многоволновые линии со случайными неоднородностями и броуновское движение в круге Зигеля, «Теория вероятностей и ее применения», вып. 2, 1970, т. 15.
- Захар-Иткин М. Х., Методы численного решения граничных задач для матричных телеграфных уравнений многопроводной линии электропередачи. «Электричество», 1971, № 2.
- Ляшенко В. Ф., Программирование для цифровых вычислительных машин М-20, БЭСМ-3М, М-220, изд-во «Советское радио», 1967.

# Определение степени усиления гармоник тока электровозов в тяговых сетях

Канд. техн. наук И. В. ПАВЛОВ и инж. Л. И. ЕВМИНОВ

Москва

Тяговые сети оказывают значительное влияние на линии связи, проложенные вдоль электрифицированных железных дорог. Это влияние обусловлено содержанием в токе электровозов высших гармонических составляющих, которые, резонируя, усиливаются в тяговой сети, представляющей линию с распределенными индуктивностью, емкостью и активным сопротивлением.

В исследованиях по оценке усиления высших гармонических тока электровозов с учетом распределенных параметров тяговой сети [Л. 1—4] рассматривается усиление гармоник тока в тяговой сети при нагрузке ее одним электровозом, который, являясь генератором гармоник [Л. 5], имеет бесконечно большое внутреннее сопротивление. Вследствие того, что помехи, индуктированные в линии связи, в основном определяются резонансными явлениями в тяговой сети, в ЦНИИ МПС проведен анализ степени усиления гармоник тока электровоза с оценкой правомерности допущений, принятых в [Л. 1—3].

Одним из показателей, характеризующих волновые процессы в тяговой сети, является коэффициент усиления  $K_{yc}$ , определяющий во сколько раз гармоника  $n$  тока у тяговой подстанции больше, чем у электровоза:

$$K_{yc} = \left| \frac{i_2}{i_1} \right|,$$

где  $i_2$  — гармоника  $n$  тока вблизи тяговой подстанции,  $a$ ;  $i_1$  — гармоника  $n$  тока электровоза,  $a$ .

Согласно [Л. 1] модуль коэффициента усиления гармоник  $n$  тока электровоза

$$K_{yc} = \frac{\sqrt{\left[ \left( 1 + \frac{b_{l-l_0}^2}{2} \right) \cos a_{l-l_0} \right]^2 + \left[ b_{l-l_0} \sin a_{l-l_0} \right]^2}}{\sqrt{\left[ \left( 1 + \frac{b_l^2}{2} + \frac{R}{|Z_B|} b_l \right) \cos a_l - \left( 1 + \frac{b_l^2}{2} \right) \frac{X}{|Z_B|} \sin a_l \right]^2 + \left[ b_l - A \left( 1 + \frac{b_l^2}{2} \right) \right] \sin a_l + B b_l \cos a_l}} \quad (1)$$

где  $l_0$  — расстояние от тяговой подстанции до электровоза, км (рис. 1);  $l$  — длина фидерной зоны, км;  $Z_B$  — волновое сопротивление тяговой сети, ом; причем  $Z_B = \sqrt{\frac{L_0}{C_0} - j \frac{r_0}{\omega C_0}}$  при

$g_0 = 0$ ;  $R$ ,  $X$  — активное и индуктивное сопротивления в омах трансформатора для  $n$ -й гармоники тока;

коэффициент фазы  $a$  и коэффициент затухания  $b$  находится из выражений:

$$a_l = \sqrt{\frac{1}{2} (\omega C_0 \sqrt{r_0^2 + \omega^2 L_0^2} + \omega^2 L_0 C_0)} l, \text{ рад};$$

$$b_l = \sqrt{\frac{1}{2} (\omega C_0 \sqrt{r_0^2 + \omega^2 L_0^2} - \omega^2 L_0 C_0)} l, \text{ непер}.$$

здесь  $r_0$ ,  $L_0$ ,  $g_0$ ,  $C_0$  — соответственно активное сопротивление (ом), индуктивность (гн), проводимость (1/ом) и емкость (ф) одного километра тяговой сети для  $n$ -й гармоники тока.

При получении формулы (1) гиперболические функции заменены степенными рядами, а поскольку коэффициент затухания для тяговой сети не превышает значения 0,1, ограничились при разложении  $\text{sh } b$  одним членом ряда, а при разложении  $\text{ch } b$  двумя членами ряда:  $\text{sh } b = b$ ;  $\text{ch } b = 1 + b^2/2$ . Кроме того, принято, что  $Z_B = |Z_B|$ .

Для случая, когда электровоз находится в конце фидерной зоны, т. е.  $l = l_0$ , уравнение (1) примет вид [Л. 1 и 2] ( $a = a_l$ ,  $b = b_l$ ):

$$K_{yc} = \frac{1}{\sqrt{\left[ \left( 1 + \frac{R}{|Z_B|} b + \frac{b^2}{2} \right) \cos a - \frac{X}{|Z_B|} \left( 1 + \frac{b^2}{2} \right) \sin a \right]^2 + \left[ b + \frac{R}{|Z_B|} \left( 1 + \frac{b^2}{2} \right) \right] \sin a + \frac{X}{|Z_B|} b \cos a}} \quad (2)$$

Анализ формул (1) и (2) показывает, что проведенная замена гиперболических функций первыми членами степенных рядов не приводит к заметной погрешности в вычислениях  $K_{yc}$ . Однако допущение, что  $Z_B = |Z_B|$ , вызывает значительную ошибку. Учитывая, что  $Z_B = R_B - jX_B$ , из (1) получим формулу, в которой исключена погрешность, вносимая этим допущением:

$$K_{yc} = \frac{\sqrt{\left( 1 + \frac{b_{l-l_0}^2}{2} \right) \cos^2 a_{l-l_0} + b_{l-l_0}^2 \sin^2 a_{l-l_0}}}{\sqrt{\left[ \left( 1 + \frac{b_l^2}{2} - Ab_l \right) \cos a_l - B \left( 1 + \frac{b_l^2}{2} \right) \sin a_l \right]^2 + \left[ b_l - A \left( 1 + \frac{b_l^2}{2} \right) \right] \sin a_l + B b_l \cos a_l}} \quad (3)$$

где

$$A = \frac{X X_B - R R_B}{R_B^2 + X_B^2}; \quad B = \frac{R_B X + R X_B}{R_B^2 + X_B^2}.$$

Приняв в формуле (3)  $l = l_0$  (электровоз в конце фидерной зоны), получим:

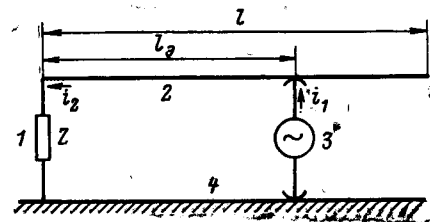
$$K_{yc} = \frac{1}{\sqrt{\left[ \left( 1 + \frac{b^2}{2} - Ab \right) \cos a - B \left( 1 + \frac{b^2}{2} \right) \sin a \right]^2 + \left[ b - A \left( 1 + \frac{b^2}{2} \right) \right] \sin a + B b \cos a}} \quad (4)$$

Необходимость введения в расчетные формулы (3) и (4) величин  $R_B$  и  $X_B$  обусловлена тем, что выражения в квадратных скобках этих формул представляют собой разность близких величин. Как известно, предельная относительная погрешность при вычислении разности близких величин может достигать десятков и даже сотен процентов при предельной относительной погрешности уменьшаемого и вычитаемого в несколько процентов, причем величина ошибки зависит от величины искомого значения.

По указанной причине во избежание значительной ошибки инженерные расчеты коэффициента усиления по (3) и (4) сле-

Рис. 1. Схема замещения тяговой сети при одном электровозе.

1 — тяговая подстанция и линия электропередачи (ВЛ); 2 — контактная сеть; 3 — электровоз; 4 — рельсы.



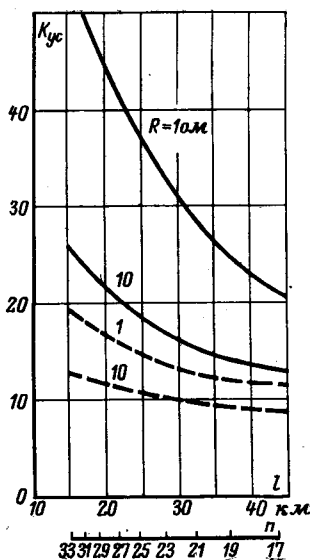


Рис. 2. Зависимость максимальных значений коэффициентов усиления  $K_{yc}$  от длины фидерной зоны  $l$  при различных значениях активного сопротивления  $R$  трансформатора тяговой подстанции и ВЛ.

— по рекомендуемым формулам (4) и (5);  
- - - по формуле (2).

небрежение аргументом величины  $Z_B$  вызывает существенное снижение  $K_{yc}$ , а значительное занижение значения  $R$  ведет к резкому возрастанию  $K_{yc}$ .

Таким образом, причиной совпадения результатов расчетов в [Л. 1 и 2] с экспериментальными данными [Л. 2 и 4] является не учет реальных параметров трансформаторов тяговой подстанции и питающей ВЛ, а предварительно принятые допущения при математическом анализе. На основании исследований для вычисления модуля максимального  $K_{yc}$  может быть рекомендовано следующее выражение:

$$K_{yc} = \frac{1}{\left[ b - A \left( 1 + \frac{b^2}{2} \right) \right] \sin a + Bb \cos a} \quad (5)$$

Для вычисления  $K_{yc}$  в [Л. 1] при известном порядке резонирующей гармоники рекомендуется упрощенная формула, полученная из формулы (2):

$$K_{yc} = \frac{1}{\left[ b + \frac{R}{|Z_B|} \left( 1 + \frac{b^2}{2} \right) \right] \sin a + \frac{x}{|Z_B|} b \cos a} \quad (6)$$

Анализом установлено, что результаты расчетов  $K_{yc}$  по формулам (2) и (6) для резонирующей гармоники одинаковы, т. е., как показано выше, они меньше действительных в 1,5—2,5 раза.

Максимальное значение  $K_{yc}$  в [Л. 3] рекомендуется вычислять по формуле:

$$K_{yc} = \frac{1}{B \left( 1 + \frac{R}{Z_B} \right)} \quad (7)$$

Исследования показали, что при использовании формулы (7) очень слабо передается важная зависимость  $K_{yc}$  от величины  $R$ . Поэтому значения  $K_{yc}$ , рассчитанные по (7) при  $R = 1$  ом, в 1,4—1,8 раза больше, чем по формуле (5). При  $R = 10$  ом значения  $K_{yc}$ , полученные по (7), отличаются на 15—20% от действительных. Однако при больших значениях  $R$  результаты расчета коэффициента усиления по (5) и (7) различаются в несколько раз.

дует производить на ЦВМ, оперируя не менее, чем шестью значащими цифрами.

На рис. 2 представлены огнбающие максимальных значений коэффициента усиления, полученные в результате расчетов по (2) и (4) при исходных данных, взятых из [Л. 1] (см. таблицу), и при  $X = 10$  ом.

Из рис. 2 видно, что при  $R = 1$  ом (как это принято в [Л. 1 и 2]) допущение  $Z_B = |Z_B|$  ведет к ошибке, приводящей к преуменьшению значения коэффициента усиления примерно в 2—2,5 раза.

Исследования [Л. 6] показали, что величина  $R$  с учетом активной составляющей входного сопротивления ВЛ примерно на порядок выше, чем это принято в [Л. 1 и 2]. Сравнительно высокое значение  $R$  является одной из основных причин, ограничивающих степень усиления гармоник тока в тяговых сетях, что наглядно иллюстрируют кривые на рис. 2, полученные при  $R = 10$  ом. Следует, однако, отметить, что и в этих условиях недопустимо пренебрежение аргументом  $Z_B$ , так как это приводит к занижению  $K_{yc}$  примерно в 1,5—2 раза.

Измерения на действующих электрифицированных участках показывают, что значения  $K_{yc}$  достигают 10—20 [Л. 2 и 4]. Пренебрежение аргументом

$n$	$L_0$ , мкн/км	$C_0$ , нф/км	$r_0$ , ом/км	$l$ , км	$ Z_B $ , ом	$R_B$ , ом	$X_B$ , ом
17	1,105	16,6	0,783	43,5	258,0	257,434	—17,0782
21	1,088	16,6	0,896	32,0	256,0	255,503	—15,9470
29	1,066	16,6	1,060	18,8	253,4	253,024	—13,8082

В [Л. 1 и 2] эквивалентный влияющий ток для  $n$ -й гармоники определяется по выражению:

$$|i_{cp}| = |i_1| K_{yc} K_{cp},$$

где  $K_{cp}$  — коэффициент усреднения влияющего тока вдоль фидерной зоны.

Значение коэффициента усреднения в [Л. 1] рекомендуется вычислять также при допущении, что  $Z_B = |Z_B|$ , по выражению:

$$K_{cp} = \frac{1}{\sqrt{a^2 + b^2}} \left| \frac{R}{|Z_B|} \left[ \left( 1 + \frac{b^2}{2} \right) \cos a - 1 \right] - \frac{X}{|Z_B|} b \sin a + b \cos a + j \left\{ \left( 1 + \frac{b^2}{2} + \frac{R}{|Z_B|} b \right) \sin a + \frac{X}{|Z_B|} \left[ \left( 1 + \frac{b^2}{2} \right) \cos a - 1 \right] \right\} \right| \quad (8)$$

С учетом аргумента  $Z_B$  и после подстановки соответствующих величин получим:

$$K_{cp} = \frac{1}{\sqrt{a^2 + b^2}} \left| A \left[ 1 - \left( 1 + \frac{b^2}{2} \right) \cos a \right] + Bb \sin a + b \cos a + j \left\{ B \left[ \left( 1 + \frac{b^2}{2} \right) \cos a - 1 \right] + \left( 1 + \frac{b^2}{2} - Ab \right) \sin a \right\} \right| \quad (9)$$

Результаты анализа формулы (9) позволяют рекомендовать для расчета  $K_{cp}$  при известном порядке резонирующей гармоники упрощенное выражение:

$$K_{cp} = \frac{1}{\sqrt{a^2 + b^2}} \left\{ B \left[ \left( 1 + \frac{b^2}{2} \right) \cos a - 1 \right] + \left( 1 + \frac{b^2}{2} - Ab \right) \sin a \right\} \quad (10)$$

Сравнение результатов расчетов по формулам (8) и (9) показало, что при резонирующих частотах они практически одинаковы, но на значительно больших частотах различие достигает 20%, поэтому инженерные расчеты лучше проводить по выражениям (9) и (10).

Таким образом, результаты разработок [Л. 1—3] требуют корректировки как в отношении установления степени усиления гармоник тока электровозов, необходимого для расчетов помех в линиях связи, индуктированных тяговой сетью переменного тока, так и при определении эффективности демпфирующих устройств, которые могут применяться в ряде случаев для подавления резонансных явлений в тяговой сети.

### ЛИТЕРАТУРА

- Лившиц В. Н. и Матвеева Н. К., К вопросу об учете резонансных явлений в контактной сети при работе выпрямительных электровозов, «Электричество», 1959, № 8.
- Карякин Р. Н., Резонанс в тяговых сетях и его демпфирование. Изд-во «Высшая школа», 1961.
- Jöttén R., Lebrecht L., Die Primärströme der Stromrichterlokomotive in Fahrleitungsnetz und Drehstromnetz, «ETZ», 1956, Ausgabe A, № 7.
- Buckel R., Probleme der Beeinflussung im Bereich elektrischen Bahnen, «El. Bahnen», Н. 9, 1964.
- Костенко М. П. и др., Электромагнитные процессы в системах с мощными выпрямительными установками, Изд. АН СССР, 1946.
- Павлов И. В., Зависимость волновых процессов в тяговой сети от параметров линий электропередачи, «Электричество», 1971, № 6.

## А. С. САНДЛЕР

(К 60-летию со дня рождения)

Исполнилось 60 лет крупному специалисту в области автоматизированного электропривода, доктору технических наук, профессору Абраму Соломоновичу Сандлеру.

А. С. Сандлер родился в 1912 г. в Виннице. В 1927 г. он окончил трудовую школу-семилетку и поступил в Винницкий индустриальный техникум, который окончил в 1931 г. В 1929—1930 гг. Абрам Соломонович работал электромонтером на Винницкой центральной электростанции. После окончания техникума А. С. Сандлер пересезжает в Киев и поступает на машиностроительный завод «Большевик». Одновременно он учится без отрыва от производства на энергетическом факультете Киевского индустриального института, который он успешно заканчивает в 1935 г. В 1936—1937 гг. А. С. Сандлер работает инженером-электриком на рентгеновском заводе «Ренток» в Киеве.

С 1937 г. А. С. Сандлер — аспирант, затем ассистент Московского энергетического института. В мае 1940 г. он успешно защитил кандидатскую диссертацию и ему было присвоено ученое звание доцента. Находясь на преподавательской работе в МЭИ, А. С. Сандлер в течение ряда лет ведет научную работу в области регулируемого электропривода на переменном токе, основные результаты которой вошли в докторскую диссертацию, защищенную им в 1961 г. С 1963 г. А. С. Сандлер — профессор кафедры ЭПП Московского энергетического ин-



ститута. Все годы работы в МЭИ Абрам Соломонович не прерывает связей с промышленностью: в 1937—1939 гг. он работает в Центральном отделе Электропрома, в 1941 г. — в ЭНИМС, а позже — в качестве консультанта различных организаций.

В 1941—1943 гг. А. С. Сандлер работает в Ивановском энергетическом и Куйбышевском индустриальном институтах.

Профессор А. С. Сандлер ведет большую педагогическую, учебно-методическую и научно-исследовательскую работу. Он читает лекции по курсам: «Электропривод и автоматизация металлорежущих станков» и «Общий курс электропривода». Им опубликовано свыше 100 работ, в том числе учебные пособия: «Электрооборудование производственных механизмов» и «Электропривод и автоматизация металлорежущих станков». А. С. Сандлер — автор монографии «Регулирование скорости вращения асинхронных двигателей», а также ряда брошюр по вопросам частотного управления асинхронными двигателями. Им получено 12 авторских свидетельств на изобретения.

Ряд работ А. С. Сандлера в области автоматизированного электропривода отмечен премиями МЭИ, за одну из них он награжден медалью ВДНХ.

Профессор А. С. Сандлер принимает активное участие в работе методической комиссии МВНССО СССР, состоит рецензентом ВАК, является лектором Народного университета при МЭИ. Он ведет большую работу по подготовке научных и преподавательских кадров. Под его руководством выполнено и защищено 11 кандидатских диссертаций.

Сердечно поздравляем Абрама Соломоновича и желаем ему крепкого здоровья и больших творческих успехов.

*Группа товарищей*

## Ш. М. РАЗМАДЗЕ

Внезапно скончался видный ученый, член КПСС с 1940 г., заведующий кафедрой промышленной электроники, декан факультета связи и электроники Грузинского политехнического института им. В. И. Ленина, доктор технических наук, профессор Шота Михайлович Размадзе.

Ш. М. Размадзе родился в 1918 г. В 1933 г. поступил в Тбилисский индустриальный техникум, после окончания которого учился на электромеханическом факультете Грузинского индустриального института.

Великая Отечественная война помешала ему завершить образование. С первых же дней войны Ш. М. Размадзе находился в рядах Советской Армии. Только после демобилизации он смог продолжить учебу. В 1946 г. Ш. М. Размадзе получил диплом инженера-электрика с отличием и был оставлен ассистентом на кафедре электрификации промышленных предприятий. С этого периода начинается его плодотворная научно-педагогическая деятельность. Молодой инженер приступает к исследованию сложных электромагнитных процессов в мощных электроионных установках. В 1952 г. он защитил кандидатскую



диссертацию, а в 1954 г. ему было присвоено звание доцента.

В 1962 г. Ш. М. Размадзе защитил докторскую диссертацию «Электромагнитные процессы в системах с мощными

преобразовательными установками». В 1964 г. он получил звание профессора и был избран заведующим вновь организованной кафедры промышленной электроники ГПИ им. В. И. Ленина. Благодаря своим организаторским способностям, он в короткий срок создал при кафедре мощную лабораторную базу, которая во многом способствовала росту молодых научных кадров.

Ш. М. Размадзе был автором многих научных трудов, учебников, монографий. Он явился одним из крупных исследователей в специальной области электротехники, возглавлял подготовку кадров по промышленной электронике в ГПИ им. В. И. Ленина.

С 1959 по 1960 гг. Ш. М. Размадзе работал в Центральном Комитете КП Грузии. С 1960 по 1965 гг. он занимал пост первого заместителя Председателя Государственного комитета высшего и среднего специального образования Совета Министров Грузинской ССР.

В лице Ш. М. Размадзе научно-техническая общественность потеряла видного ученого и замечательного педагога. Светлая память о Ш. М. Размадзе навсегда останется в сердцах его учеников, коллег и друзей.

*Группа товарищей*

# СОДЕРЖАНИЕ

<p><b>А. З. Гамм</b> — Оценка текущего состояния электроэнергетической системы как задача нелинейного программирования . . . . . 1</p> <p><b>В. Д. Ильин</b> и <b>Б. Н. Куров</b> — Сравнение алгоритмов распределения нагрузок с учетом изменения состояния энергосистемы при реализации решений . . . . . 7</p> <p><b>Х. Ф. Фазылов, И. Л. Брискин</b> и <b>Т. Х. Насыров</b> — Алгоритмы расчетов установившихся режимов больших электрических систем . . . . . 11</p> <p><b>А. Б. Дашкевич</b> — Повышение эффективности использования электрической энергии в электротранспорте . . . . . 15</p> <p><b>В. С. Хвостов</b> и <b>Я. И. Гаврилов</b> — Вагон метрополитена с импульсным регулированием скорости при пуске и торможении . . . . . 19</p> <p><b>М. И. Дубровин</b> и <b>А. В. Севрюгов</b> — Анализ переходных процессов в преобразовательных системах с нелинейными индуктивностями . . . . . 25</p> <p><b>В. М. Колесников</b> — Обратимые преобразователи и некоторые вопросы теории вентильных схем . . . . . 30</p> <p><b>Э. М. Аптер</b> — Выбор нагрузок тиристорных в мощных преобразователях с использованием статистико-вероятностных методов . . . . . 37</p> <p><b>И. М. Постников</b> — Приближенный метод определения экономических удельных нагрузок и размеров трансформатора . . . . . 40</p> <p><b>Д. А. Каплан</b> и <b>Е. Л. Тополянский</b> — Электрические характеристики трансформаторной масляной изоляции при воздействии постоянного напряжения . . . . . 45</p> <p><b>М. А. Аронов, В. П. Ларионов</b> и <b>А. Ф. Харченко</b> — Исследование поверхностных частичных разрядов при переменном напряжении . . . . . 50</p> <p><b>Я. М. Вакар</b> — К созданию быстродействующих реле сопротивления . . . . . 54</p> <p><b>М. А. Боровиков</b> и <b>А. П. Инешин</b> — Способ коррекции систем автоматического регулирования . . . . . 59</p>	<p><b>Ю. Н. Эрих</b> — Зависимость параметров электромагнита от расположения катушек на магнитопроводе . . . . . 63</p> <p><b>В. Н. Гурницкий</b> — О выборе электромагнитов постоянного тока . . . . . 66</p> <p><b>З. И. Фур</b> — О неиспользованных возможностях баллистического метода измерений . . . . . 71</p> <p><b>А. А. Куликов</b> — Математическое моделирование электромагнитных процессов в системах с индукционной катушкой и транзисторным ключом . . . . . 76</p> <p><b>ИЗ ОПЫТА РАБОТЫ</b></p> <p><b>Г. Г. Рогозин</b> и <b>А. М. Ларин</b> — Определение частотных характеристик турбогенераторов по переходным функциям, получаемым в опытах ударного возбуждения и гашения поля . . . . . 80</p> <p><b>В. С. Гончар, В. В. Каплан, В. М. Нашатырь</b> и <b>Э. И. Янчус</b> — О воспроизведении при синтетических испытаниях стандартных кривых восстанавливающегося напряжения для выключателей на 330—750 кВ . . . . . 83</p> <p><b>В. Л. Фабрикант</b> — Получение релейных измерительных органов сравнением мгновенных значений нескольких электрических величин . . . . . 85</p> <p><b>СООБЩЕНИЯ</b></p> <p><b>А. И. Якобс</b> и <b>В. М. Мишкин</b> — Расчет сопротивления вертикальных стержневых заземлителей, работающих в «многослойной земле» . . . . . 89</p> <p><b>М. Х. Захар-Иткин</b> и <b>А. А. Фролкин</b> — Погрешности измерений высокочастотных параметров на входе линии электропередачи . . . . . 90</p> <p><b>И. В. Павлов</b> и <b>Л. И. Евминов</b> — Определение степени усиления гармоник тока электровозов в тяговых сетях . . . . . 92</p> <p><b>ХРОНИКА</b> . . . . . 94</p>
---	--



# CONTENTS

<p>Calculating the Current State of an Electric Power System as a Nonlinear Programming Problem — <b>A. Z. Gamm</b> . . . . . 1</p> <p>Comparing Algorithms for Load Distribution with Account Taken of Changes in the State of the Power System When Solving the Problem — <b>V. D. Ilyin, B. N. Kurov</b> . . . . . 7</p> <p>Algorithms for Calculating the Steady State of Large Power Systems — <b>H. F. Fazilov, I. L. Briskin, T. H. Nasirov</b> . . . . . 11</p> <p>Improving the Effectiveness of Electric Power Utilization in Transportation — <b>A. B. Dashkevitch</b> A Subway Car with Pulse Speed Regulation During Starting and Stopping — <b>V. S. Khvostov, J. I. Gavrilov</b> . . . . . 15</p> <p>Analysis of Transients in Converter Systems with Nonlinear Inductances — <b>M. I. Dubrovin, A. V. Sevriugov</b> . . . . . 19</p> <p>Reversible Converters and Some Topics on Rectifier Circuit Theory — <b>V. M. Kolesnikov</b> . . . . . 25</p> <p>Selecting Thyristor Loads in Large Converters With the Aid Statistics and Probability Techniques — <b>E. M. Apter</b> . . . . . 30</p> <p>An Approximate Method for Determining the Specific Economic Loading and Dimensions of a Transformer — <b>I. M. Postnikov</b> . . . . . 37</p> <p>The Electrical Characteristics of Oil Barrier Transformer Insulation When a D. C. Voltage is Applied — <b>D. A. Kaplan, E. L. Topolianski</b> . . . . . 40</p> <p>A Study of Partial Surface Discharges for an A. C. Voltage — <b>M. A. Aronov, V. P. Larionov, A. F. Harchenko</b> . . . . . 45</p> <p>On Creating High-speed Distance Relays — <b>J. M. Vakar</b> A Method for Correcting Automatic Control Systems — <b>M. A. Borovikov, A. P. Ineshin</b> . . . . . 50</p>	<p>How the Parameters of an Electromagnet Depend on the Positioning of the Coils the Magnetic Circuit — <b>U. N. Erich</b> . . . . . 63</p> <p>Selection of D. C. Electromagnets — <b>V. N. Gurnitski</b> Unused Possibilities of the Ballistic Method of Measurement — <b>Z. I. Fur</b> . . . . . 66</p> <p>Mathematical Simulation of Electromagnetic Processes in Systems with an Induction Coil and Transistor Switch — <b>A. A. Kulikov</b> . . . . . 71</p> <p><b>FROM OPERATING EXPERIENCE</b></p> <p>Determining the Frequency Characteristics of Turbogenerators on the Basis of Transfer Functions Obtained From Impact Excitation and Field Damping Tests — <b>G. G. Rogozin, A. M. Larin</b> . . . . . 80</p> <p>Reproduction of Standard Recovery Voltage Waves During Synthetic Tests on 330—750 kV Breakers — <b>V. S. Gonchar, V. V. Kaplan, V. M. Nashatir, E. I. Yanchus</b> . . . . . 83</p> <p>Obtaining Relay Measuring Elements Through Comparison of the Instantaneous Values of Several Electrical Quantities — <b>V. L. Fabrikant</b> . . . . . 85</p> <p><b>REPORTS</b></p> <p>Calculating the Resistance of Vertical Grounding Rods in «Multilayer Earths» — <b>A. I. Jacobs, V. M. Mishkin</b> . . . . . 89</p> <p>Errors in Measuring H. F. Parameters at the Input of a Transmission Line. — <b>M. H. Zakhar-Itkin, A. A. Frolkin</b> . . . . . 90</p> <p>Determining the Amplification of Electric Locomotive Current Harmonics in Traction Circuits — <b>I. V. Pavlov, L. I. Evminov</b> . . . . . 92</p> <p><b>CHRONICLE</b> . . . . . 94</p>
---	--





**Оценка текущего состояния электроэнергетической системы как задача нелинейного программирования**

Гамм А. З.

«Электричество», 1972, № 9

Рассматривается задача оценки текущих значений параметров электроэнергетической системы (ЭЭС) по данным измерительных приборов, показания которых содержат погрешности. Показывается, что получение оптимальных оценок сводится к задаче нелинейного программирования, минимизируемая функция, в которой — квадратичная форма отклонения оценок от замеров, а ограничениями являются точные уравнения режима ЭЭС и неравенства, определяющие априорную область изменения параметров. Приводятся соотношения необходимого числа замеров и числа уравнений математической модели режима, а также выражения, позволяющие указать доверительные интервалы полученных оценок. Полученные результаты дают возможность существенно уточнить исходную информацию при управлении ЭЭС, обнаруживать неисправные приборы, оптимально размещать измерительные приборы в системе. Табл. 1. Библ. 13.

УДК 621.311.016

**Сравнение алгоритмов распределения нагрузок с учетом изменения состояния энергосистемы при реализации решений**

Ильин В. Д., Куров Б. Н.

«Электричество», 1972, № 9

Показано, что учет возможного изменения состояния энергосистемы при реализации решений может привести к ошибочным выводам. Приведена схема сравнения, реализованная в виде комплекса программ на Фортране-4. Анализ результатов, полученных на ЦВМ «Система 4-70» (фирма ICL) применительно к реальной энергосистеме, показывает существенную зависимость результатов от исходной информации, используемой при сравнении, и от возможного изменения состояния объекта управления при реализации решений. Илл. 2. Библ. 2.

УДК 621.311.1.001.24

**Алгоритмы расчетов установившихся режимов больших электрических систем**

Фазылов Х. Ф., Брискин И. Л.,

Насыров Т. Х.

«Электричество», 1972, № 9

Рассматриваются алгоритмы расчетов больших электрических систем, основанные на делении большой системы на подсистемы. Отмечается, что при задании граничных условий в виде токов и потоков мощности обнаруживается неадекватность свойств решений уравнений установившегося режима подсистем и системы в целом. Предлагается задание граничных условий в виде эквивалентного балансирующего узла и соответствующий алгоритм расчета, базирующийся на уравнении с матрицей узловых сопротивлений. Илл. 4. Библ. 9.

УДК 621.33:621.311.1.004.18

**Повышение эффективности использования электрической энергии на тягу поездов**

Дашкевич А. Б.

«Электричество», 1972, № 9

На основе множественной корреляции устанавливается количественная зависимость между технологическими параметрами электроваза и величиной удельного расхода электрической энергии.

Приводится балльная оценка электроваза в зависимости от его технического состояния и на основании этого производится энергетическая оценка рассматриваемого электроваза. Представлена диаграмма, по которой определяется эффективность использования электрической энергии и дается экономическая оценка. Табл. 1. Илл. 4.

УДК 621.314

**Обратимые преобразователи и некоторые вопросы теории вентильных схем**

Колесников В. М.

«Электричество», 1972, № 9

Рассматриваются обратимые преобразователи (ОП), обеспечивающие без переключения схемы и изменения полярности источников питания, работу в стабилизированном режиме независимого (автономного) инвертора, зависимого инвертора, преобразователя частоты, выпрямителя и т. п.

Анализируются различные модификации ОП, дается сравнительный анализ и результаты теоретического и экспериментального исследования. Илл. 6. Библ. 7.

УДК 621.314.21.001.24

**Приближенный метод определения экономических удельных нагрузок и размеров трансформатора**

Постников И. М.

«Электричество», 1972, № 9

Получены общие закономерности изменения массы, стоимости и годовых затрат стали и обмоток трансформатора в функции геометрического параметра  $\beta$  — отношения средней длины витка к высоте обмотки, индукции  $B$  и плотности тока  $J$  с целью определения значений  $\beta$ ,  $B$  и  $J$  по условиям минимума массы, стоимости и полных затрат. По-

казана также целесообразность оптимизации в функции  $B$ ,  $J$  и  $A$ , где  $A$  — линейная нагрузка одной обмотки. Получена формула для экономической плотности тока.

Для уточнения экономических расчетов в статье указывается на необходимость уточнения коэффициентов, входящих в уравнение стоимости и полных затрат. Табл. 1. Илл. 3. Библ. 4.

УДК 621.317.333.6:621.314.21

**Электрические характеристики трансформаторной маслобарьерной изоляции при воздействии постоянного напряжения**

Каплан Д. А., Тополянский Е. Л.

«Электричество», 1972, № 9

Рассмотрена электрическая прочность маслобарьерной изоляции при воздействии постоянного напряжения. Испытания проведены на моделях трансформаторной изоляции с различным конструктивным выполнением при изменении длительности приложения, полярности напряжения и температуры масла. Приведены расчетные напряженности в слоях изоляции, определенные с учетом зависимости удельных объемных сопротивлений изоляционных материалов от напряженности поля. Табл. 1. Илл. 6. Библ. 7.

УДК 621.317.333.6

**Исследование поверхностных частичных разрядов при переменном напряжении**

Аронов М. А., Ларионов В. П.,

Харченко А. Ф.

«Электричество», 1972, № 9

Приводятся результаты исследования поверхностных частичных разрядов (ПЧР) в воздухе электрическим, оптическим и электрографическим методами. Объект исследования — промежуток «игла — диэлектрик — плоскость».

Анализируются и сравниваются электрические и оптические сигналы единичных импульсов ПЧР. Делается вывод о том, что оптический метод с использованием ФЗУ дает более верную количественную характеристику единичных импульсов ПЧР, чем электрический метод регистрации. Илл. 5. Библ. 6.

УДК 621.316.925.45

**К созданию быстродействующих реле сопротивления**

Вакар Я. М.

«Электричество», 1972, № 9

Принцип действия быстродействующих реле сопротивления должен обеспечить правильную работу реле в переходном режиме. Приводится описание направленного реле сопротивления, с тетрагональной характеристикой правильно действующего в переходном режиме. Дается подробный анализ влияния аperiodической составляющей в токе короткого замыкания на искажение характеристики реле. Илл. 7. Библ. 6.

УДК 621.318.3.001.24

**Зависимость параметров электромагнита от расположения катушек на магнитопроводе**

Эрих Ю. Н.

«Электричество», 1972, № 9

Рассматривается зависимость параметров статических электромагнитов от расположения катушек на магнитопроводе и конфигурации магнитной цепи при различных значениях  $n$ .

Приводятся графики экспериментальных данных и проводится сравнительная оценка рассматриваемых электромагнитов. Илл. 4. Библ. 1.

УДК 621.318.3:621.3.024

**О выборе электромагнитов постоянного тока**

Гурпидский В. Н.

«Электричество», 1972, № 9

На основе экспериментальных зависимостей работоспособности электромагнитов постоянного тока с типовыми магнитопроводами и кривых плотности тока в бескаркасных катушках, а также благодаря введению понятия структурного фактора, разработана методика выбора типа и размеров магнитной цепи и обмоточных данных электромагнита. Приводится характеристика эффективности применения изоляционных материалов различных классов теплостойкости. Табл. 8. Илл. 6. Библ. 6.

УДК 621.317.1

**О неиспользованных возможностях баллистического метода измерений**

Фур З. И.

«Электричество», 1972, № 9

Показано, что баллистический метод измерений — электрического заряда баллистическим гальванометром и импульса силы баллистическим маятником — является более общим и позволяет измерять другие величины.

Изложена общая теория метода, показана возможность измерения энергии электрического импульса, решен вопрос о влиянии формы и длительности импульса на результат измерения, показана возможность точного измерения при любой форме и длительности импульса. Табл. 1. Илл. 2. Библ. 4.

**РЕДАКЦИОННАЯ КОЛЛЕГИЯ:**

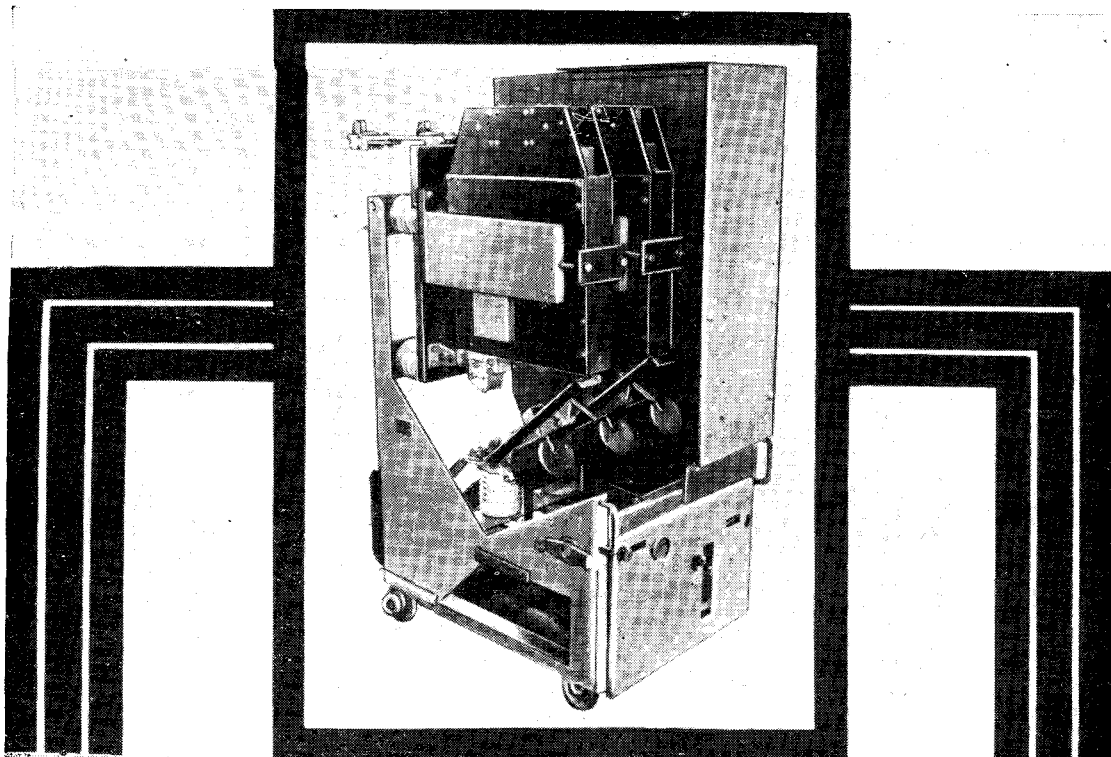
В. В. Афанасьев, А. И. Бертинов, В. Г. Бирюков, В. А. Веников, И. С. Ефремов,

Д. Г. Жимерин, А. М. Залесский, П. М. Ипатов, М. П. Костенко, Л. Г. Мамиконянц (зам. главного редактора), Л. Р. Нейман, И. И. Петров, С. И. Рабинович, Д. В. Разевиг (главный редактор), А. М. Федосеев, М. Г. Чиликин, А. С. Шаталов.

Адрес редакции: Москва, Б. Черкасский пер., 2/10. Телефон 294-24-80.

Почтовый адрес: Москва, Главный почтамт, абонентный ящик № 648.

Адрес для телеграмм: МОСКВА, ЭЛЕКТРИЧЕСТВО



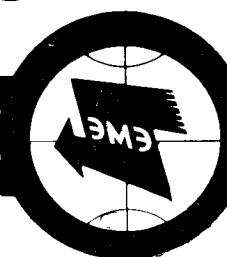
## **ВЫСОКОВОЛЬТНЫЕ ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫЕ ТРЕХПОЛЮСНЫЕ ВЫКЛЮЧАТЕЛИ**

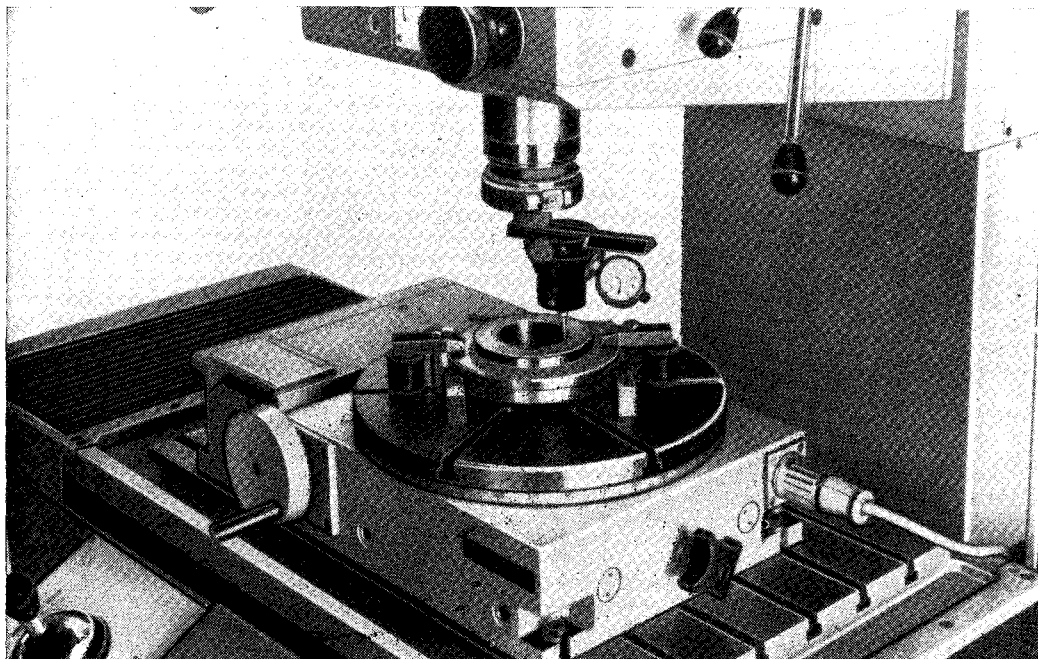
### **ТИПА ВЭМ-6; ВЭМ-10**

предназначены  
для коммутационных операций в сетях переменного тока  
применяются  
в комплектно-распределительных устройствах и как  
самостоятельные коммутационные аппараты  
изготавливаются  
на напряжения 6 и 10 кВ, номинальные токи до 2000 А  
отличаются  
взрывобезопасностью и пожаробезопасностью, что обусловлено отсутствием масла в выключателе;  
сниженным уровнем коммутационных перенапряжений;  
большим допустимым числом коммутационных операций без ревизии и ремонта  
Экономически эффективны, значительно снижают общие эксплуатационные расходы

Экспортер: В/О «Энергомашэкспорт»  
СССР, Москва, В-330  
Мосфильмовская 35

# **ENERGOMASHEXPORT**

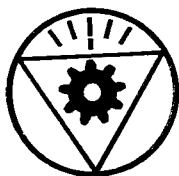




Точнейшие угловые деления служат предпосылкой высокого качества в станкостроении и машиностроении. Наш новый оптический круговой делительный стол 315 благодаря высокой точности отсчета и установке при большой допустимой нагрузке является первоклассным прибором для осуществления угловых делений и контроля. Так как элементы конструкции, подлежащие механической нагрузке, не участвуют непосредственно в делительном процессе, то они никакого влияния на точность угловых делений не оказывают. Цифровой проекционный индикатор гарантирует безошибочный отсчет.

Цена деления шкалы равна 1''.

Устройство для предварительного набора минут и секунд позволяет установить очередной требующийся угловой шаг уже во время проходящего рабочего процесса.



**Народное предприятие «Карл Цейсс Йена»  
Германская Демократическая Республика**

Запросы на проспекты и их копии просим направлять по адресу: Москва, К-31, Кузнецкий мост, 12, Отдел промышленных каталогов ГПНТБ.

Заявки на приобретение товаров иностранного производства направляются организациями министерствам и ведомствам, в ведении которых они находятся.