

УДК 621.311.16

Выбор оптимального состава агрегатов станций энергосистемы

Канд. техн. наук Д. А. АРЗАМАСЦЕВ и инж. В. П. ОБОСКАЛОВ

Уральский политехнический институт

Задача выбора оптимального состава агрегатов станций энергосистемы при формулировке ее в терминах математического программирования является многоэкстремальной, целочисленной и нелинейной. Для подобных задач пока нет общего и практически приемлемого метода отыскания глобального экстремума функционала оптимальности, под которым в данном случае понимаются затраты на топливо для избранного расчетного отрезка времени T_p . Положение, кроме того, осложняется большим числом независимых переменных при постановке задачи для энергосистемы в целом. Для облегчения задачи можно рекомендовать так называемый двухэтапный метод решения. На первом этапе ставится цель наибольшего сокращения числа независимых переменных. Для этого предлагается подоптимизация, опирающаяся на идею экономических интервалов мощности [Л. 1 и 2]. Сразу же оговорим, что принцип рассмотренного ниже приема был в несколько ином виде использован ранее [Л. 3]. Для каждой фиксированной рабочей мощности станции всегда можно указать оптимальный состав нагруженных агрегатов. Тогда для всего располагаемого диапазона рабочей мощности станции удастся найти оптимальные (в данном смысле) расходы станции как функцию ее рабочей мощности, каждой точке которой соответствуют определенные номера загруженных агрегатов. Представляя каждую станцию такой характеристикой и тем самым исключая агрегаты и их параметры из числа переменных, можно для каждой нагрузки системы любым известным методом указать рабочую мощность станции, что однозначно определяет состав нагруженных агрегатов. После просмотра графика нагрузки системы для всего отрезка T_p , выявляются те агрегаты, которые всю-

ду на T_p должны работать. Они образуют группу неотключаемых агрегатов и могут быть исключены из дальнейшего рассмотрения. Аналогичный вывод можно сделать для агрегатов, простаивающих на всем отрезке T_p .

В реальных условиях эксплуатации разница между нагрузками системы и располагаемыми мощностями станций часто бывает невелика и, следовательно, число исключаемых агрегатов значительно. Это существенно уменьшает множество подлежащих дальнейшему рассмотрению допустимых состояний системы, однако не устраняет многоэкстремальности задачи.

На втором этапе имеется две возможности решения. Первая из них основана на замене многоэкстремального функционала на одноэкстремальный. Однако в данном случае нет гарантии от такого существенного искажения функционала, что решение может оказаться далеким от оптимального. Впрочем, это является самостоятельной и сложной задачей и здесь не рассматривается. Вторая возможность заключается в использовании какого-либо метода решения многоэкстремальных задач. Одним из них является хорошо известный и довольно продуктивно работающий метод покоординатного спуска [Л. 4]. Однако спуск по каждой координате в условиях рассматриваемой задачи сопряжен со своеобразными трудностями, которые можно преодолеть при помощи изложенного ниже метода направленного перебора.

Сущность метода, применяемого на втором этапе, заключается в следующем.

Все агрегаты группируются по однотипности. Каждая из таких групп представляет координату спуска. Определив при спуске по координате субоптимальный состав работающих агрегатов этой

группы, переходят к спуску по второй координате и так до просмотра всех координат. Такой спуск образует цикл. Многократное повторение циклов доставляет искомым оптимальный план, когда разница в значениях двух соседних циклов не станет меньше любого наперед заданного ε . Необходимо отметить, что такой процесс является сходящимся, так как после каждого цикла мы имеем уменьшение функционала, и это уменьшение ограничено снизу.

В покоординатном спуске имеет значение выбор последовательности координат, однако в настоящее время нет общего регулярного метода выбора ее оптимальным образом. Как показали некоторые предыдущие исследования, для этой цели практически довольно успешно используются два примерно равноценных способа, основанные на сопоставлении либо номинальных мощностей [Л. 5], либо минимальных удельных расходов [Л. 6] агрегатов различных групп. Разумеется, этим не накладывается запрет и на какие-либо другие способы. Повидимому, лучшая очередность для каждой энергосистемы может быть выяснена методом их предварительных сравнений.

Теперь рассмотрим метод спуска по координате, поставив задачу определения наивыгоднейшего состава работающих агрегатов внутри группы и не накладывая каких-либо удерживающих ограничений на вид характеристик пусковых расходов $\Pi(\tau)$, как функций времени предшествующего простоя t . Для графика нагрузки системы используем кусочно-постоянную аппроксимацию с равными интервалами постоянства Δt , приняв в некоторой системе относительных единиц $\Delta t = 1$.

Суть упомянутого выше метода направленного перебора заключается в следующем.

Пусть имеется ряд моментов времени $(0, 1, \dots, t, \dots, T_p)$. В каждый из них задается множество допустимых состояний системы.

Упорядоченная совокупность состояний, в которых система может последовательно бывать в течение расчетного отрезка времени, образует допустимый план состояний (режим). На множестве планов определен функционал. План, реализующий минимум функционала, называется оптимальным и строится поэтапно.

В каждый момент времени t для всех j определяется оптимальный план (j, t) , конечным состоянием системы в котором является (j, t) . Такой план строится на базе множества ранее полученных (i, z) , $z < t$ по функциональному уравнению, являющемуся математическим выражением алгоритма решения поставленной задачи.

Затем отыскиваются $(k, t+1)$ для всех k и так до конца T_p , после чего будет определен искомым план.

В одном частном случае, когда выбор состояния на отрезке $[t, t+1]$ не зависит от способа перехода в состояние момента t , применим алгоритм глобального перебора [Л. 7], реализующий метод динамического программирования.

Пусть в промежутке между периодами совместной работы двух однотипных агрегатов имеются чередующиеся интервалы работы только одного из

них и простоя обоих. В этом случае все переключения выгодно производить на одном и том же агрегате (доказательство дано в приложении 1).

Тогда можно предложить следующий порядок включения и отключения для группы однотипных агрегатов. Агрегат, включенный позднее, отключается раньше, а отключенный раньше включается позднее. С введением такой очередности для группы из n агрегатов можно указать $n+1$ состояний. Эти состояния можно пронумеровать по числу включенных агрегатов.

Примем следующие обозначения:

$f_{j,t}$ — затраты на топливо в системе за отрезок времени $[t, t+1]$, при условии, что на этом отрезке работают j агрегатов группы. Если при данном (j, t) нарушаются режимные ограничения, то на функцию $f_{j,t}$ накладывается штраф, т. е. $f_{j,t} = A$, где A — сколь угодно большая величина. $\Phi_{j,t}$ — затраты на топливо в системе за $[0, t]$, соответствующие оптимальному плану (j, t) . $\theta_{i,t}^i$ — длительность простоя агрегата i при оптимальном плане (j, t) .

Рассмотрим составление функционального уравнения группы n однотипных агрегатов.

Оптимальный план $(0, t+1)$ проходит через одну из точек (j, t) , $j=0, 1, \dots, n$, т. е. на интервале $[t, t+1]$ включены j агрегатов с последующим их отключением в конце интервала. Так как расход топлива на $[0, t+1]$ равен сумме расходов на интервалах $[0, t]$ и $[t, t+1]$, то $\Phi_{0,t+1}$ можно определить следующим функциональным уравнением:

$$\Phi_{0,t+1} = \min \{ \Phi_{j,t} + f_{j,t}, j=0, 1, \dots, n \}.$$

Пусть $\Phi_{0,t} + f_{0,t} = \min$. Перейдем к определению $\Phi_{1,t+1}$. Для того, чтобы в момент времени $t+1$ находился во включенном состоянии только один агрегат, необходимо, чтобы на $[t, t+1]$ либо были включены $j (j=1, 2, \dots, n)$ агрегатов при последующем отключении всех, кроме первого, либо все агрегаты были отключены с последующим пуском первого. Заметим, что в последнем случае необходимо учитывать такие переходы в $(1, t+1)$ через $(0, t)$, при которых время простоя первого агрегата меньше чем $\theta_{0,t}^1 + 1$.

Приняв допущение о том, что отключение агрегатов не сопряжено с какими-либо затратами и учитывая, что переход из (j, t) в $(j+1, t)$ связан с пуском агрегата, можно убедиться в справедливости неравенства:

$$\Phi_{j,t} \geq \Phi_{j+1,t}, j > 1.$$

Следовательно, при определении $\Phi_{1,t+1}$ нужно рассмотреть переходы из точек $(1, z)$ в точку $(1, t+1)$ через отключенное состояние на $[z, t+1]$ для всех z , удовлетворяющих условию $(t - \theta_{0,t}^1) \leq z \leq t$.

Оптимальный план $(m, t+1)$ может проходить либо через (j, t) , $j \geq m$, при этом $\Phi_{m,t+1} = \Phi_{j,t} + f_{j,t}$, либо через $(m-1, t+1)$. Одним из возможных переходов через точку $(m-1, t+1)$ может быть $(m-1, t+1)$ с последующим пуском агрегата m , но тогда его пусковые затраты будут составлять $\Pi(\theta_{m-1,t+1}^m)$.

Естественно, нужно дополнительно рассмотреть такие переходы через $(m-1, t+1)$, при которых время простоя агрегата m к моменту его пуска меньше $\theta_{m-1, t+1}^m$. Это возможно в случае, когда данный переход осуществляется через состояние с номером m позднее, чем оптимальный переход $(m-1, t+1)$. Нетрудно заметить, что в число рассматриваемых переходов нужно включить лишь оптимальные планы (m, z) , $z = t+1 - \theta_{m-1, t+1}^m, \dots, t$ с последующим оптимальным переходом из точки (m, z) в точку $(m, t+1)$, которые обозначим $(m, z \rightarrow m, t+1)$. Последние выбираются из совокупности переходов, не проходящих через состояния, номера которых равны или больше m . Отсюда можно составить уравнение:

$$\begin{aligned} \Phi_{m, t+1} &= \min \{ \Phi_{jt} + f_{jt}; \Phi_{m-1, t+1} + \Pi(\theta_{m-1, t+1}^m); \\ \Phi_{m, z} + f(m-1, z \rightarrow m-1, t+1) + \Pi(t-z+1); \\ j &= m, \dots, n; z = t+1 - \theta_{m-1, t+1}^m, \dots, t \}, \quad (1) \end{aligned}$$

где расход топлива $f(m-1, z \rightarrow m-1, t+1)$, соответствующий $(m-1, z \rightarrow m-1, t+1)$, можно определить рекуррентным соотношением:

$$\begin{aligned} f(m-1, z \rightarrow m-1, t+1) &= \\ &= \min \{ f(m-1, z \rightarrow m-1, r) + \\ &+ f(m-1, r \rightarrow m-1, t+1); \\ f(m-2, z \rightarrow m-2, t+1) + \Pi(t-z+1), \\ r &= z+1, \dots, t; \\ f(1, t \rightarrow 1, t+1) &= \min \{ f_{1, t}; f_{0, t} + \Pi(1) \}. \end{aligned}$$

Приведенное функциональное уравнение, сведя многопараметрическую задачу к однопараметрической, решает задачу об определении наивыгоднейшего состава работающего оборудования для группы агрегатов с заданной очередностью включения и отключения.

Реализация такого уравнения на ЭЦВМ встречает значительные трудности из-за большого объема запоминаемых величин. Поэтому немаловажное значение имеет аппроксимация характеристики пускового расхода линейной или кусочно-линейной функцией.

При линейности пусковых расходов $\Pi(\tau) = \alpha\tau$ можно показать (приложение 2), что

$$\begin{aligned} f(m-1, z \rightarrow m-1, t+1) &= \\ &= \sum_{r=z}^t f(m-1, r \rightarrow m-1, r+1) \end{aligned}$$

и тогда функциональное уравнение (1) принимает вид:

$$\begin{aligned} \Phi_{m, t+1} &= \min \{ \Phi_{jt} + f_{jt}; \Phi_{m-1, t+1} + \alpha\theta_{m-1, t+1}^m; \\ \Phi_{m, t} + f(m, t \rightarrow m, t+1), j &= m, \dots, n \}. \quad (2) \end{aligned}$$

Это уравнение подтверждает правильность сделанного ранее предположения [Л. 3] о том, что в случае $\Pi(\tau) = \alpha\tau$ вопрос об экономичности останова и пуска агрегата не зависит от длительности его простоя.

В общем случае каждый агрегат может находиться в одном из трех состояний: рабочем (p, t) , холостого хода (x, t) и полного останова (o, t) . Примем условие, что переход от холостого хода в рабочее состояние не сопряжен с какими-либо затратами. Тогда для одного агрегата функциональное уравнение (2) запишется в следующем виде:

$$\Phi_{p, t+1} = \Phi_{p, t} + \min \{ f_{p, t}; f_{x, t}; f_{o, t} + \alpha \}. \quad (3)$$

Если принять допущение о неизменности относительного прироста системы при изменении состояния агрегата, то из уравнения (3) можно установить следующий необходимый и достаточный критерий выгодности состояния агрегата.

1. Агрегат должен быть остановлен, если относительный прирост системы и часовой прирост пусковых затрат равны:

$$\epsilon_c = \epsilon_i < \frac{B_i - \alpha_i}{P_i}; \quad \alpha_i < B_{xi}, \quad (4)$$

где B_i и P_i — затраты на топливо и мощность агрегата i , соответствующие относительному приросту агрегата ϵ_i ; B_{xi} — часовые затраты на холостой ход этого агрегата.

2. Агрегат i должен работать на холостом ходу, если

$$\epsilon_c = \epsilon_i < \frac{B_i - B_{xi}}{P_i}; \quad \alpha_i \geq B_{xi}. \quad (5)$$

3. Агрегат должен быть в рабочем состоянии, если не выполняются условия (4) и (5).

Выражение (4) совпадает с критерием выгодности останова агрегата, полученным в [Л. 3]. Как показано выше, этот критерий является необходимым, но не достаточным.

Значение относительного прироста ϵ_i , при котором

$$\epsilon_i = \begin{cases} \frac{B_i - \alpha_i}{P_i}, & \alpha_i < B_{xi}, \\ \frac{B_i - B_{xi}}{P_i}, & \alpha_i \geq B_{xi} \end{cases}$$

назовем критическим ϵ_{hi} .

Можно предложить следующий наиболее экономичный способ выбора агрегатов, подобный описанному в [Л. 6].

Все агрегаты располагаются в порядке убывания ϵ_{hi} . Подсчитывается относительный прирост системы в данный момент. Если его величина будет больше ϵ_{hi} некоторых агрегатов, то они включаются в порядке возрастания ϵ_{hi} . После каждого включения подсчитывается новый относительный прирост системы ϵ_c .

Затем определяются агрегаты, ϵ_{hi} которых будут больше ϵ_c и производится их отключение ($\alpha_i < B_{xi}$) или перевод на холостой ход ($\alpha_i \geq B_{xi}$) в порядке убывания ϵ_{hi} с определением ϵ_c после каждого отключения.

Если пусковые расходы не зависят от времени простоя агрегата $\Pi(\tau) = \Pi$, то уравнение (1) представит в следующем виде:

$$\Phi_{m, t+1} = \min \{ \Phi_{jt} + f_{jt}; \Phi_{m-1, t+1} + \Pi, j = m, \dots, n \}.$$

В таком виде оно соответствует схеме динамического программирования.

Специально выполненные расчеты показывают, что в случае аппроксимации пусковой характеристики кусочно-линейной функцией вида

$$P(\tau) = \begin{cases} \alpha\tau, & 0 \leq \tau < \beta/\alpha; \\ \beta, & \tau \geq \beta/\alpha, \end{cases}$$

при достаточно больших β/α для оптимизации можно использовать функциональное уравнение (2). Ошибка при этом незначительна.

Известно, что частые пуски изнашивают включаемые агрегаты. Затраты на износ можно учесть прибавлением к пусковым расходам постоянной составляющей, эквивалентной износу.

Определение величины такой составляющей требует специального статистического исследования, в проверочных расчетах она выбиралась эмпирически.

Предлагаемый метод позволяет учесть не только пусковые затраты, но и длительности пусков и остановов. При этом под τ понимается длительность промежутка времени между моментом начала разгрузки для останова и моментом полного окончания пуска агрегата. Этот промежуток разбивается на три части: время останова ξ , длительность простоя ω и время пуска $T(\omega)$. Приняв $P(\tau) = P(\omega)$ при условии

$$\xi + \omega + T(\omega) = \tau,$$

учитываются ξ и $T(\omega)$. Для некоторых агрегатов пуск недопустим, если время простоя $a_1 \leq \omega \leq a_2$. Это ограничение нетрудно учесть, если при данном ω принять $P(\omega) = A$, где A — сколь угодно большое число.

За счет того, что агрегат при пуске несет некоторую часть нагрузки, имеет место экономия затрат на топливо $\mathcal{E}_\pi$. С ее учетом суммарные пусковые расходы будут:

$$P(\omega) = P'(\omega) - \mathcal{E}_\pi,$$

где $P'(\omega)$ — затраты на топливо с момента начала пуска агрегата до момента, когда агрегат будет загружен соответственно требованиям экономичности работы системы. Аналогичные выводы можно сделать относительно учета изменения мощности агрегата при останове. В этом случае будет иметь место экономия затрат на топливо, которую можно отнести к пусковым расходам как постоянную составляющую.

Приложение 1. Пусть в промежутке C между периодами совместной работы двух однотипных агрегатов имеется m чередующихся интервалов работы только одного агрегата и простоя обоих. Длительность каждого интервала k равна

$$t_k \left(C = \sum_{k=1}^m t_k \right). \text{ Покажем, что если все переключения произ-}$$

водить на одном и том же агрегате, то это обеспечит расход топлива не больший, чем в любом другом случае. Доказательство этого положения выполним на основе принципа оптимальности.

Так как агрегаты однотипны, то их планы определяются из условия максимальной экономии пусковых расходов. Без нарушения общности примем, что на первом интервале работает один агрегат, а на последнем оба остановлены. Пусковые расходы отнесем к тому интервалу, в конце которого производится включение. При оптимальном плане на интерва-

лах 1, 2, ..., $m-3$ план на интервалах $m-2$, $m-1$, m определяется из условия минимума суммарных пусковых расходов на всем промежутке C . При этом возможны два варианта: 1) на интервале $m-1$ работает тот агрегат, который работал на интервале $m-3$ и 2) на интервале $m-1$ работает агрегат, который не работал на интервале $m-3$.

Очевидно, что в последнем случае этот агрегат к моменту его пуска имеет время простоя $\theta \geq \sum_{i=m-4}^{m-2} t_i$. Обозначим через

$P_\Sigma^{(m)}$ суммарные пусковые расходы при оптимальном плане на интервалах 1, 2, ..., m . Учитывая, что пусковые расходы первого агрегата $P_1(\tau)$ равны пусковым расходам второго $P_2(\tau)$ при одинаковой длительности простоя, индексы при $P_i(\tau)$, $i=1, 2$, можно опустить и тогда получим:

$$P_\Sigma^{(m)} = \min \{ P_\Sigma^{(m-3)} + P(t_{m-2}) + P(\theta + t_{m-1} + t_m) + P(t_m); P_\Sigma^{(m-3)} + P(\theta) + P(t_{m-2} + t_{m-1} + t_m) + P(t_m) \}.$$

Пусковой расход $P(\tau)$ обычно имеет экспоненциальный характер, поэтому учитывая, что $\theta \geq \sum_{i=m-4}^{m-2} t_i$ можно записать:

$$P(t_{m-2} + t_{m-1} + t_m) - P(t_{m-2}) \geq P(\theta + t_{m-1} + t_m) - P(\theta).$$

Из этого следует, что при оптимальном плане на интервале $(m-1)$ должен быть включен именно тот агрегат, который работал на интервале $(m-3)$. Легко видеть, что это положение, доказанное для $m=3$, может быть распространено и для любых других конечных m . Таким образом, можно сделать следующий вывод: если в промежутке C имеются чередующиеся интервалы работы только одного агрегата и простоя обоих, то с точки зрения экономии пусковых затрат выгодно все переключения производить на одном и том же агрегате.

Приложение 2. Если рассматривать множество переходов из точки (k, z) в точку (k, t) , не проходящих через состояния, имеющие номер $l \geq k$, то при сделанных допущениях о линейности характеристики пусковых расходов $P(\tau) = \alpha\tau$ для оптимальной траектории $(k, z \rightarrow k, t)$, справедливо свойство аддитивности, т. е.

$$(k, z \rightarrow k, t) = \sum_{r=z}^{t-1} (k, r \rightarrow k, r+1). \quad (\text{П-1})$$

Так как суммарный расход топлива складывается из расходов топлива на элементарных участках, то из уравнения (П-1) следует:

$$f(k, z \rightarrow k, t) = \sum_{r=z}^{t-1} f(k, r \rightarrow k, r+1) \quad (\text{П-2})$$

и обратно: из второго уравнения следует первое.

Докажем справедливость (П-2). Расход топлива при оптимальном переходе $(1, t-2 \rightarrow 1, t)$ будет равен:

$$f(1, t-2 \rightarrow 1, t) = \min \{ f(1, t-2 \rightarrow 1, t-1) + f(1, t-1 \rightarrow 1, t); f_0, t-2 + f_0, t-1 + 2\alpha \}.$$

Однако,

$$f(1, t-2 \rightarrow 1, t-1) = \min \{ f_1, t-2; f_0, t-2 + \alpha \}.$$

Кроме того,

$$f(1, t-1 \rightarrow 1, t) = \min \{ f_1, t-1; f_0, t-1 + \alpha \}.$$

Поэтому

$$f(1, t-2 \rightarrow 1, t) = f(1, t-2 \rightarrow 1, t-1) + f(1, t-1 \rightarrow 1, t).$$

Последнее соотношение справедливо для любого t .

Пусть аддитивность выполняется для $(1, \mu \rightarrow 1, t)$ при любом $z \leq \mu \leq t$, т. е.

$$f(1, \mu \rightarrow 1, t) = \sum_{r=\mu}^{t-1} f(1, r \rightarrow 1, r+1). \quad (\text{П-3})$$

Расход топлива при оптимальном переходе $(1, z-1 \rightarrow 1, t)$ равен:

$$f(1, z-1 \rightarrow 1, t) = \min \{f(1, z-1 \rightarrow 1, r) + f(1, r \rightarrow 1, t);$$

$$\sum_{v=z-1}^{t-1} f_{0,v} + \alpha(t-z+1), r = z, \dots, t-1\}.$$

Так как

$$\sum_{v=z-1}^{r-1} f_{0,v} + \alpha(r-z+1) \geq f(1, z-1 \rightarrow 1, r);$$

$$\sum_{v=r}^{t-1} f_{0,v} + \alpha(t-r) \geq f(1, r \rightarrow 1, t),$$

то на основании (П-3) следует аддитивность $(1, z-1, \rightarrow 1, t)$. Уравнение (П-2) справедливо для $k=1$ и $z=t-2$, поэтому оно выполняется и для любого другого z .

Пусть уравнение (П-2) справедливо для $(k-1, z \rightarrow k-1, t)$. Покажем, что оно выполняется и для $(k, z \rightarrow k, t)$. Заметим, что

$$f(k, t-1 \rightarrow k, t) = \min \{f_{k,t-1};$$

$$f(k-1, t-1 \rightarrow k-1, t) + \alpha\}.$$

Расход топлива при оптимальном переходе $(k, t-2 \rightarrow k, t)$ равен:

$$f(k, t-2 \rightarrow k, t) = \min \{f(k, t-2 \rightarrow k, t-1) +$$

$$+ f(k, t-1 \rightarrow k, t);$$

$$f(k-1, t-2 \rightarrow k-1, t) + 2\alpha\},$$

но

$$f(k-1, t-2 \rightarrow k-1, t) = f(k-1, t-2 \rightarrow k-1, t-1) +$$

$$+ f(k-1, t-1 \rightarrow k-1, t);$$

$$f(k-1, t-2 \rightarrow k-1, t-1) + \alpha \geq f(k, t-2 \rightarrow k, t-1);$$

$$f(k-1, t-1 \rightarrow k-1, t) + \alpha \geq f(k, t-1 \rightarrow k, t).$$

Поэтому

$$(k, t-2 \rightarrow k, t) = f(k, t-2 \rightarrow k, t-1) + f(k, t-1 \rightarrow k, t).$$

Пусть аддитивность выполняется для $(k, \mu \rightarrow k, t)$ при любом t и $\mu \geq z$, т. е.

$$f(k, \mu \rightarrow k, t) = \sum_{r=\mu}^t f(k, r \rightarrow k, r+1). \quad (\text{П-4})$$

Расход топлива при оптимальном переходе $(k, z-1 \rightarrow k, t)$ равен:

$$f(k, z-1 \rightarrow k, t) = \min \{f(k, r-1 \rightarrow k, r) - f(k, r \rightarrow k, t);$$

$$f(k-1, z-1 \rightarrow k-1, t) + \alpha(t-z+1), r = z, \dots, t-1\}. \quad 2$$

Так как

$$f(k-1, z-1 \rightarrow k-1, t) = f(k-1, z-1 \rightarrow k-1, r) +$$

$$+ f(k-1, r \rightarrow k-1, t);$$

$$f(k-1, z-1 \rightarrow k-1, r) + \alpha(r-z+1) \geq$$

$$\geq f(k, z-1 \rightarrow k, r);$$

$$f(k-1, r \rightarrow k-1, t) + \alpha(t-r) \geq f(k, r \rightarrow k, t),$$

то на основании (П-4) следует аддитивность $(k, z-1 \rightarrow k, t)$. Уравнение (П-2) справедливо для $z=t-2$, поэтому оно выполняется и для любого другого z , что и требовалось доказать.

Литература

1. Холмский В. Г., Винославский В. Н., Фиш М. Л., Экономический интервал мощности при передаче по линии с проводами определенной марки, «Труды института теплоэнергетики АН УССР», 1950, № 3.
2. Веников В. А., Астахов Ю. Н., Экономические интервалы при выборе вариантов энергетических объектов и их применение при технико-экономических расчетах электропередач, Изв. АН СССР, «Энергетика и автоматика», 1962, № 3.
3. Горнштейн В. М., К вопросу о выборе наилучшего сочетания работающих агрегатов (распределение резерва) в системе, «Труды ВНИИЭ», XIII, 1961.
4. Моцкус И. Б., Многоэкстремальные задачи в проектировании, «Наука», М., 1967.
5. Журавлев В. Г., Злотник С. Г., Применение метода динамического программирования для выбора наилучшего состава работающего оборудования тепловой энергосистемы. Изв. АН СССР «Энергетика и транспорт», 1966, № 4.
6. Смирнов К. А., Выбор наиболее экономичного состава включенных агрегатов, «Электричество», 1962, № 1.
7. Моисеев Н. Н., Численные методы теории оптимальных уравнений, использующих вариации в пространстве состояний (Материалы семинара по исследованию операций), Сборник трудов № 55/10, Москва, 1966.

(11.4.1968)



УДК 621.315:621.3.019.38:681.142

Принципы построения устройств, выявляющих опасные динамические возмущения на электропередачах от мощных электростанций

В. А. КАРПОВ, М. Н. РОЗАНОВ, И. Б. ФЕДЯЕВ

Всесоюзный электротехнический институт им. В. И. Ленина

Введение. Обеспечение надежности работы современных мощных электростанций, оборудованных генераторами с ухудшенными с точки зрения устойчивости параметрами, в объединении энергосистем немыслимо без применения новых кибернетических методов управления [Л. 1]. Кибернетические методы управления процессами в энергосистемах предполагают комплексное использование всех возможных средств повышения устойчивости: регулирование возбуждения генераторов и момента паровых турбин, управление электрическим торможением, аварийная разгрузка паровых турбин, отключение части генераторов, деление энергосистемы

на части, управление статическими источниками реактивной мощности и т. д.

Средством повышения устойчивости, нашедшим к настоящему времени широкое применение, является сильное регулирование возбуждения генераторов [Л. 2]. Однако, как показали исследования и практика эксплуатации [Л. 3], одного лишь регулирования возбуждения недостаточно для обеспечения устойчивости современных мощных ГЭС и ТЭС. В связи с этим в Московском энергетическом институте была поставлена проблема комплексного регулирования возбуждения генератора и момента первичного двигателя. В [Л. 4, 5] приводятся ре-

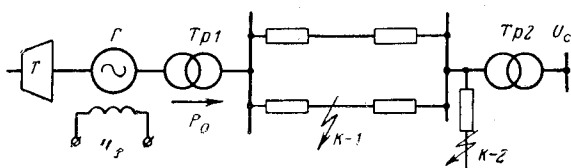


Рис. 1. Схема энергосистемы.

$x_{Тр1}=x_{Тр2}=0,1$; $P_{ном.ген}=4 \times 300$ Мвт; $x_d=1,6$; $x'_d=0,25$; $T_J=6,4$ сек;
 $T_{d0}=6,0$ сек; $x_L=1,2$; $U_{fmax}=2,0$; $U_c=1,0$.

результаты разработки и исследований предложенной в МЭИ системы комплексного аварийного регулирования паровой турбины, свидетельствующие о плодотворности самой идеи комплексного регулирования. В общем случае систему комплексного регулирования мощных электростанций можно представить состоящей из индивидуальных регуляторов возбуждения (АРВ) и скорости (АРС) и общестанционного управляющего устройства противоаварийной автоматики (УПА) [Л. 6]. В задачу последнего входит координация действий АРВ и АРС во всех опасных аварийных ситуациях, а также и воздействие на иные возможные средства повышения устойчивости. УПА должно состоять из ряда функционально и конструктивно законченных блоков, каждый из которых оценивает опасность аварийных ситуаций определенного класса и в зависимости от степени их опасности выдает дифференцированные по интенсивности сигналы для управления средствами повышения устойчивости. Подобные блоки могут использоваться и в комплексных системах регулирования агрегатов [Л. 5, 7].

В настоящей статье приводятся результаты разработки и экспериментального исследования работоспособности одного из возможных вариантов алгоритма блока оценки опасности динамических возмущений, таких как:

короткие замыкания на линии электропередачи, в приемной, местной и промежуточных энергосистемах;

ложные отключения участков электропередачи; аварии на смежных передачах постоянного тока;

аварийные изменения схем коммутации на электростанциях, например, разрывы автотрансформаторных связей и т. п.

Применение функций Ляпунова для оценки опасности динамических возмущений¹. Применение функции Ляпунова позволяет провести предварительный анализ требований к блоку оценки опасности динамических возмущений и выявить необходимый объем информации.

Функции Ляпунова, как известно [Л. 8], дают необходимые и достаточные условия устойчивости только при ряде упрощающих допущений. Эти допущения являются обычно достаточно жесткими, однако для целей качественного анализа они приемлемы.

Для большей наглядности дальнейшего изложения рассмотрим применение функций Ляпунова

¹ Прим. ред. Этот раздел, по мнению редакции, не имеет прямого отношения к теме статьи, но представляет определенный теоретический интерес.

к системе, состоящей из мощной станции, связанной двухцепной линией электропередачи с приемной системой неограниченной мощности (рис. 1).

При постоянстве э. д. с. эквивалентного генератора переходные процессы в энергосистеме описываются нелинейным дифференциальным уравнением:

$$T_J \frac{d^2\delta}{dt^2} = P_m - P_{эм} \sin \delta, \quad (1)$$

где T_J — постоянная инерции эквивалентного генератора;

δ — угол сдвига ротора генератора;

P_m — мощность эквивалентного первичного двигателя;

$P_{эм}$ — предел мощности по электропередаче.

Функция Ляпунова $V(\delta, s)$ для рассматриваемой энергосистемы имеет следующий вид:

$$V(\delta, s) = \frac{1}{2} T_J s^2 - P_m(\delta - \delta^k) + P_{эм}^k (\cos \delta^k - \cos \delta), \quad (2)$$

где s — скольжение;

$P_{эм}^k$ и δ^k — послеаварийные предел мощности и угол по электропередаче.

Любой динамический переход независимо от вызвавших его конкретных причин устойчив, если в послеаварийном режиме удовлетворяется неравенство

$$V(\delta, s) \leq b, \quad (3)$$

где b — величина, определяющая область асимптотической устойчивости, в данном случае равная:

$$b = P_m(2\delta^k - \pi) + 2P_{эм}^k \cos \delta^k. \quad (4)$$

Отметим попутно, что если в выражение (3) подставить (2) и (4) и произвести ряд преобразований, то получится хорошо известное условие устойчивости динамического перехода, выраженное через критический угол [Л. 9].

Непосредственное использование формул (2) — (4) в качестве алгоритма работы блока, оценивающего опасность динамических возмущений, нецелесообразно ввиду трудности надежного и точного измерения угла по электропередаче δ , а также сравнительно большого объема вычислений по этим формулам. В связи с этим рассмотрим возможность представления функции Ляпунова $V(\delta, s)$ в иных координатах, более удобных для измерения.

Представим угол по электропередаче δ (в момент перехода на послеаварийный режим) как

$$\delta = \delta_1 + \Delta\delta, \quad (5)$$

где δ_1 — установившееся доаварийное значение угла;

$\Delta\delta$ — приращение угла за время существования динамического нарушения режима t_i равное:

$$\Delta\delta = \int_0^{t_i} s \, dt. \quad (6)$$

Тогда, выразив угла δ_1 и δ^k , $\cos \delta$ и $\cos \delta^k$ через электрическую мощность P_0 , передаваемую в доаварийном режиме, и пределы мощности в доа-

рийном $P_{эм}^1$ и послеаварийном режимах $P_{эм}^k$ получим:

$$\begin{aligned} V(P_0, s) = & \frac{1}{2} T_J s^2 - P_0 \int_0^{t_1} s dt \left[1 - \frac{P_{эм}^k}{P_{эм}^1} \right] + \\ & + \sqrt{(P_{эм}^1)^2 - (P_0)^2} \left(\int_0^{t_1} s dt \right)^2 + \\ & + P_0 \left(\arcsin \frac{P_0}{P_{эм}^k} - \arcsin \frac{P_0}{P_{эм}^1} \right) + \\ & + \sqrt{(P_{эм}^k)^2 - P_0^2} - \sqrt{(P_{эм}^1)^2 - P_0^2}. \end{aligned} \quad (7)$$

Из анализа выражения (7) следует, что для его аппаратной реализации требуется информация о составе электропередачи в доаварийном и послеаварийном режимах, передаваемая электрическая мощность P_0 и скольжение s . Представление функции Ляпунова в виде (7) позволяет легко учесть влияние времени существования динамического возмущения t_1 на степень его опасности. Однако вместе с тем согласно (7) точная оценка опасности динамических возмущений может быть сделана только по истечении времени t_1 . Следовательно, сигналы на аварийную разгрузку могут быть выданы только через время $t > t_1$, и потому глубина разгрузки должна быть большей, чем в случае оценки опасности возмущений за $t < t_1$.

Более быстрая оценка опасности динамических нарушений режима возможна, если функцию Ляпунова представить в координатах P_0 и ΔP (сброс мощности в момент аварии). Если считать, что время существования динамического нарушения режима t_1 относительно мало, то величину ΔP можно принять постоянной. Тогда

$$s = \frac{1}{T_J} \int_0^{t_1} \Delta P dt = \frac{t_1}{T_J} \Delta P; \quad (8)$$

$$\Delta \delta = \frac{1}{T_J} \int_0^{t_1} \int_0^{t_1} \Delta P dt = \Delta P \frac{t_1^2}{T_J}. \quad (9)$$

При этом

$$\begin{aligned} V(P_0, \Delta P) = & (\Delta P)^2 \left[\frac{t_1^2}{2T_J} + \frac{t_1^4}{4T_J^2} \frac{P_{эм}^k}{P_{эм}^1} \sqrt{(P_{эм}^1)^2 - P_0^2} \right] - \\ & - \Delta P P_0 \frac{t_1}{2T_J} \left(1 - \frac{P_{эм}^k}{P_{эм}^1} \right) + \\ & + P_0 \left(\arcsin \frac{P_0}{P_{эм}^k} - \arcsin \frac{P_0}{P_{эм}^1} \right) + \sqrt{(P_{эм}^k)^2 - P_0^2} - \\ & - \frac{P_{эм}^k}{P_{эм}^1} \sqrt{(P_{эм}^1)^2 - P_0^2}. \end{aligned} \quad (10)$$

Как следует непосредственно из (10), использование координат P_0 и ΔP позволяет оценить опасность динамического возмущения сразу же как только появляется сброс мощности ΔP и, следовательно, время оценки опасности в основном определяется быстроедействием датчика, измеряющего величину

ΔP . Для учета влияния времени t_1 на степень опасности аварийных нарушений режима следует построить согласно (10) функции Ляпунова для ряда дискретных значений t_1 .

Алгоритмы блока, выявляющего опасные динамические возмущения на двухцепной электропередаче, связывающей станцию с приемной системой неограниченной мощности.

Для построения указанного алгоритма используем границы динамической устойчивости в координатах P_0 и ΔP .

На рис. 2 приведены расчетные границы областей синхронной динамической устойчивости для ТЭС, определенные по выражению

$$V(P_0, \Delta P) - b = 0, \quad (11)$$

а также полученные экспериментально на аналоговой модели. Из рис. 2 видно, что расчетные и экспериментальные границы областей динамической устойчивости совпадают удовлетворительно.

В расчетах и экспериментах на аналоговой модели значения отдельных параметров принимались следующими:

$T_J = 6,4$ сек, $x_{л} = 1,2$ отн. ед. — при одной включенной цепи; $x_{л} = 0,69$ отн. ед. — при двух включенных цепях.

Моделирование турбогенератора, оборудованного АРВ сильного действия осуществлялось согласно методике, изложенной в [Л. 10], а паровой турбины с АРС — согласно [Л. 11].

Время короткого замыкания в экспериментах и в расчетах принималось равным 0,12 сек при коротком замыкании на линии электропередачи и 0,2 сек при коротком замыкании в приемной системе. Границы синхронной динамической устойчивости (рис. 2) показывают, что короткие замыкания, при которых изображающая точка в плоскости координат P_0 и ΔP располагается слева от соответствующей границы, являются неопасными, а справа — опасными. В последнем случае для сохранения устойчивости необходима экстренная разгрузка паровых турбин и форсирование возбуждения

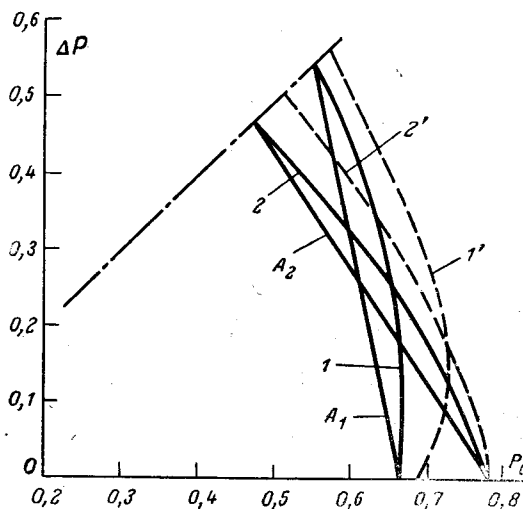


Рис. 2. Границы синхронной динамической устойчивости. 1 и 2 — расчетные при коротком замыкании в точках K_1 и K_2 ; 1'—2' — экспериментальные при коротком замыкании в точках K_1 и K_2 .

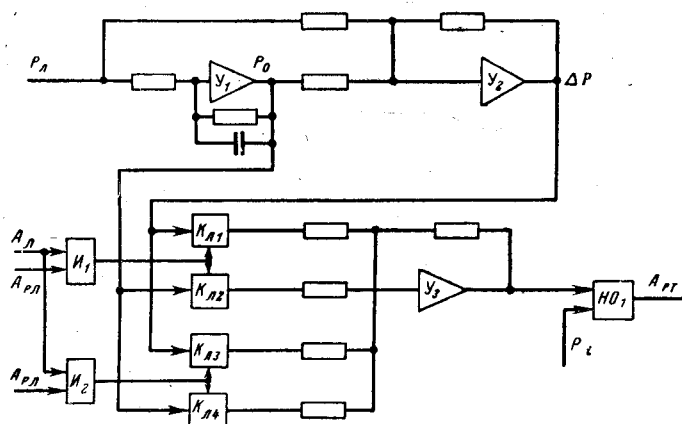


Рис. 3. Структурная схема блока, выявляющего опасные динамические нарушения в энергосистеме (рис. 1).

$P_{л}$ — мгновенная мощность по линиям электропередачи; $A_{л}$ — сигнал о возникновении короткого замыкания на линии; $A_{пл}$ — сигнал от выходных цепей защит линии; $A_{рт}$ — сигнал на разгрузку паровых турбин.

генераторов. Для правильной оценки опасности необходимо также различать внешние короткие замыкания и короткие замыкания на линии электропередачи.

На рис. 3 приведена структурная схема блока, выявляющего опасные динамические нарушения режима. С целью упрощения аппаратной реализации, а также создания необходимых запасов

устойчивости нелинейные границы синхронной динамической устойчивости 1 и 2 аппроксимированы прямыми линиями A_1 и A_2 соответственно, которые аналитически выражаются как

$$P_0 + a_i \Delta P \geq P_i, \quad (12)$$

где $a_i = \frac{P_i}{\Delta P_i}$;

P_i и ΔP_i — координаты точек пересечения аппроксимирующих прямых с осями ординат и абсцисс;

i — номер границы.

Уравнения (12) легко реализуются с помощью операционного усилителя Y_3 , ключевых схем K_i и нуля-органа HO_1 . Для различения места возникновения короткого замыкания на вход блока подается сигнал $A_{л}$, свидетельствующий о возникновении короткого замыкания на линии.

Проверка работоспособности блока выявления опасных динамических возмущений производилась на аналоговой модели. Аварийная разгрузка ТЭС осуществлялась путем подачи импульса экстренной разгрузки на вход электроприставки к системе регулирования скорости паровой турбины.

На рис. 4 приведены полученные на аналоговой модели осциллограммы переходных процессов при коротком замыкании на линии электропередачи.

Результаты экспериментов позволяют сделать вывод о пригодности использования границ син-

хронной динамической устойчивости, построенных в координатах доаварийного значения мощности по электропередаче P_0 и сброса мощности в момент возникновения аварий ΔP , для оценки опасности динамических нарушений режима работы электропередачи.

Построение границ динамической устойчивости может быть выполнено как на основе метода Ляпунова, так и в результате расчетов динамической устойчивости, методами численного интегрирования на ЭЦВМ. В последнем случае можно учесть ряд дополнительных факторов и, в частности, влияние АРВ генераторов.

Предотвращение нарушения динамической устойчивости электропередачи 500 кВ Волгоград — Москва. Упрощенная схема электропередачи представлена на рис. 5. Основные особенности схемы и режима Волгоградской ГЭС достаточно подробно рассмотрены в [Л. 12]. Здесь только отметим, что электропередача Волгоград — Москва

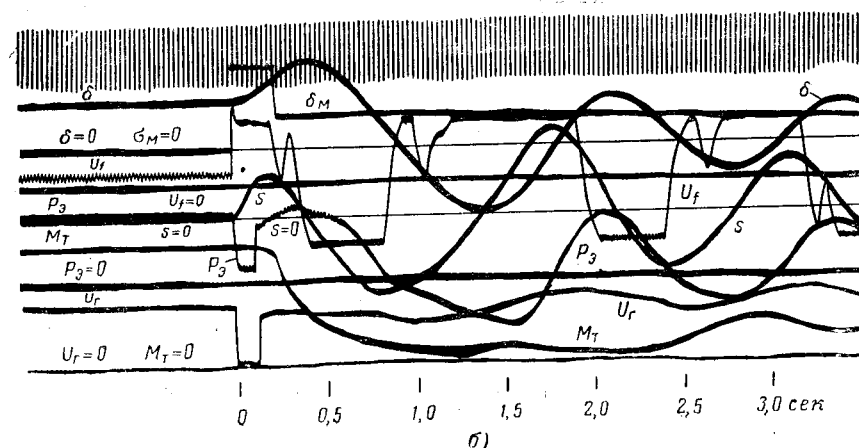
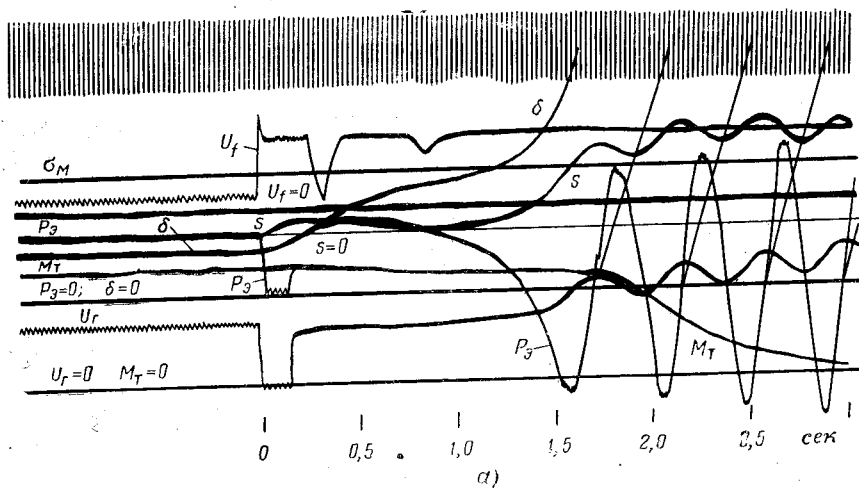


Рис. 4. Осциллограммы переходного процесса при коротком замыкании в точке K_1 .

a — без аварийной разгрузки; b — с аварийной разгрузкой. M_T — момент турбины; P_3 — электрическая мощность; U_r — напряжение генератора; U_f — напряжение возбуждения; δ — абсолютный угол; σ_M — импульс на разгрузку турбины.

двухцепная и имеет три промежуточные подстанции: Балашовскую (Б), Липецкую (Л) и Михайловскую (М). На промежуточных подстанциях осуществляются значительные отборы мощности (особенно на Липецкой), что приводит к различной загрузке участков электропередачи и вследствие этого опасность динамических нарушений режима одного и того же вида (например однофазные или двухфазные короткие замыкания на передаче) зависит от места их возникновения.

На рис. 6 приведены границы областей синхронной динамической устойчивости при коротком замыкании длительностью 0,12 сек в конце первого участка электропередачи. Это место повреждения является наиболее тяжелым и определяет максимально необходимое для обеспечения устойчивости число отключаемых генераторов. Изображенные на рис. 6 границы динамической устойчивости получены в результате расчетов на ЭЦВМ переходных процессов при коротком замыкании в конце первого участка передачи и различном числе отключаемых генераторов — 0; 2 и 4.

Об опасности коротких замыканий можно судить по положению изображающей точки в плоскости координат P_0 и ΔP . Если изображающая точка расположена в области слева от границы $ОГ$, то система устойчива и без отключения генераторов. Если же изображающая точка при коротком замыкании располагается между границами $ОГ$ и $2Г$ или $2Г$ и $4Г$ или в области правее границы $4Г$, то для обеспечения динамической устойчивости требуется отключение 2-х, 4-х и 6-ти генераторов соответственно. Таким образом, переход изображающей точки слева направо через каждую из границ синхронной динамической устойчивости $ОГ$, $2Г$ и $4Г$ требует для обеспечения устойчивости отключения двух генераторов.

Границы динамической устойчивости, полученные при коротком замыкании на первом участке линии, положены в основу для разработки алгоритма и структуры блока, предотвращающего нарушение динамической устойчивости при авариях на электропередаче 500 кв. При этом расчетные нелинейные границы синхронной динамической устойчивости заменены аппроксимирующими прямыми 1, 2 и 3 (рис. 6), несколько сдвинутыми по сравнению с расчетными в сторону меньших передаваемых мощностей.

Для учета влияния состава передачи на границы динамической устойчивости вместо действительной мощности, передаваемой по линии в доаварийном режиме, используется «приведенная» передаваемая мощность

$$P_{\text{оприв}} = P_0 + f(\text{с. п.}), \quad (13)$$

где f (с.п) — добавка к действительно передаваемой мощности, зависящая от состава передачи и равная величине снижения предела статической устойчивости в ремонтных схемах.

В соответствии с расчетами пределов статической устойчивости величина f (с. п.) равна:

при отключенном первом участке — 500 Мвт;
при отключенном втором участке — 300 Мвт;

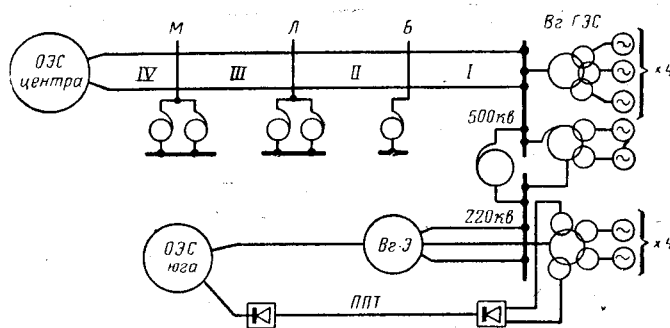


Рис. 5. Упрощенная схема Волжской ГЭС имени XXII съезда КПСС и электропередачи 500 кВ Волгоград — Москва.

при отключенном третьем участке — 200 Мвт;
при отключенном четвертом участке — 100 Мвт;
при отключении связи на подстанции Л с энергосистемами Центральной черноземной области (ЦЧО) — 100 Мвт.

Таким образом введение в (13) величины f (с.п.) позволяет автоматически при получении сигналов об отключении цепей на отдельных участках линии или связи с ЦЧО сдвигать границы динамической устойчивости параллельно самим себе влево по оси абсцисс.

Границы 1, 2 и 3 (рис. 6) используются и для оценки опасности коротких замыканий на участках II, III и IV линии электропередачи Волгоградская ГЭС — Москва, а также в приемной и промежуточных системах. Согласно расчетам переходных режимов при коротком замыкании на II, III и IV участках и в приемной и промежуточной энергосистемах принято следующее распределение мест короткого замыкания по границам:

при коротком замыкании на участках II и III—
границы 2 и 3;

при коротком замыкании на участке IV и в энергосистемах — граница 3.

Как показали расчеты, опасность тех или иных видов коротких замыканий зависит от состояния автотрансформаторной связи шин 500—220 кВ станции и длительности короткого замыкания. Это обстоятельство можно учесть, увеличивая автоматически наклон границ 1, 2 и 3 по факту разрыва автотрансформаторной связи и превышения длительности короткого замыкания расчетного значения, равного 0,12 сек для короткого замыкания на линии электропередачи и 0,2 сек для короткого замыкания в приемной и промежуточных энергосистемах.

На рис. 7 приведена упрощенная структурная схема блока, предотвращающего нарушение динамической устойчивости при коротких замыканиях или ложных отключениях участков электропередачи Волгоградская ГЭС—Москва. В основу работы блока положены границы устойчивости 1, 2, 3 (рис. 6), выражаемые аналитически через неравенства (12).

Проверка неравенств типа (12) осуществляется с помощью решающего усилителя Y , на вход которого поступают сигналы $P_{\text{оприв}}$ и ΔP и нулевых органов HO_i с порогами срабатывания P_i . При переходе границ 1, 2 или 3 срабатывают соответ-

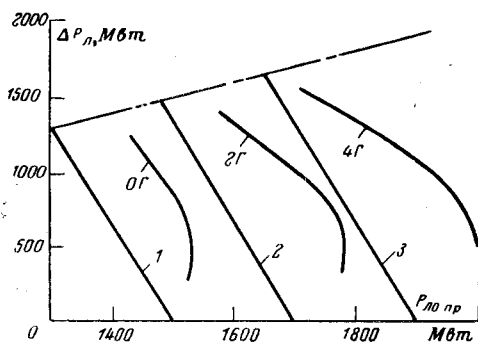


Рис. 6. Границы синхронной динамической устойчивости при коротком замыкании на электропередаче Волгоград — Москва.

0Г — без отключения генераторов; 2Г — с отключением 2-х генераторов; 4Г — с отключением 4-х генераторов.

вующие нуль-органы HO_1 , HO_2 или HO_3 и запускают схемы выдержки времени BV_1 , BV_2 или BV_3 . С выхода выдержек времени снимаются сигналы $B_{\Delta i}$, имеющие фиксированные амплитуду и длительность (0,4 сек). Сигналы на отключение генераторов R_i выдаются только при одновременном появлении сигналов $B_{\Delta i}$ и A_i , имеющих одинаковый номер. Сигналы A_i вырабатываются логическим устройством (ЛУ), состоящим из элементов «ИЛИ» и «И», и реализуют распределение мест короткого замыкания по границам устойчивости. На вход ЛУ поступают сигналы об отключении цепей отдельных участков электропередачи $A_{\Delta 1}$ — $A_{\Delta IV}$. Изменение наклона границ в блоке на рис. 7 осуществляется с помощью ключевых схем $K_{\Delta 1}$ и $K_{\Delta 2}$.

Описанный блок предотвращения нарушения динамической устойчивости реализован в виде аппарата, построенного на бесконтактных логических элементах единой серии ЭТ [Л. 13] и операционном магнитном усилителе с частотой питания 1 000 гц.

Проведенные во ВНИИЭ испытания показали эффективность блока предотвращения нарушения динамической устойчивости. Результаты проведенных расчетов и экспериментов на динамической модели показывают, что данный блок может обеспечить повышение предела по условию динамической устойчивости до 1 900 Мвт.

Выводы. 1. Алгоритм и структура блока, выявляющего опасные аварийные ситуации определенного класса и предотвращающего нарушение динамической устойчивости, а также необходимая для его работы информация, могут быть определены из анализа функций Ляпунова.

2. Исследования показали, что в основу алгоритма блока могут быть положены границы областей синхронной динамической устойчивости, построенные в координатах доаварийного значения передаваемой мощности P_0 и сброса мощности в момент аварии ΔP с учетом места и длительности короткого замыкания.

3. Рассмотренные в статье алгоритмы и структура блока могут служить основой для разработки универсальной типовой схемы блока выявления опасных динамических возмущений на электропередачах, связывающих мощные станции с энергосистемами. Этот типовой блок может использо-

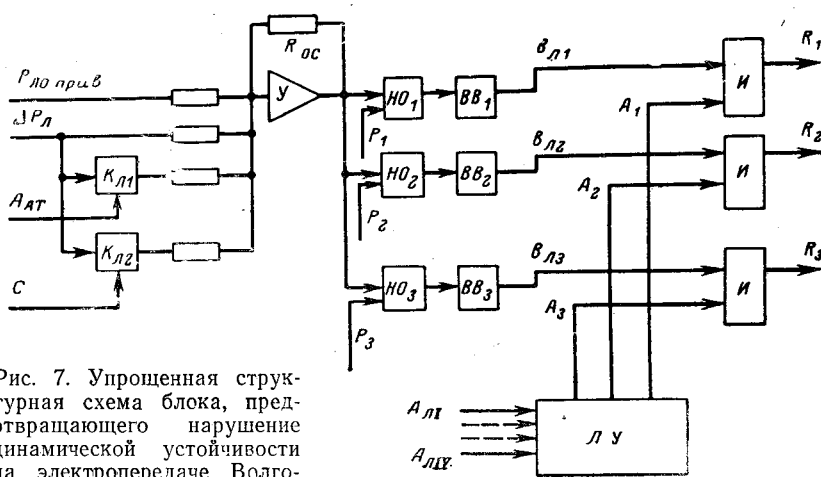


Рис. 7. Упрощенная структурная схема блока, предотвращающего нарушение динамической устойчивости на электропередаче Волгоград — Москва.

ваться как в устройствах противоаварийной режимной автоматики, так и в системах комплексного регулирования агрегатов.

Литература

1. Веников В. А., Применение кибернетики в электрических системах, сб. «Кибернетику на службу коммунизму», Госэнергоиздат, 1961.
2. Веников В. А., Герценберг Г. Р., Совалов С. А., Соколов Н. И. Сильное регулирование возбуждения, Госэнергоиздат, 1963.
3. Беркович М. А., Совалов С. А., Противоаварийная режимная автоматика электропередач 500 кв, сб. «Средства противоаварийной автоматики энергосистем», изд-во «Энергия», 1964.
4. Веников В. А., Никитин Д. В., Штробель В. А., Рубин В. Б., Регулирование турбины как средство улучшения переходных процессов электрических систем, «Электричество», 1967, № 2.
5. Никитин Д. В., Штробель В. А., Система аварийного регулирования турбины, сб. «Доклады научно-технической конференции по итогам научно-исследовательских работ за 1966—1967 гг.», секция электроэнергетическая, МЭИ, 1967.
6. Розанов М. Н., Повышение устойчивости энергосистем за счет применения автоматических регулирующих и управляющих устройств и задачи исследований в этой области, Труды ВЭИ, вып. 73, изд-во «Энергия», 1966.
7. Каштелян В. Е., Юревич Е. И., Герценберг Г. Р., Повышение устойчивости электрических систем с помощью быстродействующего регулирования паровых турбин, «Электричество», 1965, № 4.
8. Заславская Т. Б., Путилова А. Т., Тагиров М. А., Функция Ляпунова как критерий синхронной динамической устойчивости, «Электричество», 1967, № 6.
9. Веников В. А., Переходные электромеханические процессы в электрических системах, изд-во «Энергия», 1964.
10. Груздев И. А., Кадомская К. П., Кучумов Л. А., Лугинский Я. Н., Портной М. Г., Соколов Н. И., Применение аналоговых вычислительных машин в энергетических системах, изд-во «Энергия», 1964.
11. Бувеч В. В., Остроумов Э. И., Фомина Е. Н., Юрганов А. А., Юревич Е. И., Моделирование турбины с промежуточным перегревом пара как элемента электродинамической модели энергосистемы, «Известия АН СССР, Энергетика и Транспорт», 1963, № 3.
12. Беркович М. А., Совалов С. А., Масольд В. Я., Карпов В. А., Розанов М. Н., Федяев И. Б., Комплексное управляющее устройство противоаварийной автоматики для Волжской ГЭС им. XXII съезда КПСС, Труды ВЭИ, вып. 78, изд-во «Энергия», 1968.
13. Гиршберг В. В., Кутлер Н. П., Ходнев В. В., Доманицкий С. М., Прангисвили И. В., Петрухин Б. П., Транзисторные логические и функциональные элементы единой серии ЭТ для систем промышленной автоматики, «Электротехника», 1965, № 4.

Измерительные элементы органов тока или напряжения для релейной защиты

Инж. Е. В. ЛЫСЕНКО

Институт «Энергосетьпроект»
Москва

Введение. Измерительные органы тока и напряжения, предназначенные для устройств релейной защиты на полупроводниковых приборах и магнитоэлектрических реле, можно представить в виде двух частей.

Первая — это элемент формирования измеряемой величины, который состоит из вспомогательных (промежуточных) трансформаторов тока или напряжения с выпрямителями и в некоторых случаях со сглаживающими устройствами и служит для приведения измеряемой величины к виду, наиболее удобному для ее измерения.

Вторая — измерительный элемент, сигнал на выходе которого появляется лишь при заданном значении входного сигнала, сформированного первым элементом.

Для получения необходимых характеристик измерительных органов в целом измерительный элемент должен обладать рядом свойств. Вот основные из них:

1. Малая мощность срабатывания;
2. Точность — малые разбросы и необходимая стабильность значения параметра срабатывания при изменении температуры окружающей среды, а также при изменении параметров деталей схемы в процессе их старения;
3. Плавная и желательна линейная регулировка уставки в достаточно широком диапазоне;
4. Высокий коэффициент возврата с достаточной стабильностью при изменении уставки и возможность регулировки коэффициента возврата;
5. Быстродействие — малое время срабатывания и возврата;
6. Возможность включения нескольких измерительных элементов с различными уставками на один источник входного сигнала;
7. Возможность включения одного измерительного элемента на несколько источников входного сигнала по схеме «или», а также по схеме «и».

Рекомендуемый для использования измерительный элемент в системе универсальных логических и функциональных элементов серии ЭТ не полностью удовлетворяет пунктам 1, 2, 4 и 6 перечисленных выше требований. В тех случаях, когда от измерительного органа тока или напряжения не требуется большого быстродействия, при использовании магнитоэлектрического реле оказывается возможным выполнение измерительных элементов, конкурентоспособных с элементами, выполненными на полупроводниковых приборах.

Отечественной промышленностью в настоящее время выпускаются некоторые типы высокочувствительных магнитоэлектрических реле, технические условия которых согласованы с разработчиками устройств релейной защиты.

Реле этих типов имеют удовлетворительные параметры и используются как в разработках, так и в серийной аппаратуре (например, в дистанцион-

ных защитах типа ДЗ-1 и ДЗ-2). Принципы действия и основы конструкции реле те же, что и в измерительных приборах магнитоэлектрической системы.

Наряду с перечисленными, к схеме измерительного элемента предъявляется требование обеспечения необходимых условий для надежной работы магнитоэлектрического реле — ограничение рабочего тока при большой кратности входного сигнала и обеспечение протекания тормозного тока в обмотке реле в условиях возврата элемента.

Ниже приводится сравнительное рассмотрение двух вариантов измерительного элемента с магнитоэлектрическим реле в качестве нуля-индикатора. Первый выполнен по принципу сравнения измеряемого тока с опорным током, а второй по принципу сравнения измеряемого напряжения с опорным напряжением.

В элементе, выполненном по принципу сравнения измеряемого тока с опорным (рис. 1), магнитоэлектрическое реле МР, шунтированное демпфирующим резистором R_3 , значение которого в $7 \div 10$ раз превышает сопротивление обмотки реле, включено в диагональ моста. Два плеча состоят из резисторов R_4 , R_5 , R_6 , а два других из резистора R_1 и R_2 с диодом D_1 . Мост включен на стабилизированное напряжение питания U_{Π} и управляется измеряемым током $I_{вх}$.

При отсутствии измеряемого тока мост не уравновешен и в обмотке МР протекает тормозной ток. При постепенном возрастании измеряемого тока разбаланс моста уменьшается до нуля, а затем меняет знак. Ток в обмотке МР также меняет направление, что приводит к срабатыванию этого реле.

Для упрощения рассмотрения основных режимов работы обоих элементов принимаются следующие допущения, близкие к действительности:

1. Элемент формирования измеряемой величины (источник входного сигнала) представляет собой идеальный источник тока для первого элемента и идеальный источник напряжения для второго элемента.
2. Обратный ток диодов несоизмеримо меньше токов в схеме и поэтому в расчетах не учитывается.
3. Падения напряжения на диодах D_1 и D_2 равны и имеют одинаковую зависимость от температуры.

Определим распределение токов в схеме в нормальном режиме (при отсутствии входного сигнала).

Значение опорного тока I_1 , который является тормозным для реле МР, равно:

$$I_1 = \frac{U_1 - (U_p + U_d)}{R_1} \quad (1)$$

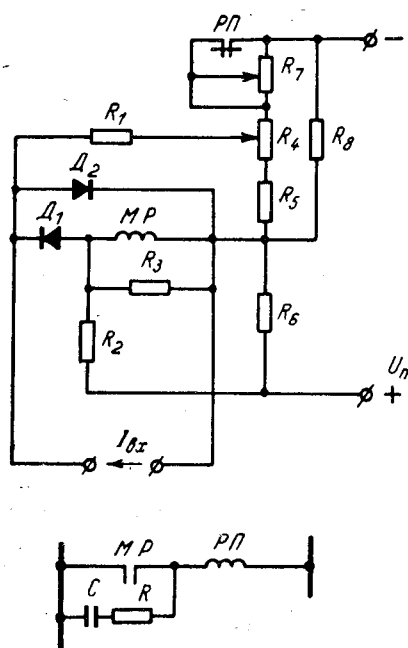


Рис. 2. Способ введения положительной обратной связи в элемент со сравнением токов.

тормозного и рабочего токов в обмотке МР (при отсутствии диода D_3 и обратной связи) происходит практически пропорционально изменениям входного; полный рабочий ток в обмотке МР достигается лишь при кратности

$$k = \frac{I_1}{I_1 - I_2 + I_{с.р.}} \quad (7)$$

Рассматриваемый вариант со сравнением измеряемого тока с опорным не позволяет включать несколько элементов с различными уставками на один источник входного сигнала с независимой регулировкой уставок элементов. Это недостаток элемента.

В элементе, выполненном по принципу сравнения измеряемого напряжения с опорным (рис. 3), магнитоэлектрическое реле МР, шунтированное демпфирующим резистором R_3 , также включено в диагональ нормально неуравновешенного моста. Два плеча моста состоят из резисторов R_4 , R_5 , R_7 и потенциометра R_6 , а два других из резисторов R_1 с диодом D_1 и резистора R_2 . Мост включен на постоянное напряжение U_{Π} и управляется измеряемым напряжением $U_{вх}$. В соответствии с принятыми выше допущениями в нормальном режиме (при отсутствии входного сигнала) распределение токов в схеме следующее:

$$I_1 = \frac{U_1 + U_2 - U_{\Pi} - U_p}{R_1} \quad (8)$$

$$I_2 = \frac{U_{\Pi} - U_1 - U_2 - U_p}{R_2} \quad (9)$$

где U_1 — напряжение на R_4 ;
 U_2 — напряжение между точками «аб»;
 U_{Π} — прямое падение напряжения на D_1 ;
 U_p — падение напряжения на обмотке МР.

Значения сопротивления резисторов R_1 и R_2 выбраны так, что $I_1 > I_2$ и в обмотке МР протекает

тормозной ток $I_T = I_1 - I_2$. Диод D_2 в этом режиме закрыт.

При его отсутствии под действием U_2 через внутреннее сопротивление источника входного сигнала может протекать дополнительный тормозной ток опасного (с точки зрения термической устойчивости) значения. При появлении $U_{вх}$, но до тех пор пока $U_{вх} \leq U_2 - U_p$, состояние нормального режима сохраняется. При дальнейшем увеличении $U_{вх}$ открывается диод D_2 и появляется $I_{вх}$. Поскольку $I_T = I_1 - I_2 - I_{вх}$ при появлении $I_{вх}$ тормозной ток начинает уменьшаться. Входное напряжение, соответствующее входному току в несколько микроампер и практически полному тормозному току, можно считать напряжением возврата схемы.

Вводя обозначения:

$U_{д1}$ — прямое падение напряжения на диоде при токе в несколько микроампер;

$U_{д2}$ — прямое падение напряжения на диоде при токе I_1 , получаем выражение для напряжения возврата:

$$U_{\Pi} = U_2 - U_{д2} + U_{д1} - I_T R_M = U_2 - \Delta U_{\Pi} - I_T R_M, \quad (10)$$

где $\Delta U_{\Pi} = U_{д2} - U_{д1}$ — изменение напряжения на диоде при изменении тока от нескольких микроампер до I_1 ;
 R_M — сопротивление обмотки МР;

$$I_T = I_1 - I_2.$$

При $I_{вх} = I_1$ через диод D_1 протекает ток в несколько микроампер, а по обмотке МР протекает практически полный рабочий ток, т. е. $I_p = I_2$.

Входное напряжение, соответствующее такому входному току, можно считать напряжением срабатывания органа

$$U_{ср} = U_2 - U_{д1} + U_{д2} + I_2 R_{\text{дел}} + I_2 R_M \quad (11)$$

или

$$U_{ср} = U_2 + \Delta U_{\Pi} + I_2 R_M + I_1 R_{\text{дел}},$$

где $R_{\text{дел}}$ — эквивалентное сопротивление делителя $R_4 - R_6$.

Из (10) и (11) следует:

$$U_{ср} - U_{\Pi} = 2\Delta U_{\Pi} + I_1 (R_M + R_{\text{дел}}). \quad (12)$$

Такого изменения входного напряжения достаточно, чтобы ток в обмотке реле изменился от максимального рабочего до максимального тормозного. Обычно эта разность несоизмеримо мала по

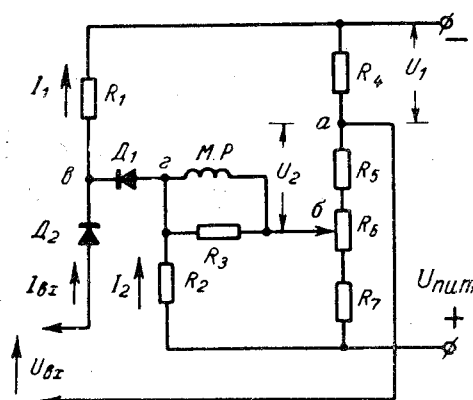


Рис. 3. Измерительный элемент со сравнением измеряемого напряжения с опорным.

сравнению с $U_{\text{в}}$. Ввиду этого, при весьма малой кратности входного напряжения, ток в обмотке реле уже достигает установившегося значения, что можно считать преимуществом элемента.

При дальнейшем увеличении $U_{\text{вх}}$ диод D_1 запирается и рабочий ток в реле сохраняет неизменное значение, чем обеспечивается надежная защита МР от перегрузки. Как следует из выражения (12), уставку органа может регулироваться изменением U_2 или $R_{\text{дел}}$; или I_1 и I_2 , однако регулировка последними величинами повышает зависимость уставки от тока срабатывания МР.

При регулировке уставки изменением U_2 можно записать следующее выражение:

$$U_2 = U'_2 + U''_2 = U'_2 + k_{\text{н}} \alpha, \quad (13)$$

где U'_2 — напряжение на резисторе R_5 ;

U''_2 — напряжение на верхней части потенциометра R_6 ;

$k_{\text{н}}$ — удельное напряжение на единицу перемещения движка;

α — угловое (линейное) перемещение движка относительно нулевого положения.

Из (13) следует, что такой способ дает линейную шкалу уставок. При регулировке уставки изменением входного напряжения зависимость уставки от перемещения движка получается гиперболической. Входное сопротивление органа до срабатывания равно обратному сопротивлению диода.

При $U_{\text{ср}}$ входное сопротивление равно $R_{\text{вх}} = \frac{U_{\text{ср}}}{I_1}$; по мере дальнейшего увеличения входного напряжения входное сопротивление растет, приближаясь к значению R_1 , и определяется соотношением:

$$R_{\text{вх}} = \frac{U_{\text{вх}}}{U_{\text{вх}} + U_1} R_1. \quad (14)$$

Мощность срабатывания органа

$$P_{\text{ср}} = I_1 U_{\text{ср}}. \quad (15)$$

Для снижения мощности срабатывания целесообразно снижать U_2 ; для повышения коэффициента возврата и снижения зависимости параметров срабатывания и возврата органа от параметров МР U_2 следует повышать.

Для повышения термостабильности параметров органа следует повышать термостабильность составляемых выражения (11) и стремиться взаимно компенсировать их температурные изменения. Практически целесообразно иметь минимальное значение U_2 более одного вольта. Значения токов I_1 и I_2 определяются по выбранным значениям рабочего и тормозного токов.

Из схемы на рис. 3 следует, что минимальный рабочий ток имеет место при максимальной уставке. На основании (8) и (9), для упрощения пренебрегая величинами $U_{\text{р}}$ и $U_{\text{д}}$, которые неизмеримо меньше остальных величин, с учетом возможного 10%-ного разброса резисторов R_1 и R_2 значение $I_{\text{р}}$ определяется из следующего выражения:

$$I_{\text{р}} = \frac{U_{\text{п}} - U_1 - nU_{2\text{мин}}}{1,1R_2}, \quad (16)$$

где $U_{2\text{мин}}$ — напряжение U_2 , соответствующее минимальной уставке;

n — кратность плавной регулировки, т. е. $U_{2\text{макс}} = nU_{2\text{мин}}$.

Минимальный тормозной ток имеет место при минимальной уставке и определяется выражением:

$$I_{\text{т}} = \frac{U_1 + U_{2\text{мин}}}{1,1R_1} - \frac{U_{\text{п}} - U_1 - U_{2\text{мин}}}{0,9R_2}. \quad (17)$$

Подставляя значение R_2 из (16) в (17), получаем:

$$R_1 = \frac{(U_1 + U_{2\text{мин}})(U_{\text{п}} - U_1 - nU_{2\text{мин}})}{1,22I_{\text{т}}(1,1k + 0,9)(U_{\text{п}} - U_1 - mU_{2\text{мин}})}, \quad (18)$$

где

$$k = \frac{I_{\text{р}}}{I_{\text{т}}}; \quad m = \frac{1,1k + 0,9n}{1,1k + 0,9}.$$

Значение n определяется условиями применения органа и составляет обычно 3 ÷ 10.

Для определения R_1 , кроме указанных выше величин, необходимо знать напряжения $U_{\text{п}}$ и U_1 . Соотношение между ними можно определить исходя из получения минимальной мощности срабатывания при заданном U_2 , т. е. минимума I_1 при заданных $U_{\text{п}}$, k и n . Подставляя в (8) значение R_1 из (18) и пренебрегая $U_{\text{д}}$ и $U_{\text{р}}$, имеем:

$$I_1 = \frac{1,22I_{\text{р}}(1,1k + 0,9)(U_1 + nU_{2\text{мин}})(U_{\text{п}} - U_1 - mU_{2\text{мин}})}{(U_1 + U_{2\text{мин}})(U_{\text{п}} - U_1 - nU_{2\text{мин}})}. \quad (19)$$

Исследуя выражение (19) на минимум относительно аргумента, получаем значение U_1 , которое соответствует минимуму I_1 .

$$U_1 = nU_{2\text{мин}} + \frac{1-n}{1-m} U_{\text{п}} - \sqrt{\frac{1-n}{1-m} U_{\text{п}}} \sqrt{\frac{m-n}{1-m} U_{\text{п}} + (m+3n)U_{2\text{мин}}}. \quad (20)$$

Выбор $U_{\text{п}}$ определяется следующим. Из принципа действия схемы следует, что $U_{\text{п}} > U_{2\text{макс}} + U_1$. Для уменьшения времени действия органа следует стремиться к тому, чтобы $R_2 \geq 10 R_3$, для этого $U_{\text{п}} \geq 3 U_{2\text{макс}}$.

Из выражения (20) следует, что при принятых условиях, когда $U_2 = \text{const}$ и $\frac{U_1}{U_{\text{п}}} = \text{const}$, при $U_{\text{п}} \rightarrow \infty$, значение $I_1 \rightarrow 1,22I_{\text{т}}(1,1k + 0,9)$.

Таким образом, при возрастании $U_{\text{п}}$ мощность срабатывания органа снижается, однако возрастает потребление органа от источника питания. Практически выбирается некоторое компромиссное решение, при этом $U_{\text{п}}$ составляет несколько десятков вольт.

Итак, порядок расчета следующий:

1. Выбирается тип МР.
2. По его номинальным данным или результатам испытаний выбираются $I_{\text{р}}$ и $I_{\text{т}}$, а также R_3 .
3. Исходя из нужного уровня срабатывания и коэффициента возврата, с учетом термостабильности, выбирается $U_{2\text{мин}}$ и значение n .
4. Выбирается $U_{\text{п}} = (4 \div 10)nU_{2\text{мин}}$.
5. Из (20) определяется оптимальное значение U_1 .

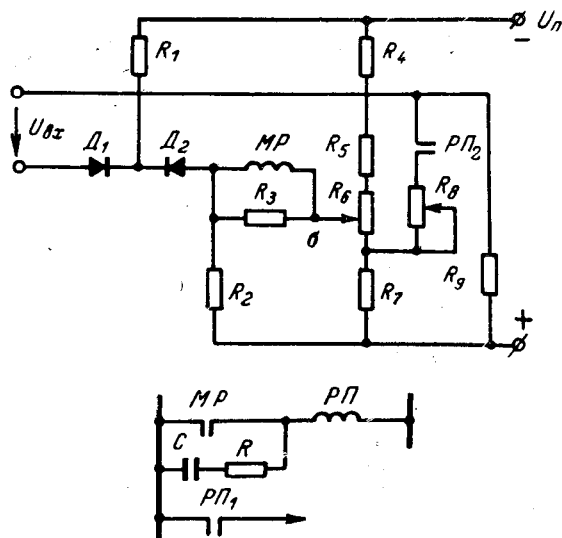


Рис. 4. Способ введения положительной обратной связи в элемент со сравнением напряжений.

6. Из (18) определяется значение R_1 , а из (16)— R_2 .

7. Из (19) определяется значение I_1 , а также из (9) значение I_2 .

8. Задаваясь $R_{\text{дел}}$ по (10) и (11) определяется напряжение срабатывания и возврата, а также коэффициент возврата.

9. Из (15) определяется мощность срабатывания органа, а из (14) его входное сопротивление при различных $U_{\text{вх}}$.

Без принятия специальных мер коэффициент возврата рассматриваемого элемента получается также весьма высоким—0,97—0,98.

В тех случаях, когда необходимо меньшее значение $k_{\text{в}}$, используется введение положительной обратной связи способом, приведенным на рис. 4, причем ток в делителе R_4 и R_9 на порядок выше чем в делителе R_5 , R_6 , R_7 . При срабатывании элемента срабатывает реле-повторитель РП, которое своим замыкающим контактом шунтирует резистором R_8 часть делителя, что приводит к уменьшению U_2 до U'_2 . Коэффициент возврата при действии такой обратной связи близок к отношению $\frac{U'_2}{U_2}$. Коэффи-

циент возврата регулируется путем изменения R_8 и практически не изменяется при изменении уставки.

Второй вариант свободно позволяет включать несколько элементов различными уставками на один источник входного сигнала. Уставки отдельных элементов регулируются независимо и практически не влияют друг на друга. Это является его преимуществом перед первым вариантом элемента. Схема такого параллельного включения элементов приведена на рис. 5. В одном из них показана цепь обратной связи, хотя она может быть введена во все элементы. В такой схеме ток через делитель R_{11} ; R_{12} должен быть в 10—15 раз больше, чем суммарный ток делителей R_{13} — R_{21} . Уставки органов

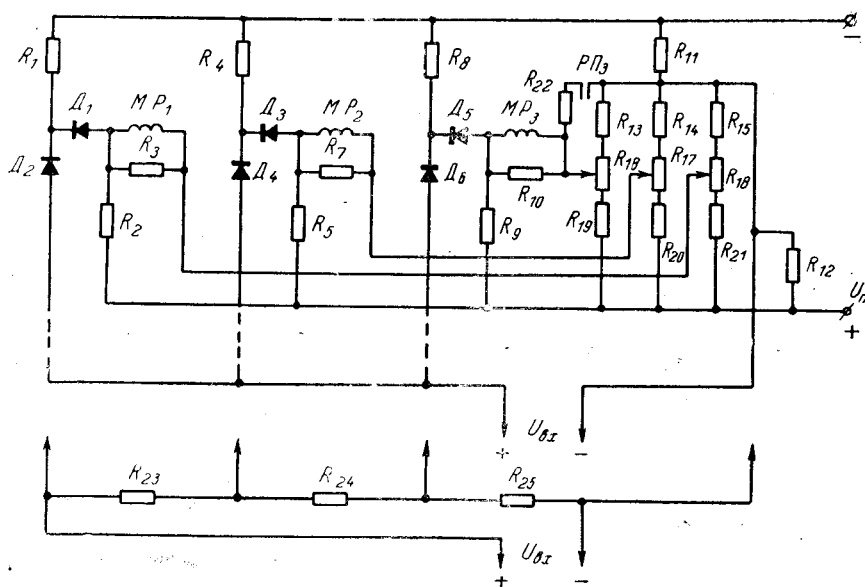


Рис. 5. Включение нескольких элементов с разными уставками.

могут различаться в пределе в n раз. В том случае, если необходимо еще большее различие уставок, целесообразно включение элементов на делитель R_{23} — R_{25} с необходимым коэффициентом деления.

В некоторых случаях целесообразно включение одного измерительного элемента на несколько источников входного сигнала по схеме «или», а также по схеме «и». При включении по схеме «или» схема элемента не изменяется, и он включается на несколько источников входного сигнала через диодную схему разделения.

Включение элемента по схеме «и» на несколько источников входного сигнала, требующее некоторого дополнения схемы элемента, приведено на рис. 6.

При отсутствии входных сигналов в обмотке МР протекает тормозной ток, пропорциональный сумме токов через резисторы R_1 , R_2 , R_3 , причем ток только через один из резисторов обеспечивает надежное торможение реле и точность работы элемента. Поэтому элемент срабатывает только при одновременном появлении входных напряжений на всех вхо-

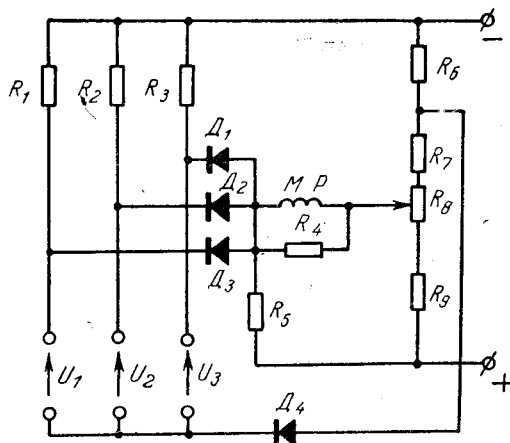


Рис. 6. Включение измерительного элемента по схеме «и».

дах, значение которых достаточно для срабатывания органа. В том случае, если все измеряемые напряжения совпадают по фазе, элемент полностью сохраняет параметры, присущие одиночному включению.

Оба элемента могут использоваться для создания как органов тока, так и органов напряжения. Для этого используются известные способы превращения источника напряжения в источник тока и наоборот. При использовании для органа тока измерительного элемента со сравнением напряжений необходимо создать элемент формирования, обладающий свойствами источника напряжения. Это может быть сделано двумя способами: 1) использование промежуточного трансформатора тока с относительно низкоомной нагрузкой, напряжение на которой выпрямляется и сглаживается; 2) применением промежуточного трансформатора тока с воздушным зазором (трансреактора).

Выводы. 1. Измерительный элемент для органов тока и напряжения с магнитоэлектрическим реле в качестве нуля-индикатора может быть выполнен как сравнением измеряемого тока с опорным током, так и на принципе сравнения измеряемого напряжения с опорным напряжением.

2. С использованием обоих принципов может быть построен достаточно чувствительный и точный элемент с большой термической и динамической устойчивостью, с плавной и линейной регулировкой уставки, с высоким и доступным для регулировки коэффициентом возврата. В обоих вариантах обеспечиваются условия, необходимые для надежной работы магнитоэлектрического реле.

3. Элемент, выполненный на принципе сравнения напряжений, имеет преимущества по сравнению с элементом, выполненным на принципе сравнения токов.

(23.2.1968)



УДК 621.3.016.33.001.1

Применение теории массового обслуживания к расчету колебаний электрических нагрузок¹

Канд. техн. наук Э. Г. КУРЕННЫЙ

Донецк

Введение. Качество подводимой к электроприемникам электроэнергии во многом определяется характером изменения во времени напряжения на их зажимах в зависимости от колебаний нагрузки. Впервые задача определения количественных показателей колебательности графиков электрической нагрузки поставлена и решена в [Л. 1] для группы электроприемников с известными индивидуальными графиками нагрузки. Вместе с тем, практический интерес представляет определение этих показателей для групповых графиков нагрузки приемников массового типа (аппараты дуговой и контактной электросварки, печи, прессы, краны и др.), для которых известны лишь некоторые статистические характеристики их индивидуальных графиков, а не сами эти графики.

В настоящей работе на основе применения математической теории массового обслуживания [Л. 2] впервые предлагается общий метод расчета показателей колебательности групповых графиков нагрузки подобных приемников². Этот метод позволяет получить данные, достаточные для оценки величины, длительности и частоты ожидаемых колебаний

напряжения на зажимах силовых и осветительных приемников. Кроме того, изложенные в статье основные понятия и принципы расчета, а также формулы могут быть распространены на процессы другой физической природы, в частности, на случайные процессы в системах автоматического управления и регулирования.

В дальнейшем для определенности рассматриваются групповые графики активной мощности, но все выводы, полученные ниже, справедливы для графиков реактивной мощности, а также — приближенно — для графиков тока.

Исходные положения и определения. Рассмотрим общий случай, когда номинальные мощности приемников, а также показатели режима их работы различны. Каждый r -й индивидуальный график нагрузки $p_r(t)$ предполагается далее, состоящим из последовательности прямоугольных пиков и пауз различной длительности. Этот график может быть как периодическим, так и случайным; будем считать, что график $p_r(t)$ всегда характеризуется коэффициентом включения $k_{вр}$, числом пиков в единицу времени λ_r , а также величиной пика [Л. 3].

$$p_r = k_{вр} p_{нr}, \quad (1)$$

где $k_{вр}$ — коэффициент загрузки r -го приемника;
 $p_{нr}$ — его номинальная мощность.

При этом суммарный график нагрузки группы n независимых приемников далее рассматривается

¹ В порядке обсуждения.

² Изложение особенностей применения этого общего метода к частным случаям (например, учет нестационарности графиков нагрузки дуговых сталеплавильных печей, неравномерности подключения и разброса исходных характеристик машин контактной электросварки и др.) выходит за рамки настоящей статьи.

как случайный, поскольку даже при периодичности графиков $p_r(t)$ они сдвинуты между собой во времени случайным образом.

В общем случае задача расчета колебаний нагрузки сводится к нахождению характеристик колебательности случайного графика $m(t)$ изменения во времени количества m одновременно включенных приемников с последующим переходом от них к искомым показателям колебательности графика мощности. Решение второй части задачи заключается в отыскании вероятностного закона распределения случайной величины P_m нагрузки, отвечающей включению заданного количества m приемников. Вид этого распределения в общем виде найден в [Л. 3], однако применительно к практическому анализу колебаний нагрузки можно принять, что количеству m приемников отвечает средняя величина нагрузки [Л. 3]:

$$\bar{P}_m = mk_{з.с} p_{н.с}, \quad (2)$$

где $k_{з.с}$ и $p_{н.с}$ — средние значения коэффициентов загрузки и номинальных мощностей группы приемников.

График $m(t)$ заведомо является ступенчатым, поэтому под его максимумами будем понимать ступеньки графика, начинающиеся включением и заканчивающиеся отключением, а под его минимумами — ступеньки, начинающиеся отключением и заканчивающиеся включением любого из приемников.

Для характеристики колебательности ступенчатого графика $m(t)$ примем количественные показатели, установленные в [Л. 1] для непрерывных графиков, а именно:

среднее значение δm размаха колебаний δm — абсолютной величины случайной разности между соседними экстремумами, при общем числе последних N

$$\bar{\delta m} = \frac{1}{N} \sum_{k=1}^N \delta m_k; \quad (3)$$

дисперсия размаха

$$D\delta m_k^2 = \frac{1}{N} \sum_{k=1}^N \delta m_k^2 - \bar{\delta m}^2; \quad (4)$$

среднее значение скорости колебания

$$\bar{C} = \frac{\bar{\delta m}}{\bar{\theta}}; \quad (5)$$

частота колебания

$$\nu_k = \frac{1}{\bar{\theta}}, \quad (6)$$

где в выражениях (5) и (6) через

$$\bar{\theta} = \frac{T_n}{N} \quad (7)$$

обозначено среднее значение длительности интервалов между соседними экстремумами, равное отношению времени T_n комплексного технологического цикла (смены) [Л. 1] к общему количеству экстремумов за время T_n .

Введем следующие обозначения, аналогичные принятым в [Л. 2]:

Δ_m — отрезок времени, в течение которого включены m приемников;

$A_m(B_m)$ — доля отрезков Δ_m , начинающихся включением (отключением) любого из приемников,

$a_m(b_m)$ — доля отрезков Δ_m , кончающихся включением (отключением) любого из приемников;

$Ab_m(Ba_m)$ — доля отрезков Δ_m , начинающихся включением (отключением) и заканчивающихся отключением (включением); очевидно, что Ab_m — вероятность появления максимума, а Ba_m — вероятность появления минимума на уровне m (при общем числе отрезков Δ_m за время T_n , равном N_m).

Остальные обозначения вводятся в тексте статьи.

Расчет показателей колебательности нагрузки.

Количество N_{mm} отрезков Δ_m , являющихся минимумами графика $m(t)$, с учетом введенных ранее обозначений может быть найдено по формуле

$$N_{mm} = Ba_m N_m, \quad (8)$$

где значения Ba_m и N_m вычисляются по формулам (П-6) и (П-1) приложения. Очевидно, что $Ba_0 = 1$, поскольку все N_0 нулевых ступенек являются минимумами, а $Ba_n = 0$, так как при $m=n$ ступеньки графика $m(t)$ являются максимумами. Поэтому суммарное количество минимумов за время T_n для всех возможных значений m в пределах от 0 до n составит:

$$N_M = N_0 + \sum_{m=1}^{n-1} Ba_m N_m. \quad (9)$$

Аналогично может быть найдено суммарное количество максимумов

$$N_M = N_n + \sum_{m=1}^{n-1} Ab_m N_m, \quad (10)$$

где вероятности Ab_m максимумов вычисляются по формуле (П-8) приложения.

Для каждого заданного значения m графика $m(t)$ количество минимумов вовсе не обязательно равно количеству максимумов, однако суммарное количество минимумов для всех значений m в точности равно общему количеству максимумов.

Таким образом, для общего количества экстремумов графика $m(t)$ получаем простую формулу:

$$N = 2N_M = 2N_m. \quad (11)$$

Этим с учетом (6) и (7), решается задача определения частоты и средней длительности колебаний нагрузки.

Переходя к разысканию характеристик размаха колебаний, замечаем, что его среднее значение, равное отношению полной вариации $\sum \delta m$ функции $m(t)$ к общему числу экстремумов за время T_n [Л. 1], может быть найдено сразу. В самом деле, в силу того, что вероятность одновременного включения двух или более независимых приемников в точности равна нулю [Л. 3], т. е. две последовательные ступени графика $m(t)$ могут отличаться лишь на единицу, сумма абсолютных величин изменений ординат графика $m(t)$ равна числу всех его ступенек за время T_n :

$$\sum_{k=1}^n \delta m_k = \sum_{m=0}^n N_m, \quad (12)$$

что, с учетом (3) и (11), дает следующую формулу для среднего значения размаха:

$$\bar{m} = \frac{1}{N} \sum_{m=0}^n N_m = \bar{\theta} \sum_{m=0}^n v_m, \quad (13)$$

где v_m — частота появления ступенек типа Δ_m графика $m(t)$.

Для определения дисперсия $D\delta m$ и расчетного значения размаха δm_p необходимо найти вероятностное распределение случайных значений размахов, т. е. вычислить вероятности $E_{\delta m}$ появления размахов заданной величины в пределах от 1 до n .

При этом под вероятностью $E_{\delta m}$ появления размаха δm будем понимать отношение количества $N_{\delta m}$ размахов величиной δm , наблюдаемых за большой промежуток времени T_c , к общему количеству колебаний:

$$E_{\delta m} = \frac{N_{\delta m}}{N} = \frac{v_{\delta m}}{v_k}, \quad (14)$$

где $v_{\delta m}$ — частота появления размахов величиной δm .

С практической точки зрения целесообразно различать колебания, вызванные набросом нагрузки, когда на графике $m(t)$ наблюдаются последовательные включения нескольких приемников, и колебания, вызванные сбросом нагрузки. Ясно, что появление этих колебаний зависит от рассматриваемого уровня нагрузки: так, например, при значениях $m=n$ невозможны набросы, а при $m=0$ сбросы нагрузки. Это означает, что помимо вероятностей (14), учитывающих появление размахов величиной δm на любом уровне нагрузки, в некоторых случаях потребуется определение вероятностей E_{m+} (E_{m-}) появления наброса (сброса) нагрузки от уровня m . Очевидно, что

$$E_{\delta m} = \sum_{m=0}^n E_{m+} + \sum_{m=0}^n E_{m-} = E_{+\delta m} + E_{-\delta m}, \quad (15)$$

где через $E_{+\delta m}$ и $E_{-\delta m}$ обозначены вероятности появления положительных и, соответственно, отрицательных значений алгебраической величины δm_a разности экстремальных значений графика $m(t)$.

Для заданного уровня m графика $m(t)$ величина δm_a будет иметь значение $+\delta m_a$ — наброс нагрузки ($-\delta m_a$ — сброс нагрузки), если последовательно наблюдаются следующие события:

1) наблюдаемый отрезок Δ_m является минимумом (максимумом);

2) последующие отрезки $\Delta_{m\pm 1}, \Delta_{m\pm 2}, \dots, \Delta_{m\pm \delta m \mp 1}$ заканчиваются включением (отключением) какого-либо из приемников; то, что эти отрезки должны начинаться включением (отключением), для отрезка $\Delta_{m\pm 1}$ учитывается условием по п. 1, а для других отрезков Δ_j ($j > m \pm 1$) — условием настоящего п. 2 для отрезка $\Delta_{j \mp 1}$;

3) отрезок $\Delta_{m \pm \delta m}$ заканчивается отключением (включением) какого-либо приемника, а поскольку, согласно п. 2, этот отрезок начинается включением (отключением), то настоящее событие означает, что

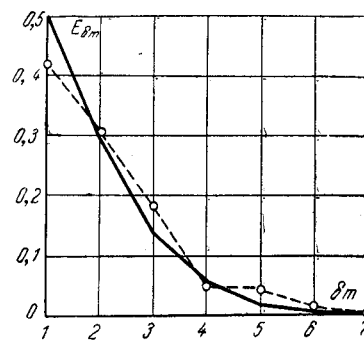


Рис. 1.

отрезок $\Delta_{m+\delta m} (\Delta_{m-\delta m})$ является максимумом (минимумом).

Применение к этим взаимно независимым событиям основных теорем теории вероятностей [Л. 4] позволяет найти искомые вероятности, а, следовательно, и частоты набросов v_{m+} (сбросов v_{m-}) нагрузки от уровня m до уровня $m \pm \delta m$ (см. приложение).

После вычисления вероятностей $E_{\delta m}$ размахов, согласно (П-16), дисперсия размахов определяется по формуле:

$$D\delta m = \sum_{\delta m=1}^n E_{\delta m} \delta m^2 - \bar{\delta m}^2, \quad (16)$$

а расчетно-максимальное значение δm_p размаха на групповом графике находится из условий:

$$\sum_{\delta m=1}^{\delta m_p-1} E_{\delta m} < 1 - E_x; \quad \sum_{\delta m=1}^{\delta m_p} E_{\delta m} \geq 1 - E_x. \quad (17), (18)$$

Неравенства (17), (18) означают: вероятность E_x появления размахов, больших, чем δm_p , должна быть выбрана настолько малой, чтобы ее практически можно было бы считать равной нулю; обычно эта вероятность выбирается в пределах $0,001 \leq E_x \leq 0,05$ [Л. 5] с учетом конкретных условий задачи.

При большом числе приемников вместо формул (13), (18) и (П-16) можно применять как приближенные формулы из [Л. 1] для среднего и расчетного значений размаха

$$\bar{\delta m} \approx 1,5\sigma; \quad \delta m_p \approx 4,4\sigma, \quad (19)$$

определяя в них стандарт σ графика $m(t)$ по формуле:

$$\sigma = \sqrt{nk_{bc}(1 - k_{bc})}. \quad (20)$$

Следует заметить, что определенная ранее частота v_k колебаний относится к среднему значению размаха; расчетное же значение размаха будет иметь частоту³

$$v_p = v_k E_{\delta m_p}. \quad (21)$$

Для иллюстрации полученных выводов на рис. 1 приведен график для относительного количества (вероятности) $E_{\delta m}$ размахов в зависимости от их величины δm для группового графика от 10 различ-

³ Замечание проф. Г. М. Каялова.

ных ручных аппаратов дуговой электросварки; здесь же пунктиром показана зависимость, найденная из опыта. Совпадение теоретической и эмпирической кривых распределения удовлетворило критерию согласия К. Пирсона [Л. 4].

В заключение отметим, что все количественные показатели колебательности графика $m(t)$ определяются лишь двумя характеристиками — средним значением $k_{вс}$ коэффициентов включений и средней частотой λ_c индивидуальных пиков всех n приемников:

$$\left. \begin{aligned} k_{вс} &= \frac{1}{n} \sum_{r=1}^n k_{Br}; \\ \lambda_c &= \frac{1}{n} \sum_{r=1}^n \lambda_r. \end{aligned} \right\} \quad (22)$$

Значения показателей индивидуальных графиков k_{Br} и λ_r могут быть найдены из технологических расчетов, либо из опытных исследований в действующих электрических сетях.

Приложение. К ступенчатому графику $m(t)$, имеющему недифференцируемую корреляционную функцию, неприменима корреляционная теория, использованная в [Л. 1]. Поэтому для отыскания значений ν_m , B_m и Ba_m в [Л. 6] впервые был применен метод А. Хинчина, введенный им в математическую теорию массового обслуживания. Следует отметить, что в отличие от рассмотренных в [Л. 2] задач, для групповых графиков нагрузки понятие «отказ» и «очередь» теряет смысл, поскольку количество m одновременно включенных приемников не может превышать их общего числа n , в то время как в телефонных сетях вызовы могут поступать и при полной занятости каналов. С учетом этого принципиального различия в [Л. 6] были получены следующие формулы:

для частоты появления отрезков Δ_m

$$\nu_m = \frac{E_m}{\bar{t}_m}, \quad (N_m = \nu_m T_u); \quad (П-1)$$

где вероятность E_m и средняя длительность $\bar{t}_m$ отрезков Δ_m равны:

$$E_m = C_n^m k_{вс}^m (1 - k_{вс})^{n-m}, \quad (П-2)$$

$$\bar{t}_m = \frac{k_{вс} (1 - k_{вс})}{\lambda_c [m(1 - k_{вс}) + (n - m)k_{вс}]}; \quad (П-3)$$

для доли отрезков Δ_m типа В

$$B_m = \frac{(n - m) \lambda_c}{1 - k_{вс}} \bar{t}_m; \quad (П-4)$$

для доли отрезков Δ_m типа Ва

$$Ba_m = \frac{(n - m) \lambda_c}{1 - k_{вс}} \bar{B}_m. \quad (П-5)$$

Здесь через $\bar{B}_m$ обозначено среднее значение длительности отрезков Δ_m типа В; поскольку отрезки Δ_m типа А или В можно считать независимыми выборками из совокупности всех отрезков Δ_m , их средние длительности $\bar{A}_m$ или $\bar{B}_m$ равны средней длительности (П-3). Это позволяет записать формулу (П-5) в виде

$$Ba_m = B_m^2, \quad (П-6)$$

откуда получаем:

$$\frac{Ba_m}{B_m} = B_m. \quad (П-7)$$

Наконец из соотношений [Л. 2]:

$$\begin{aligned} Aa_m + Ab_m &= A_m; & Aa_m + Ba_m &= B_m; \\ A_m + B_m &= 1 \end{aligned}$$

с учетом приведенных выше формул, следует, что

$$Ab_m = Ba_m + \lambda_c \bar{t}_m \left(\frac{m}{k_{вс}} - \frac{n - m}{1 - k_{вс}} \right). \quad (П-8)$$

Найдем частоты размахов колебаний, удовлетворяющих приведенным в тексте трем условиям. Первое условие имеет вероятность Ba_m (Ab_m). Как отмечалось, это условие означает также, что последующая ступенька $\Delta_{m \pm 1}$ графика $m(t)$ начинается включением (отключением). Следовательно, эта новая ступенька (при условии, что произошло событие по пункту 1) имеет вероятность появления

$$\frac{Aa_{m+1}}{A_{m+1}} = 1 - \frac{Ab_{m+1}}{A_{m+1}}, \quad \left(\frac{Bb_{m-1}}{B_{m-1}} = 1 - \frac{Ba_{m-1}}{B_{m-1}} \right). \quad (П-9)$$

Количество таких ступенек составит $(\delta m - 1)$, так что условная вероятность событий по п. 2, в соответствии с теоремой об умножении вероятностей будет равна произведению вероятностей (П-9). Третье событие, при условии выполнения

события по п. 2, имеет вероятность $\frac{Ab_{m+\delta m}}{A_{m+\delta m}} \left(\frac{Ba_{m-\delta m}}{B_{m-\delta m}} \right)$.

Перемножив все эти вероятности, получим следующие формулы для искомых частот:

$$\left. \begin{aligned} \nu_{m+} &= \nu_m Ba_m \frac{Ab_{m+\delta m}}{A_{m+\delta m}} \prod_{j=m+1}^{m+\delta m-1} \frac{Aa_j}{A_j}, \\ \nu_{m-} &= \nu_m Ab_m \frac{Ba_{m-\delta m}}{B_{m-\delta m}} \prod_{j=m-1}^{m-\delta m+1} \frac{Bb_j}{B_j}. \end{aligned} \right\} \quad (П-10)$$

Для иллюстрации возможной зависимости частот набросов ($+\delta m_a$) и сбросов ($-\delta m_a$) нагрузки от значения уровня m графика $m(t)$ на рис. 2 приведены результаты расчетов для 10 сварочных аппаратов (см. пример в конце статьи).

Вероятности набросов и сбросов нагрузки от данного уровня определяются следующим образом:

$$\left. \begin{aligned} E_{m+} &= \frac{\nu_{m+}}{\nu_K}, \\ E_{m-} &= \frac{\nu_{m-}}{\nu_K}. \end{aligned} \right\} \quad (П-11)$$

Далее находим, согласно (15), вероятности появления положительных и отрицательных значений алгебраической величины размахов:

$$\left. \begin{aligned} E_{+\delta m} &= \frac{1}{\nu_K} \sum_{m=0}^{n-\delta m} \nu_m Ba_m \frac{Ab_{m+\delta m}}{A_{m+\delta m}} \prod_{j=m+1}^{m+\delta m-1} \frac{Aa_j}{A_j}, \\ E_{-\delta m} &= \frac{1}{\nu_K} \sum_{m=n}^{\delta m} \nu_m Ab_m \frac{Ba_{m-\delta m}}{B_{m-\delta m}} \prod_{j=m-1}^{m-\delta m+1} \frac{Bb_j}{B_j}. \end{aligned} \right\} \quad (П-12)$$

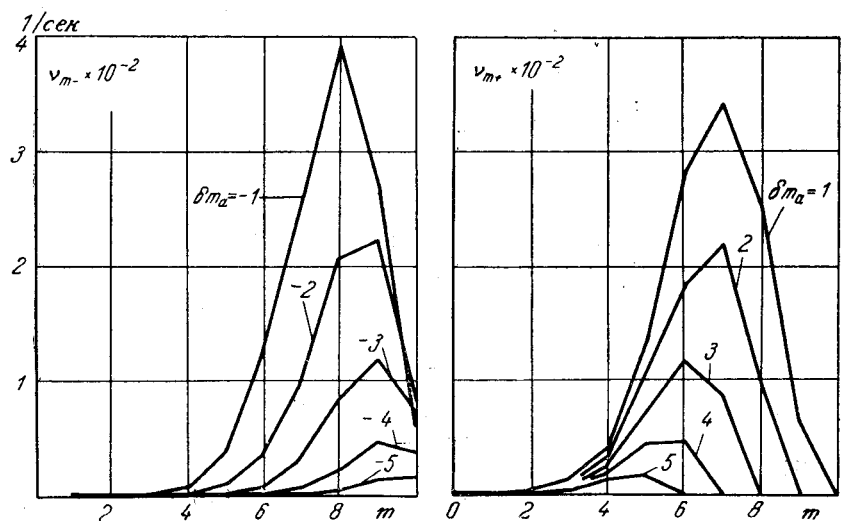


Рис. 2.

m	Расчет							Опыт			
	E_m	$\bar{t}_m, \text{сек}$	$\nu_m, 1/\text{сек}$	B_m	$1-B_m$	Ab_m	$\nu_{mm}, 1/\text{сек}$	E^*_m	$\bar{t}^*_m, \text{сек}$	$\nu^*_m, 1/\text{сек}$	$\nu^*_{mm}, 1/\text{сек}$
0	0,000	0,650	0,000	1	0	0	0	0	—	0	0
1	0,000	0,695	0,000	0,962	0,038	0,001	0,000	0	—	0	0
2	0,001	0,747	0,001	0,919	0,081	0,007	0,000	0	—	0	0
3	0,004	0,808	0,005	0,869	0,131	0,017	0,000	0,004	—	0,003	0
4	0,019	0,878	0,022	0,810	0,190	0,036	0,001	0,022	1,00	0,022	0
5	0,066	0,962	0,069	0,740	0,260	0,068	0,005	0,078	1,22	0,064	0,003
6	0,158	1,064	0,148	0,655	0,345	0,119	0,018	0,144	1,00	0,144	0,017
7	0,256	1,191	0,216	0,550	0,450	0,203	0,040	0,226	1,16	0,194	0,031
8	0,274	1,216	0,224	0,402	0,598	0,317	0,071	0,298	1,49	0,200	0,045
9	0,173	1,406	0,123	0,225	0,775	0,554	0,068	0,178	1,39	0,128	0,078
10	0,049	1,850	0,027	0	1	1	0,027	0,050	1,63	0,030	0,030
Итого	1,000	—	0,835	—	—	—	0,230	1	—	0,785	0,204

В [Л. 1] показано, что распределение алгебраических значений размахов является симметричным при нормальном распределении нагрузки. Оказывается, что и в нашем случае распределение величины δm_a является симметричным, даже при несимметричном распределении нагрузки, даваемом формулой (П-2). В самом деле, из соотношения [Л. 2]

$$N_{m-1}B_{m-1} = N_m A_m$$

следует, что

$$\nu_m = \nu_0 \prod_{j=1}^{m-1} \frac{B_j}{A_j}. \quad (\text{П-13})$$

Тогда

$$\begin{aligned}
 E_{-\delta m} &= \frac{1}{\nu_k} \sum_{m=n}^{\delta m} \left(\nu_0 \prod_{j=1}^{m-1} \frac{B_j}{A_j} \right) \frac{B_{m-\delta m}}{B_{m-\delta m}} \prod_{j=m-1}^{m-\delta m+1} \frac{B_{b_j}}{B_j} = \\
 &= \frac{1}{\nu_k} \sum_{m=n}^{\delta m} \left(\nu_0 \frac{B_0}{A_{m-\delta m}} \prod_{j=1}^{m-\delta m-1} \frac{B_j}{A_j} \right) B_{a_{m-\delta m}} \times \\
 &\times \frac{Ab_m}{A_m} \prod_{j=m-1}^{m-\delta m+1} \frac{A_{a_j}}{A_j} = \frac{1}{\nu_k} \sum_{m=n}^{\delta m} \nu_{m-\delta m} B_{a_{m-\delta m}} \times \\
 &\times \frac{Ab_m}{A_m} \prod_{j=m-1}^{m-\delta m+1} \frac{A_{a_j}}{A_j} = \frac{1}{\nu_k} \sum_{s=n-m}^0 \nu_s B_{a_s} \frac{Ab_{s+\delta m}}{A_{s+\delta m}} \times \\
 &\times \prod_{j=s+\delta m-1}^{s+1} \frac{A_{a_j}}{A_j} = E_{+\delta m}, \quad (\text{П-14})
 \end{aligned}$$

что и требовалось доказать. В выводе через s обозначена величина

$$s = m - \delta m$$

и учтено, что [Л. 2]:

$$B_{b_j} = A_{a_j}.$$

Вероятность сугубо положительной величины размахов колебаний, согласно (15) и (П-14), составит:

$$E_{\delta m} = 2E_{+\delta m} = 2E_{-\delta m}; \quad (\text{П-15})$$

при этом для практических расчетов, с учетом (П-6) и (П-7), более удобно второе равенство (П-15), так что для вероятности размаха можно окончательно записать:

$$E_{\delta m} = \frac{2}{\nu_k} \sum_{m=n}^{\delta m} \nu_{mm} B_{m-\delta m} \prod_{j=m-1}^{m-\delta m+1} (1 - B_j), \quad (\text{П-16})$$

где через

$$\nu_{mm} = \nu_m Ab_m \quad (\text{П-17})$$

обозначена частота появления максимумов на уровне m .

Пример 4. Определить показатели колебательности нагрузки однофазного ответвления к 10 аппаратам дуговой электросварки одинаковой мощностью 50 кВт, если для всей группы известны лишь средние значения показателей режима работы:

$$k_{\text{вс}} = 0,74; \quad \lambda_c = 0,04 \text{ 1/сек.}$$

Расчетные данные, полученные по формулам (П-1) и (П-4), (П-8) и (П-17) сведены в таблицу; для сравнения в этой же таблице приведены опытные данные, отмеченные звездочками.

С учетом (11), среднюю частоту колебаний определим по формуле (далее в скобках приводятся данные, найденные из опыта):

$$\nu_k = 2\Sigma \nu_{mm} = 2 \cdot 0,23 = 0,46 \text{ 1/сек} \quad (\nu^*_k = 0,41 \text{ 1/сек}).$$

Средняя длительность колебания, согласно (6), составит:

$$\bar{t} = \frac{1}{0,46} = 2,18 \text{ сек} \quad (\bar{t}^* = 2,44 \text{ сек}).$$

Средняя величина размаха, с учетом (13), будет:

$$\bar{\delta P} = 50 \cdot 2,18 \cdot 0,835 = 90 \text{ кВт} \quad (\bar{\delta P}^* = 95,6 \text{ кВт}).$$

Многоугольник распределения вероятностей размахов, вычисленных по формуле (П-16), приведен на рис. 1. Для иллюстрации ниже приводится расчет вероятности размахов лишь для точки $\delta P = 250$ кВт:

$$\begin{aligned}
 E_{250} &= \frac{2}{0,46} (0,027 \cdot 0,775 \cdot 0,598 \cdot 0,450 \cdot 0,345 \cdot 0,740 + \\
 &+ 0,068 \cdot 0,598 \cdot 0,450 \cdot 0,345 \cdot 0,260 \cdot 0,810 + 0,071 \cdot 0,450 \times \\
 &\times 0,345 \cdot 0,260 \cdot 0,190 \cdot 0,869 + 0,040 \cdot 0,345 \cdot 0,260 \cdot 0,190 \times \\
 &\times 0,131 \cdot 0,919 + 0,018 \cdot 0,260 \cdot 0,190 \cdot 0,131 \cdot 0,081 \cdot 0,962 + \\
 &+ 0,005 \cdot 0,190 \cdot 0,131 \cdot 0,081 \cdot 0,038 \cdot 1) = 0,015.
 \end{aligned}$$

Приняв значение $E_k = 0,001$, замечаем, что условия (18) выполняются для $\delta m_p = 5$, т. е. расчетный размах составит 250 кВт. Частоту появления расчетного размаха найдем согласно (21).

Литература

1. Каялов Г. М. и Куренный Э. Г., Основы расчета колебаний нагрузок в электрических сетях, «Электричество», 1967, № 2.
2. Хинчин А. Я., Работы по математической теории массового обслуживания, Физматгиз, 1963.
3. Каялов Г. М. и Куренный Э. Г., Применение математической теории массового обслуживания к расчетам пиков нагрузки заводских электрических сетей, Известия вузов, «Электромеханика», 1965, № 7.
4. Вентцель Е. С., Теория вероятностей, Физматгиз, 1964.
5. Колмогоров А. Н., Теория вероятностей, «Математика, ее содержание, методы и значение», АН СССР, 1956, т. 2.
6. Куренный Э. Г., Расчет пиков нагрузки заводских электрических сетей, «Электричество», 1968, № 3.

[12.5.1967]

⁴ Настоящий пример расчета иллюстрирует полученные выше формулы, но не самый способ выполнения выкладок в массовых проектных расчетах; в частности, не приводятся вспомогательные таблицы и графики.

Исследование механической характеристики двухфазного асинхронного двигателя

Канд. техн. наук Е. М. ЛОПУХИНА и инж. Г. А. СЕМЕНЧУКОВ

Московский энергетический институт

В последнее время появились работы [Л. 2—5], в которых предлагаются новые выражения для расчета механических характеристик асинхронных двигателей для отдельных частных случаев.

В этой статье выводится выражение механической характеристики двигателя для общего случая включения двухфазной асинхронной машины с произвольными сопротивлениями фаз и питающими напряжениями (рис. 1, а). Оси обмоток А и В смещены в пространстве на 90 эл. град, и в обе фазы включены добавочные сопротивления. К схеме рис. 1, а может быть сведен любой практически встречающийся случай, например: питание одной фазы исполнительного двигателя через полупроводниковый усилитель (где надо учитывать активное сопротивление источника питания и реактивное сопротивление шунтирующего конденсатора), включение конденсаторов в обе фазы, включение двух конденсаторов в одну из фаз и др.

Для получения зависимости вращающего момента непосредственно от скорости целесообразно заменить реальную асинхронную машину идеальной ($r_s = x_s = x_R = 0$ и $x_m = \infty$), отнеся все параметры ее схемы замещения, кроме активного сопротивления

цепи ротора, к внешней цепи (рис. 1, б). Такой прием связан с тем, что только активное сопротивление цепи ротора зависит от скорости вращения.

С помощью теоремы об активном двухполюснике можно провести дальнейшее преобразование и представить схему двигателя так, как это показано на рис. 1, в, где:

$$Z_A = r_A + jx_A = \frac{r_{SA} + r_{\Delta A}}{c_A^2} + j \left(x_{RA} + x_{mA} - \frac{x_{SA} + x_{mA} \pm x_{\Delta A}}{c_A^2} \right); \quad (1)$$

$$Z_B = r_B + jx_B = \frac{r_{SB} + r_{\Delta B}}{c_B^2} + j \left(x_{RB} + x_{mB} - \frac{x_{SB} + x_{mB} \pm x_{\Delta B}}{c_B^2} \right); \quad (2)$$

$$\dot{U}''_A = \frac{\dot{U}_A}{c_A}; \quad (3)$$

$$\dot{U}''_B = \frac{\dot{U}_B}{c_B}; \quad (4)$$

$$c_A = |\dot{C}_A| = \left| 1 + \frac{Z_{SA} + Z_{\Delta A}}{jx_{mA}} \right|; \quad (5)$$

$$c_B = |\dot{C}_B| = \left| 1 + \frac{Z_{SB} + Z_{\Delta B}}{jx_{mB}} \right|. \quad (6)$$

Выражения (1) — (6) для частных случаев упрощаются. Например, для однофазного двигателя (при разомкнутой обмотке А)

$$c_A = \infty;$$

$$Z_A = j(x_{RA} + x_{mA});$$

$$\dot{U}''_A = 0.$$

Для симметричного двухфазного двигателя ($Z_{\Delta A} = Z_{\Delta B} = 0$) при соблюдении равенства

$$\frac{r_{SB}}{r_{SA}} = k^2, \quad (7)$$

где

$$k = \frac{\omega_{SB} k_{0B}}{\omega_{SA} k_{0A}}.$$

Имеем:

$$\dot{C}_A = \dot{C}_B;$$

$$Z_B = k^2 Z_A.$$

Для двухфазных двигателей с полым немагнитным ротором ($x_{RA} = x_{RB} = 0$):

$$x_A = x_{mA} - \frac{x_{SA} + x_{mA} \pm x_{\Delta A}}{c_A^2};$$

$$x_B = x_{mB} - \frac{x_{SB} + x_{mB} \pm x_{\Delta B}}{c_B^2}.$$

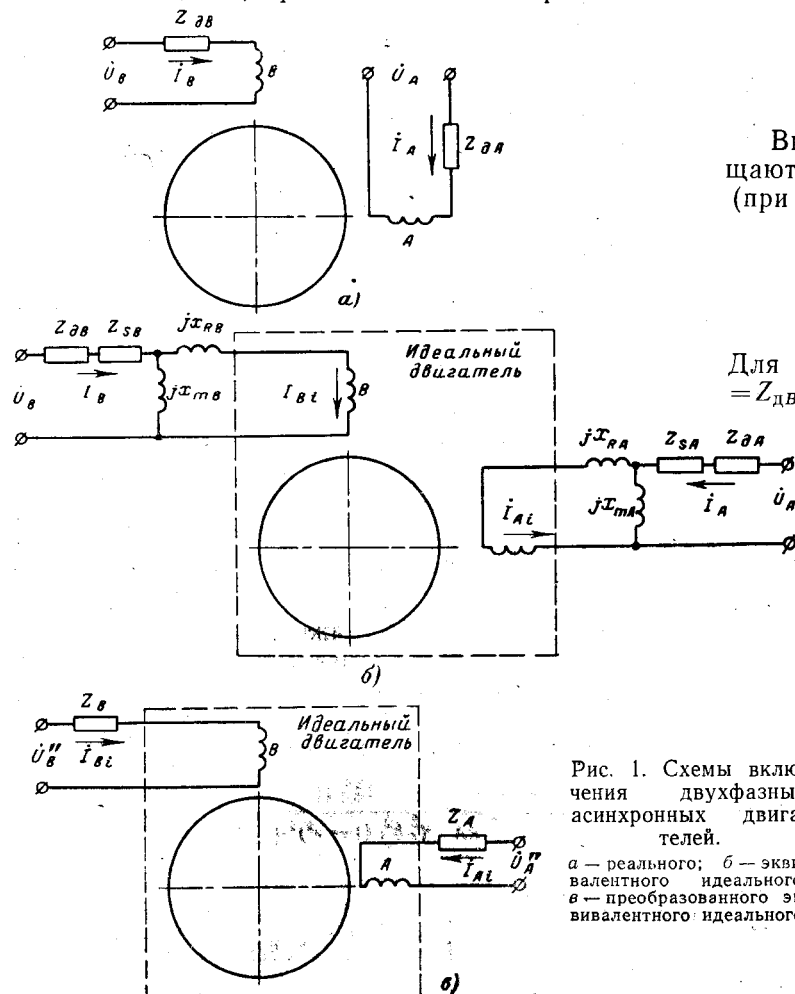


Рис. 1. Схемы включения двухфазных асинхронных двигателей.

а — реального; б — эквивалентного идеального; в — преобразованного эквивалентного идеального.

Если выполняется условие (7), то коэффициенты P , Q , L и N в выражении (12) принимают вид:

$$\begin{aligned} P &= \gamma_A^2 + 2\rho_A; \\ Q &= 0; \\ L &= 2\rho_A \gamma_A^2 + \rho_A^2 - \xi_A^2; \\ N &= 1 + 4\gamma_A^2 + 4\rho_A. \end{aligned}$$

Применим выражения электромагнитного момента (13)—(15) для исследования механической характеристики различных типов двигателей (рис. 2).

Конденсаторный двигатель общего применения. У конденсаторного двигателя общего применения (рис. 2, а) величина $\xi_{SB} \pm \xi_{dB}$ отрицательна и обычно близка по модулю ξ_{mB} , в связи с чем $\rho_B \gg 1$ и $\xi_B \gg 1$. Поэтому при значениях v , достаточно отличающихся от единицы, членами $2\alpha'' \sin \beta'' - v(1 + \alpha''^2)$ в выражениях электромагнитного момента можно пренебречь по сравнению с $(p + vq)(1 - v^2)$. Расчеты показывают, что даже при $v = v_n$ это не дает заметной погрешности. При указанном допущении выражение (15) для электромагнитного момента приобретает вид:

$$m \approx \frac{p + vq}{\gamma_A^2 \gamma_B^2 (1 - v^2) + 2L + \frac{N}{1 - v^2}}. \quad (17)$$

Для двигателей общего применения представляет интерес определить следующие относительные скорости: холостого хода v_0 , при заданной нагрузке v и при максимальном моменте v_m . Поскольку относительные скорости холостого хода и в рабочем режиме близки к единице, удобнее определять скольжение (для поля прямой последовательности $s = 1 - v$).

Выражение для скорости идеального холостого хода получим, приравняв выражение (15) для электромагнитного момента нулю и введя ряд упрощений, связанных с тем, что искомая относительная скорость близка к единице:

$$s_0 = 1 - v_0 \approx \frac{1 + \alpha''^2 - 2\alpha'' \sin \beta''}{2(p + q)}. \quad (18)$$

Для определения v в рабочем режиме решаем (15) относительно скорости, учитывая, что для двигателей общего применения в этом режиме скольжение мало (v близко к единице):

$$s = 1 - v \approx \frac{1 + \alpha''^2 - 2\alpha'' \sin \beta'' + Nm}{2(p + q - 2Lm)}. \quad (19)$$

Формула (19) может быть использована для нахождения реальной скорости холостого хода, если известны механические потери двигателя. Для нахождения относительной скорости, соответствующей максимальному электромагнитному моменту $M_{э, \max}$, решим уравнение

$$\frac{dm}{dv} = 0.$$

Воспользуемся упрощенным уравнением (17), получим:

$$\begin{aligned} (1 - v^2) + b + \frac{c}{1 - v^2} + 2v \left[1 - \frac{c}{(1 - v^2)^2} \right] (v + a) &= 0, \end{aligned} \quad (20)$$

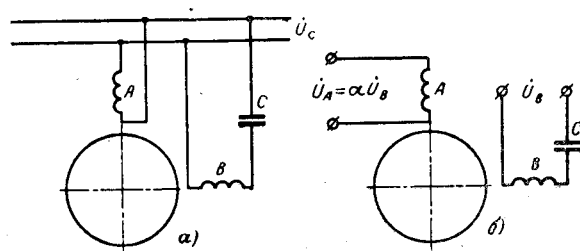


Рис. 2. Схемы включения двухфазных асинхронных конденсаторных микродвигателей.

а — общего применения; б — исполнительного.

где

$$a = \frac{p}{q}; \quad b = \frac{2L}{\gamma_A^2 \gamma_B^2}; \quad c = \frac{N}{\gamma_A^2 \gamma_B^2}.$$

Уравнение (20) может быть решено методом последовательных приближений:

$$\begin{aligned} v_{m(n)} &= \\ &= \sqrt{1 - \frac{c}{(1 - v_{m(n-1)}^2) + b + \frac{c}{1 - v_{m(n-1)}^2}}}, \end{aligned} \quad (21)$$

где $v_{m(n)}$, $v_{m(n-1)}$ — относительная скорость, соответствующая максимальному электромагнитному моменту, в n -м и $n-1$ -м приближениях.

В качестве первого приближения может быть принята величина относительной скорости, соответствующая минимуму выражения (17):

$$v_{m(1)} = \sqrt{1 - \sqrt{c}}. \quad (22)$$

В этом случае выражение (21) для второго приближения упрощается:

$$v_{m(2)} = \sqrt{1 - \frac{c}{b + 2\sqrt{c}}}}. \quad (21a)$$

В большинстве практически встречающихся случаев второе приближение дает достаточно точный результат.

Выражения (18), (19), (21) и (22) можно применить и для однофазного двигателя при разомкнутой обмотке A , учитывая, что

$$\alpha'' = 0, \quad \rho_A = 0, \quad p = 0, \quad q = \gamma_A^2 = \xi_A^2, \quad a = 0.$$

При этом они значительно упрощаются.

Исполнительные двигатели с конденсатором в цепи возбуждения. В асинхронном исполнительном двигателе (рис. 2, б), принимаем B в качестве фазы возбуждения, A — в качестве фазы управления. В этом случае

$$\alpha'' e^{-j\beta''} = \frac{\dot{C}_B}{\dot{C}_A} \frac{k \dot{U}_A}{\dot{U}_B} = \frac{\dot{C}_B}{\dot{C}_A} \alpha_e e^{-j\beta}. \quad (23)$$

При анализе механической характеристики определим относительную скорость холостого хода и скорость при произвольной нагрузке, а также рассмотрим условие устойчивой работы двигателя.

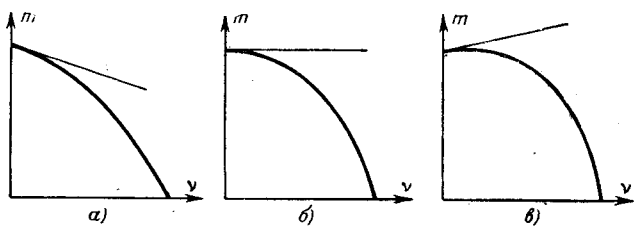


Рис. 3. Форма механической характеристики исполнительного двигателя при

$$a - \gamma_A^2 + \alpha'^2 \gamma_B^2 < 1 + \alpha'^2; \quad б - \gamma^2 + \alpha'^2 \gamma_B^2 = 1 + \alpha'^2; \\ в - \gamma_A^2 + \alpha'^2 \gamma_B^2 > 1 + \alpha'^2.$$

Относительные скорости получим, решив уравнение (15) относительно v графическим методом или методом последовательных приближений, пренебрегая в знаменателе (15) членом $\gamma_A^2 \gamma_B^2 (1 - v^2)^2$:

$$v_0 = 1 - \frac{(1 + \alpha'^2) v_0 - 2\alpha'' \sin \beta''}{(1 + v_0)(p + v_0 q)}, \quad (24)$$

$$v = 1 - \frac{(1 + \alpha'^2) v - 2\alpha'' \sin \beta'' + N_m}{(1 + v)(p + vq - 2Lm)}. \quad (25)$$

Известное условие устойчивости механической характеристики

$$\left(\frac{dm}{dv} \right)_{v=0} \leq 0.$$

Воспользовавшись (15), получим соотношение параметров, при котором механическая характеристика устойчива

$$\gamma_A^2 + \alpha'^2 \gamma_B^2 \leq 1 + \alpha'^2. \quad (26)$$

Если неравенство (26) выполняется, то форма механической характеристики имеет вид, показанный на рис. 3, а или б (граничный случай). В противном случае характеристика имеет вид, показанный на рис. 3, в.

Из (26) можно получить общее условие отсутствия методического самохода исполнительного двигателя. При снятии сигнала с обмотки управления любым способом $\alpha'' = 0$ и (26) принимает вид:

$$\gamma_A \leq 1. \quad (27)$$

Выводы. 1. Предлагаемое выражение для электромагнитного момента охватывает общий случай включения двухфазного асинхронного двигателя и удобно для исследования механической характеристики. Оно представляет интерес при анализе схем автоматических устройств с двухфазными асинхронными двигателями, поскольку дает в явном виде связь момента со скоростью вращения.

2. Предлагается метод расчета теоретической скорости холостого хода и скорости при заданной нагрузке для асинхронных двигателей общего применения и исполнительных, а также скорости при максимальном моменте для двигателя общего применения.

3. Получены условия устойчивости механической характеристики и отсутствия методического самохода у исполнительных двигателей.

Приложение. Для иллюстрации предлагаемых новых соотношений рассмотрим в качестве примера конденсаторный двигатель общего применения [Л. 2] и исполнительный двигатель с полым немагнитным ротором [Л. 1].

Конденсаторный двигатель общего применения ($P_n = 50$ вт, $U_n = 220$ в, $n_c = 3000$ об/мин).

Параметры фазы А:

$$r_{SA} = 110 \text{ ом}; \quad x_{SA} = 43,7 \text{ ом}; \quad x_{mA} = 805 \text{ ом}; \\ x_{RA} = 32,9 \text{ ом}; \quad r_{RA} = 41 \text{ ом}.$$

Параметры фазы В:

$$r_{SB} = 212 \text{ ом}; \quad x_{SB} = 85,6 \text{ ом}; \quad x_{mB} = 1580 \text{ ом}; \\ x_{RB} = 64,5 \text{ ом}; \quad r_{RB} = 80,4 \text{ ом}; \quad x_C = -1590 \text{ ом}; \quad k = 1,4.$$

Относительные параметры схемы замещения двигателя:

$$\rho_{SA} = 2,68; \quad \rho_{SB} = 2,64; \quad \xi_{SA} = \xi_{SB} = 1,07; \\ \xi_{mA} = \xi_{mB} = 19,6; \quad \xi_{RA} = \xi_{RB} = 0,805; \quad \xi_C = -19,8.$$

Рассчитываем величины, входящие в (14) и (15)

$$\alpha'' = 0,187 \quad \beta'' = 64^\circ 20' \\ P = 400 \quad p = 190 \\ Q = 341 \quad q = 628 \\ L = 43700 \quad 2\alpha'' \sin \beta'' = 0,338 \\ N = 18500 \quad 1 + \alpha'^2 = 1,035 \\ \gamma_A^2 \gamma_B^2 = 171000 \quad M_0 = 9700 \text{ кг} \cdot \text{см}$$

$$m = \frac{(190 + 628v)(1 - v^2) + 0,338 - 1,035v}{171000(1 - v^2)^2 + 87400(1 - v^2) + 18500}.$$

Скольжение идеального холостого хода по (18)

$$s_0 = \frac{1,035 - 0,335}{2(190 + 628)} 100\% = 0,0425\%.$$

Скольжение реального холостого хода по (19) при $M_{\text{мех}} = 1,13 \text{ кг} \cdot \text{см}$; $m_{\text{мех}} = 1,17 \cdot 10^{-4}$

$$s_x = \frac{1,035 - 0,0338 + 18500 \cdot 1,17 \cdot 10^{-4}}{2(190 + 628 - 87400 \cdot 1,17 \cdot 10^{-4})} 100\% = 0,12\%.$$

Скольжение при моменте нагрузки $M = 18,6 \text{ кг} \cdot \text{см}$; $m = 1,92 \cdot 10^{-3}$

$$s = \frac{1,035 - 0,338 + 18500 \cdot 1,92 \cdot 10^{-3}}{2(190 + 628 - 87400 \cdot 1,92 \cdot 10^{-3})} 100\% = 2,78\%.$$

Согласно [Л. 1] момент нагрузки $18,6 \text{ кг} \cdot \text{см}$ получается при скольжении $s = 3\%$.

Относительная скорость при максимальном электромагнитном моменте, учитывая, что $a = 0,302$; $b = 0,51$; $c = 0,108$, в первом приближении составляет по (21)

$$v_m(1) = \sqrt{1 - \sqrt{0,108}} = 0,82.$$

а во втором приближении по (22)

$$v_m(2) = \sqrt{1 - \sqrt{\frac{0,108}{1 + \frac{0,51 + 2 \cdot 0,329}{2 \cdot 0,82(0,82 + 0,302)}}}} = 0,862.$$

Как показали расчеты, третье приближение отличается от второго на 0,35%.

$$M_{\Sigma \text{ max}} = 9700 \frac{(190 + 628 \cdot 0,862)(1 - 0,862^2)}{171000(1 - 0,862^2)^2 + 87400(1 - 0,862^2) + 18500} = 38 \text{ кг} \cdot \text{см}.$$

Кратность максимального момента $k_m = 2,04$.

Исполнительный двигатель с конденсатором в цепи возбуждения.

$$\text{Параметры схемы замещения} \\ r_{SY} = 75 \text{ ом}; \quad x_{SY} = 75 \text{ ом}; \quad x_{mY} = 150 \text{ ом}; \\ r_{RY} = 300 \text{ ом}; \quad x_C = -155 \text{ ом}.$$

Коэффициент трансформации $k = 2$.

Эффективный коэффициент сигнала $\alpha_e = 1,445$.

Относительные параметры схемы замещения

$$\rho_{SY} = \rho_{SB} = 0,25; \quad \xi_{SY} = \xi_{SB} = 0,25; \\ \xi_{mY} = \xi_{mB} = 0,5; \quad \xi_C = -0,96.$$

Рассчитываем величины, входящие в (14) и (15)

$$\alpha'' = 0,596 \quad \beta'' = 111^\circ 35' \\ P = 0,942 \quad p = 1,16 \\ Q = -0,772 \quad q = \gamma_A^2 + \alpha'^2 \gamma_B^2 = 0,52 \\ L = 0,022 \quad 2\alpha'' \sin \beta'' = 1,11 \\ N = 4,25 \quad 1 + \alpha'^2 = 1,355 \\ \gamma_A^2 = 0,05 \quad \gamma_A^2 \gamma_B^2 = 0,66$$

$$m = \frac{(1,16 + 0,52v)(1 - v^2) + 1,11 - 1,355v}{0,066(1 - v^2)^2 + 0,044(1 - v^2) + 4,25}.$$

Влияние несинусоидальности магнитного поля в зазоре на пусковой момент гистерезисного двигателя

Инж. С. А. СТОМА

ВНИИЭМ

Опыт показывает, что расчет пускового момента гистерезисных двигателей, как правило, дает завышенный результат. Ошибка оказывается тем больше, чем сильнее кривая поля двигателя отличается от синусоиды. Например, расчетная величина пускового момента трехфазного гистерезисного двигателя ДЛП-1 превышает опытную в 1,8 раза. Поэтому учет влияния высших гармонических поля на электромагнитный момент гистерезисного двигателя имеет важное практическое значение.

Индукция в воздушном зазоре, создаваемая диаметральной обмоткой, распределяется вдоль полюсного деления по закону [Л. 1].

$$\dot{B}_\delta = \frac{\dot{F}}{2\delta} \frac{\operatorname{ch} k \left(x - \frac{\tau}{2} \right)}{\operatorname{ch} \frac{k\tau}{2}}, \quad (1)$$

где $\dot{F} = \dot{F} e^{j\omega t} = F e^{j(\omega t + \phi_F)}$ — н. с. обмотки (паза машины);

$$k = k e^{-j \frac{\phi}{2}} = \sqrt{\frac{1}{\mu \Delta \delta}} e^{-j \frac{\phi}{2}};$$

Δ — толщина активного слоя ротора;

δ — воздушный зазор;

τ — полюсное деление;

μ — относительная проницаемость активного материала ротора;

ψ — гистерезисный угол.

При решении задачи μ принимается постоянной, а петля гистерезиса — эллиптической.

Мгновенное значение момента, действующего на элемент длины расточки статора dx

$$dM = \frac{Dl}{2} B_{\delta t} J_t dx, \quad (2)$$

где $B_{\delta t}$, J_t — мгновенные значения индукции и линейной нагрузки в точке x , $B_{\delta t} = \operatorname{Re} \dot{B}_\delta$, $J_t = \operatorname{Re} \dot{J}$;

D — диаметр расточки;

l — активная длина машины.

Полный момент машины найдем, определив среднее значение элементарного момента за период частоты питания, а также просуммировав элементарные моменты вдоль полюсного деления и умножив результат на число полюсов

$$M = \frac{2p}{T} \int_0^T \int_0^\tau dM dt. \quad (3)$$

Проинтегрировав по времени и учитывая, что $\dot{J} = \frac{d\dot{F}}{dx}$, перепишем (3):

$$M = \frac{pDl}{2} \int_0^\tau \operatorname{Re} (\bar{B}_\delta^* d\dot{F}). \quad (4)$$

При ступенчатой форме кривой н. с., что имеет место у гистерезисных двигателей, интеграл (4) можно представить в виде суммы

$$M = \frac{pDl}{2} \sum_{i=1}^{i=k_i} \int_{a_i}^{b_i} \operatorname{Re} (\bar{I}^* d\dot{F}), \quad (5)$$

где a_i и b_i — координаты, ограничивающие участки, на которых изменяется н. с. ($d\dot{F} \neq 0$).

Считая, что н. с. изменяется по линейному закону, запишем:

$$d\dot{F} = \frac{\bar{F}_{bi} - \bar{F}_{ai}}{b_i - a_i} dx,$$

где $\bar{F}_{bi}$, $\bar{F}_{ai}$ — значение н. с. в точках b_i и a_i .

Заменяем $\int_{a_i}^{b_i} \bar{L}^* dx$ средним значением индукции в интервале $a_i - b_i$. В результате (5) принимает вид:

Неравенство (26) соблюдается, следовательно, механическая характеристика двигателя устойчива и имеет вид рис. 3,а. Неравенство (27) также соблюдается, следовательно, методический самоход отсутствует.

Определим скорость идеального холостого хода $m=0$ и скорости при нагрузках $m=0,2$ и $m=0,3$.

В качестве первого приближения во всех случаях принимаем единицу. Результаты расчета по формулам (24) и (25) сведены в таблицу.

Момент нагрузки	ν			
	2-е приближение	3-е приближение	4-е приближение	По [Л. 1]
$m=0$	0,924	0,925	—	0,94
$m=0,2$	0,672	0,74	0,72	0,72
$m=0,3$	0,545	0,59	—	0,59

Литература

1. Чечет Ю. С., Электрические микромашины автоматических устройств, изд-во «Энергия», 1964.
2. Лопухина Е. М. и Сомихина Г. С., Расчет асинхронных микродвигателей однофазного и трехфазного тока, Госэнергоиздат, 1961.
3. Хрущев В. В. и Гандшу В. М., Анализ работы однофазных асинхронных микродвигателей на базе теории двух реакций, Электрические машины и электропривод малой мощности, изд-во «Наука», 1966.
4. Лопухина Е. М. и Сомихина Г. С., Асинхронные микродвигатели с полым ротором, изд-во «Энергия», 1967.
5. Мелёшин В. И., Механическая характеристика конденсаторного двигателя с полым ротором, «Электричество», 1967, № 6.

[10.6.1968]

$$M = \frac{pDl}{2} \sum_{i=1}^{k_i} \operatorname{Re} [L_{\delta i}^* (\bar{F}_{b_i} - \bar{F}_{a_i})], \quad (6)$$

где $B_{\delta i}$ — среднее значение индукции на участке $a_i b_i$.

Уравнение (6) является исходным при определении момента.

Рассмотрим трехфазную машину с числом пазов на полюс и фазу $q=1$. В этом случае обмотки создают н. с.

$$\left. \begin{aligned} \bar{F}_1 &= \frac{1}{2} F; \\ \bar{F}_2 &= \frac{1}{2} F e^{-j \frac{2}{3} \pi}; \\ \bar{F}_3 &= \frac{1}{2} F e^{-j \frac{4}{3} \pi}. \end{aligned} \right\} \quad (7)$$

Из рис. 1, на котором показано двойное полюсное деление машины, следует, что скачок н. с. 1-й обмотки имеет место при $x=0$; 2-й обмотки — при $x = \frac{2}{3}\tau$ и 3-й обмотки — при $x = \frac{1}{3}\tau$.

В соответствии с (6) момент машины записывается в виде суммы произведений н. с. одной фазы на индукцию, создаваемую двумя другими фазами

$$M_3 = -\frac{pDl}{2} \operatorname{Re} [2\bar{F}_1 (\bar{B}_{\delta 21}^* + \bar{B}_{\delta 31}^{*'}) + 2\bar{F}_2 (\bar{B}_{\delta 12}^* + \bar{B}_{\delta 32}^{*'}) + 2\bar{F}_3 (\bar{B}_{\delta 13}^* + \bar{B}_{\delta 23}^{*'})] \quad (8)$$

$x=0$ $x=\frac{1}{3}\tau$ $x=\frac{2}{3}\tau$

Индукция, создаваемая обмотками, определяется из выражений (рис. 1): для 1-й и 2-й фаз

$$\left. \begin{aligned} \bar{B}_{\delta 1} &= \frac{F_i}{2\delta} \mu_0 \frac{\operatorname{ch} k \left(x - \frac{\tau}{2}\right)}{\operatorname{ch} \frac{k\tau}{2}}; \\ \bar{B}_{\delta 2} &= -\frac{F}{2\delta} \mu_0 e^{-j \frac{2}{3} \pi} \frac{\operatorname{ch} k \left(x - \frac{1}{6} \tau\right)}{\operatorname{ch} \frac{k\tau}{2}}; \end{aligned} \right\} \quad (9)$$

для 3-й фазы соответственно в зонах скачков $\bar{F}_1$ и $\bar{F}_2$

$$\left. \begin{aligned} \bar{B}'_{\delta 3} &= \frac{F}{2\delta} \mu_0 e^{-j \frac{4}{3} \pi} \frac{\operatorname{ch} k \left(x + \frac{1}{6} \tau\right)}{\operatorname{ch} \frac{k\tau}{2}}; \\ \bar{B}''_{\delta 3} &= -\frac{F}{2\delta} \mu_0 e^{-j \frac{4}{3} \pi} \frac{\operatorname{ch} k \left(x - \frac{5}{6} \tau\right)}{\operatorname{ch} \frac{k\tau}{2}}. \end{aligned} \right\} \quad (10)$$

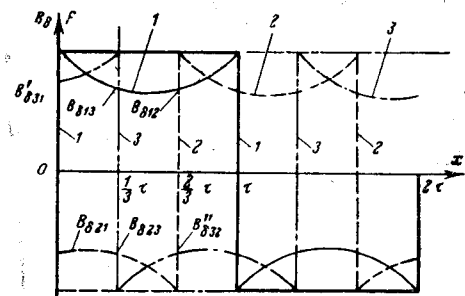
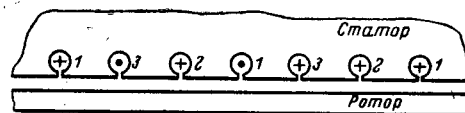


Рис. 1.

Подставляя (9) и (10) в (8), получаем:

$$M_3 = \frac{pDl\mu_0 F^2}{4\delta} 3\sqrt{3} \operatorname{Re} \left[-j \frac{\operatorname{ch} \frac{k\tau}{6}}{\operatorname{ch} \frac{k\tau}{2}} \right] \quad (11)$$

После преобразований запишем окончательно:

$$M_3 = \frac{pDl\mu_0 F^2 3\sqrt{3}}{8\delta} \beta_3, \quad (12)$$

где

$$\beta_3 = \frac{\sin \left[\frac{k\tau}{3} \sin \frac{\psi}{2} \right] \operatorname{sh} \left[\frac{2}{3} k\tau \cos \frac{\psi}{2} \right] + \cos^2 \left[\frac{k\tau}{2} \sin \frac{\psi}{2} \right] + \sin \left[\frac{2}{3} k\tau \sin \frac{\psi}{2} \right] \operatorname{sh} \left[\frac{1}{3} k\tau \cos \frac{\psi}{2} \right]}{\operatorname{sh}^2 \left[\frac{k\tau}{2} \cos \frac{\psi}{2} \right]} \quad (13)$$

Если размеры подставлять в мм, F — в а, то момент в Г·см можно определять по формуле

$$M_3 = 0,833 \cdot 10^{-5} \frac{pDl}{\delta} F^2 \beta_3. \quad (14)$$

Уравнение (14) позволяет определять влияние параметров гистерезисного двигателя на пусковой момент. Например, представляет интерес зависимость момента от воздушного зазора двигателя. Как следует из (14), при $\delta=0$ ($k=\infty$) момент гистерезисного двигателя будет равен нулю. Физически это объясняется тем, что при уменьшении зазора провал в кривой индукции, создаваемой обмоткой, возрастает [Л. 1]. При $\delta=0$ индукция в точках скачков н. с. обмоток (рис. 1) будет равна нулю, поэтому момент на валу двигателя будет отсутствовать. При $\delta \rightarrow \infty$ ($k \rightarrow 0$) момент также будет равен нулю, так как $\beta_3 \rightarrow 0$. Таким образом, кривая зависимости момента гистерезисного двигателя от воздушного зазора должна иметь максимум. На рис. 2 приведена расчетная кривая $M=f(\delta)$ для двигателя ДЛП-1 ($\tau=19,6$ мм; $\delta=0,2$ мм; $\Delta=2,5$ мм; $D=75$ мм; $l=50$ мм; $p=6$; $\psi=55^\circ$; $\mu=25$; $F=135$ а).

Как видно из рис. 2, опытные точки, показанные на кривой, достаточно хорошо совпадают с расчетными.

Рассмотрим двухфазную машину с укороченной обмоткой и $q=1$. К этой группе машин относятся также гистерезисные двигатели с явнополюсным статором, в частности тихоходные.

На рис. 3 представлено двойное полюсное деление двухфазного двигателя с укороченной обмоткой; н. с. обмоток равны:

$$\left. \begin{aligned} \bar{F}_1 &= \frac{1}{2} F; \\ \bar{F}_2 &= \frac{1}{2} F e^{-j\frac{\pi}{2}}. \end{aligned} \right\} \quad (15)$$

Скачки н. с. 1-й фазы имеют место при $x = \frac{\tau}{2}(1-\alpha)$ и $x = \frac{\tau}{2}(1+\alpha)$, а второй фазы — при $x = \frac{\tau}{2}(2-\alpha)$ и $x = \frac{\tau}{2}\alpha$,

где α — отношение шага обмотки к полюсному делению или коэффициент полюсного перекрытия у явнополюсных машин.

Уравнение (6) для двухфазной машины имеет вид:

$$M_2 = \frac{pDl}{2} \operatorname{Re} [\bar{F}_1 \bar{B}'_{\delta_2} + \bar{F}_2 \bar{B}'_{\delta_1} + \bar{F}_2 \bar{B}''_{\delta_1} + \bar{F}_1 \bar{B}''_{\delta_2}]. \quad (16)$$

$$x = \frac{\tau}{2}(1-\alpha); \quad x = \frac{\tau}{2}(2-\alpha);$$

$$x = \frac{\tau}{2}\alpha; \quad x = \frac{\tau}{2}(1+\alpha).$$

При выводе расчетной формулы для момента двухфазной машины необходимо различать два случая: $\alpha > 0,5$ и $\alpha < 0,5$.

В первом случае кривые распределения индукции записываются в виде

$$\bar{B}_{\delta_1} = \frac{F}{2\delta} \mu_0 \frac{\operatorname{ch} \frac{k\tau}{2}(1-\alpha)}{\operatorname{ch} \frac{k\tau}{2}} \operatorname{ch} k \left(x - \frac{\tau}{2} \right); \quad (17)$$

$$\bar{B}'_{\delta_2} = -\frac{F}{2\delta} \mu_0 e^{-j\frac{\pi}{2}} \frac{\operatorname{ch} \frac{k\tau}{2}(1-\alpha)}{\operatorname{ch} \frac{k\tau}{2}} \operatorname{ch} kx; \quad (18)$$

$$\bar{B}''_{\delta_2} = \frac{F}{2\delta} \mu_0 e^{-j\frac{\pi}{2}} \frac{\operatorname{ch} \frac{k\tau}{2}(1-\alpha)}{\operatorname{ch} \frac{k\tau}{2}} \operatorname{ch} k(x-\tau). \quad (19)$$

Подставляя (17) — (19) в (16), получаем:

$$M_2 = \frac{pDl\mu_0 F^2}{4\delta} \beta'_{2\alpha} \quad (20)$$

или в Г·см

$$M_2 = 0,642 \frac{pDl}{\delta} F^2 \beta'_{2\alpha}; \quad (20a)$$

$$\beta'_{2\alpha} = \frac{0,5 \operatorname{sh} \left[\frac{k\tau}{2} \cos \frac{\psi}{2} \right] \sin \left[\frac{k\tau}{2} \sin \frac{\psi}{2} \right] + \dots}{\cos^2 \left[\frac{k\tau}{2} \sin \frac{\psi}{2} \right] + \operatorname{sh}^2 \left[\frac{k\tau}{2} \cos \frac{\psi}{2} \right]} \dots \times \dots \times \operatorname{sh} \left[\frac{k\tau}{2} (3-2\alpha) \cos \frac{\psi}{2} \right] + \sin \left[\frac{k\tau}{2} (3-2\alpha) \sin \frac{\psi}{2} \right] \operatorname{sh} \left[\frac{k\tau}{2} (2\alpha-1) \cos \frac{\psi}{2} \right] \dots \quad (21)$$

Для двухфазной машины с диаметральной обмоткой выражение для β'_2 получается из (21) подстановкой $\alpha=1$

$$\beta'_2 = \frac{\operatorname{sh} \left[\frac{k\tau}{2} \cos \frac{\psi}{2} \right] \sin \left[\frac{k\tau}{2} \sin \frac{\psi}{2} \right]}{\cos^2 \left[\frac{k\tau}{2} \sin \frac{\psi}{2} \right] + \operatorname{sh}^2 \left[\frac{k\tau}{2} \cos \frac{\psi}{2} \right]}. \quad (22)$$

В случае $\alpha < 0,5$ момент двигателя можно определить по (20) с тем отличием, что

$$\beta''_{2\alpha} = \frac{0,5 \operatorname{sh} \left[\frac{k\tau}{2} \cos \frac{\psi}{2} \right] \sin \left[\frac{k\tau}{2} \sin \frac{\psi}{2} \right] - \dots}{\cos^2 \left[\frac{k\tau}{2} \sin \frac{\psi}{2} \right] + \operatorname{sh}^2 \left[\frac{k\tau}{2} \cos \frac{\psi}{2} \right]} \dots - 0,25 \left\{ \sin \left[\frac{k\tau}{2} (1-2\alpha) \sin \frac{\psi}{2} \right] \times \dots \times \operatorname{sh} \left[\frac{k\tau}{2} (1+2\alpha) \cos \frac{\psi}{2} \right] + \sin \left[\frac{k\tau}{2} (1+2\alpha) \sin \frac{\psi}{2} \right] \operatorname{sh} \left[\frac{k\tau}{2} (1-2\alpha) \cos \frac{\psi}{2} \right] \right\} \dots \quad (23)$$

Анализ показывает, что зависимость пускового момента двухфазного двигателя от зазора также имеет максимум.

При практических расчетах момент может быть определен с помощью кривых, подобных рис. 4, где изображена зависимость коэффициентов β_3 и β_2 от $k\tau$ при $\alpha=1$ и гистерезисном угле 55° . Опыт показывает, что для подавляющего большинства гистерезисных двигателей величина $k\tau$ укладывается в диапазоне 2—10. Как видно из рис. 4, зависимость $\beta=f(k\tau)$ имеет максимум, причем у двухфазного

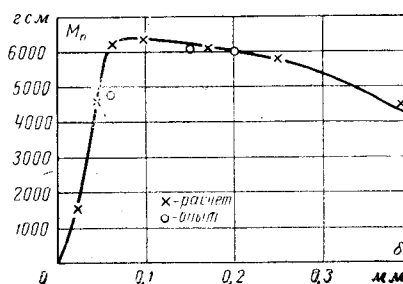


Рис. 2.

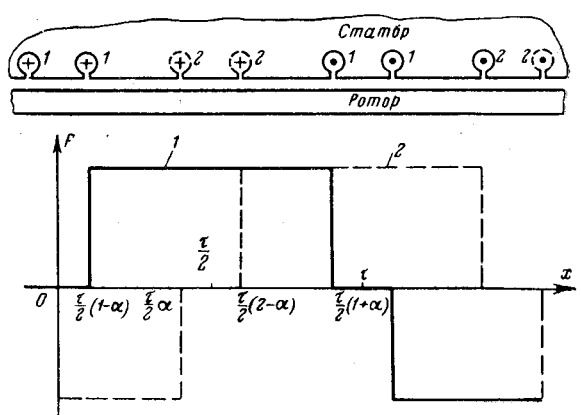


Рис. 3.

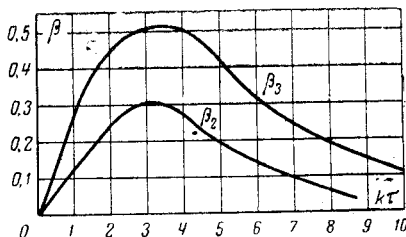


Рис. 4.

двигателя максимальное значение β примерно равно 0,30 и у трехфазного — 0,51.

Интерес представляет анализ зависимости $\beta = f(k\tau)$ для двухфазного двигателя при различном сокращении шага. Такие зависимости для $\psi = 55^\circ$ построены на рис. 5, из которого следует, что при $k\tau < 3,7$ укорочение шага приводит к уменьшению момента. Это объясняется тем, что влияние высших гармонических при этом незначительно и укорочение шага обмотки вызывает, главным образом, уменьшение амплитуды основной волны индукции в зазоре. В случае $k\tau > 5,5$ наибольшая величина $\beta_{2\alpha}$ достигается при $\alpha = 0,67$, что соответствует исключению из кривой поля 3-й гармоники, которая в рассматриваемых двигателях является обратной. При дальнейшем увеличении $k\tau$ и уменьшении α (см. кривую для $\alpha = 0,4$) $\beta_{2\alpha}$ меняет знак. Это означает, что момент от 3-й гармоники превышает момент основной волны.

Используя (6), можно написать уравнение момента машины при любом числе q , однако выкладки оказываются слишком громоздкими и малоприменимыми для практических расчетов. В этом случае целесообразно определить результирующий момент как сумму моментов, возникающих в результате взаимодействия гармоник н. с. обмотки статора с гармоническими индукциями того же порядка. Для момента v -х гармоник н. с. и индукции, используя уравнение (4), можно написать:

$$M_v = \frac{p_v D l}{2} \int_0^{\frac{\tau}{v}} \operatorname{Re}(\bar{B}_{\delta v}^* dF_v). \quad (24)$$

Учитывая, что $dF_v = j \frac{\pi v}{\tau} F_v dx$, проинтегрируем (24) и получим:

$$M_v = \frac{\pi}{2} p_v D l B_{\delta v} F_v \sin \psi_v, \quad (25)$$

где $B_{\delta v}$ — амплитуда v -й гармоники индукции в зазоре;

F_v — амплитуда v -й гармоники н. с. обмотки статора;

ψ_v — угол запаздывания v -й гармоники индукции от гармоники того же порядка напряженности поля.

Результирующий момент двигателя найдем, суммируя моменты прямых и обратных гармоник:

$$M = \sum_{v=2sm+1}^{\infty} M_v - \sum_{v=2sm-1}^{\infty} M_v, \quad (26)$$

где $s = 0, 1, 2, 3, \dots$;

m — число фаз двигателя.

Отношение результирующего момента к моменту основной волны:

$$k_M = \frac{M}{M_1} = 1 + \sum_{v=2sm+1}^{\infty} \frac{B_{\delta v}}{B_{\delta 1}} \frac{k_{wv}}{k_{w1}} \frac{\sin \psi_v}{\sin \psi_1} - \sum_{v=2sm-1}^{\infty} \frac{B_{\delta v}}{B_{\delta 1}} \frac{k_{wv}}{k_{w1}} \frac{\sin \psi_v}{\sin \psi_1}, \quad (27)$$

где k_{wv} — обмоточный коэффициент v -й гармоники.

Принимая $\psi_1 = \psi_v$ и подставляя из [Л. 2] отношение амплитуды v -й гармоники индукции к амплитуде основной волны, получаем для двигателя на немагнитной втулке:

$$k_M = 1 + \sum_{v=2sm+1}^{\infty} \frac{0,5 \ln \gamma_v - \frac{\pi \delta}{\tau} \frac{k_{wv}^2}{k_{w1}^2}}{0,5 \ln \gamma_v - \frac{\pi v \delta}{\tau} \frac{k_{wv}^2}{k_{w1}^2}} - \sum_{v=2sm-1}^{\infty} \frac{0,5 \ln \gamma_v - \frac{\pi \delta}{\tau} \frac{k_{wv}^2}{k_{w1}^2}}{0,5 \ln \gamma_v - \frac{\pi v \delta}{\tau} \frac{k_{wv}^2}{k_{w1}^2}}, \quad (28)$$

где

$$\gamma_v = \frac{m(1-\lambda)^{2pv}}{1-m^2\lambda^{2pv}};$$

$$\lambda = \frac{R_1}{R_2};$$

$$m = \frac{\mu - 1}{\mu + 1};$$

R_1 и R_2 — внутренний и наружный радиусы активного слоя ротора двигателя.

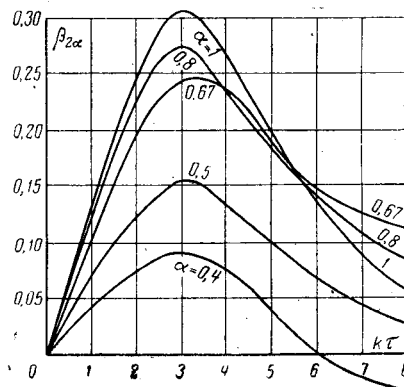


Рис. 5.

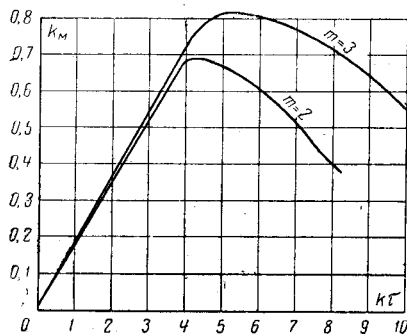


Рис. 6.

Таким образом, пусковой момент гистерезисного двигателя с учетом высших гармонических можно найти, умножив момент основной волны на коэффициент k_M :

$$M = k_M M_1. \quad (29)$$

Для двигателей с $q=1$ формулу коэффициента k_M можно вывести в замкнутой форме, используя уравнения (12), (20) и (25). Отношение амплитуды 1-й гармонической индукции в зазоре к н. с. паза F может быть получено из [Л. 1].

Для трехфазного двигателя

$$k_{M3} = \frac{k^2 \tau^2 + \pi^2}{4 \sqrt{3} \pi} \frac{\beta_3}{\sin \varphi_1}. \quad (30)$$

Для двухфазной машины

$$k_{M2} = \frac{k^2 \tau^2 + \pi^2}{4\pi} \frac{\beta_{2\alpha}}{\sin \varphi_1} \frac{1}{\sin^2 \frac{\pi}{2} \alpha}, \quad (31)$$

где $\sin \frac{\pi}{2} \alpha$ — коэффициент укорочения обмотки.

Из (30) и (31) видно, что отношение результирующего момента к моменту основной волны зависит от $k\tau$, гистерезисного угла и коэффициента укорочения обмотки. В табл. 1 приведены результаты расчета $k_{M2\alpha}$ для различных значений α двухфазного двигателя, у которого гистерезисный угол $\psi=55^\circ$, $k\tau=4$.

Таблица 1

α	1	0,8	0,67	0,5	0,4
$k_{M2\alpha}$	0,675	0,72	0,80	0,675	0,503

Таблица 2

Пусковой момент	Тип двигателя		
	ГТ408	ДЛП-1	Г-318
Расчетный момент по основной волне, Г·см	2 500	10 700	237
Опытный момент, Г·см	1 200	5 900	185
Расчетный момент с учетом несинусоидальности поля, Г·см	1 450	5 730	171

Из табл. 1 видно, что $k_{M2\alpha}$ имеет максимальное значение при $\alpha=0,67$. Это также объясняется отсутствием в кривой поля 3-й гармоники.

На рис. 6 приведены кривые зависимостей k_M от $k\tau$ для трехфазного и двухфазного двигателей с диаметральной обмоткой и $q=1$ при $\psi=55^\circ$. Максимальное значение k_M у трехфазного двигателя равно 0,81, а у двухфазного — 0,68. Причиной этого является более близкая к синусоиде форма кривой поля трехфазного двигателя.

Приведенные формулы позволяют существенно уменьшить погрешность расчета пускового момента гистерезисного двигателя. Сравнительные данные расчета и опытного определения момента трех гистерезисных двигателей приведены в табл. 2.

Двигатели ГТ408 и ДЛП-1 имеют трехфазную обмотку с $q=1$, а двигатель Г-318 выполнен с двухфазной укороченной ($\alpha=0,75$) обмоткой с $q=2$. При определении коэффициента k_M по (28) учитывались гармоники с порядковыми номерами до $\frac{Z}{p} + 2$ включительно, где Z — число пазов статора.

Литература

1. Стома С. А., Магнитное поле гистерезисной машины, «Электротехника», 1968, № 6.
2. Стома С. А., К теории гистерезисной машины, «Электричество», 1967, № 10.

[16.2.1968]



О бесщеточном возбудителе турбогенератора 30 Мвт и индукционном датчике тока ротора

Канд. техн. наук Г. А. КОВАЛЬКОВ и инж. А. В. МИСЮЛИН

Энергетический институт им. Г. М. Кржижановского

Харьковским институтом НИИТЭМ с участием Энергетического института им. Г. М. Кржижановского (ЭНИН) и ряда других организаций создана первая в Советском Союзе опытная установка бесщеточного возбуждения для турбогенератора мощностью 30 Мвт на Харьковской ГРЭС-2.

В разработанном НИИТЭМ и ЭНИН возбудителе частично использован выпрямительный генератор, принципиально разработанный ЭНИН [Л. 1]. Он представляет собой многофазную машину (число фаз $m \geq 5$), у которой каждая фаза эквивалентна одной диаметральной катушке; фазы соединены в звезду, схема выпрямления — многофазный мост или звезда с нулевым выводом; на индукторе имеются две взаимно перпендикулярные обмотки, одна из которых сосредоточенная, другая — распределенная.

При увеличении числа фаз в обычной синхронной машине, работающей на выпрямитель, сокращается время работы каждой фазы и повышается эффективное значение тока по отношению к среднему выпрямленному; в результате повышаются габариты и вес машины на единицу мощности выпрямленного тока.

В выпрямительном генераторе, в отличие от обычного синхронного, за счет трапецевидной формы кривой э. д. с. в фазе, которая создается полем сосредоточенной обмотки, а с помощью распределенной обмотки сохраняется и под нагрузкой, работают одновременно около половины всех фаз. Время работы каждой фазы, независимо от их числа, составляет около полупериода. Увеличенное число фаз в этом случае не приводит к ухудшению использования по сравнению с трехфазной машиной.

Теория стационарных электромагнитных процессов в такой машине была разработана на основе допущения, что число фаз $m \rightarrow \infty$. Результаты расчета дали хорошее совпадение с экспериментом, проведенным в ЭНИН на лабораторном макете [Л. 1].

Возбудитель для турбогенератора Харьковской ГРЭС-2 имеет: мощность 70 кВт, схему выпрямления — многофазный мост, напряжение 65 в. Эксперимент на данной машине, проведенный на стенде завода «Электротяжмаш», можно считать важным этапом дополнительной проверки разработанной теории. Прежде всего следует отметить полное совпадение картины явления с теоретической и наблюдавшейся на макете: э. д. с. в фазе и ток в вентиле имеют форму, близкую к трапеции с точностью до коммутационных пульсаций (рис. 1). Однако имеются некоторые расхождения расчетных и экспериментальных величин, требующие объяснения.

Предполагалось, что эквивалентное время протекания тока в фазе t_1 пропорционально коэффициенту полюсного перекрытия $\alpha_0 = 0,805$ и составляет $0,402T$. По осциллограмме тока получилось $t_1 = 0,34T$, откуда фактический коэффициент, учитывающий влияние полюсного перекрытия на длительность тока, $\alpha_0 = 0,68$.

Снижение t_1 , видимо, объясняется уменьшением фактического угла распределения компенсационной обмотки. Статор возбудителя изготовлен из штампованных листов асинхронной машины. Полюса создавались путем удаления части зубцов для образования больших пазов под размещение сосредоточенной обмотки. Компенсационная обмотка при этом распределялась только в малых пазах.

Отношение числа заполненных пазов к числу пазовых делений компенсационной обмотки составляет:

$$\alpha'_0 = \frac{Z_k}{Z'_k} = \frac{48}{72} = 0,667,$$

т. е. величину, близкую к наблюдаемому $\alpha_0 = 0,68$.

В экспериментах на возбудителе ток возбуждения в номинальном и форсировочном режимах оказался выше расчетного, что объясняется, главным образом, не погрешностями теории, а технологическими отклонениями размеров от расчетных значений.

По сравнению с опубликованными данными в методику расчета возбудителя при проектировании были внесены некоторые упрощения на основе расчетной практики и приближенный учет насыщения.

Уравнение нагрузочной характеристики возбудителя с учетом этих упрощений и с выделением параметров, подвергшихся технологическим изменениям, имеет вид:

$$I_d \approx \frac{B i_w + K_0 \left[\alpha_0 - C_1 \right] \sqrt{\frac{\delta}{\delta_0} \left(1 + \frac{\lambda_{l0}}{\Sigma \lambda_0} \frac{l_w}{l} \frac{l_0 - l}{l_w - l_0} \right) k_{\mu k}}}{1 + C_2 \frac{\delta l_0}{\delta_0 l} k_{\mu k}},$$

где I_d — ток нагрузки возбудителя;

i_w, i_k — токи в обмотках возбуждения: w — сосредоточенной, k — распределенной;

$$B = \frac{2a_w \omega_b k_{\mu k}}{k \omega_s k_{\mu w}} \approx \text{const};$$

$$K_0 = \frac{a_w \omega_k Z'_k}{2k \omega_s p a_k};$$

$$C_1 = 2 \sqrt{\frac{\omega L_s b C_2}{\pi a m R}};$$

$$C_2 = \frac{2ap^2 \delta_0 k_\delta R}{kk_1 \omega_s^2 b \mu_0 \omega D l_0};$$

a, a_k — число параллельных ветвей обмотки якоря и распределенной обмотки возбуждения (компенсационной);

$\omega_w, \omega_k, \omega_s$ — числа витков; w — обмотки возбуждения, k — катушки компенсационной обмотки, s — секции якоря;

$k_{\mu w}, k_{\mu k}$ — коэффициенты насыщения по продольной «w» и поперечной «k» осям;

k, k_1 — коэффициенты, учитывающие схему выпрямления для мостовой схемы $k=k_1=2$;

Z'_K — число пазовых делений обмотки «к» по всей окружности индуктора;

p — число пар полюсов;

b — число последовательных секций в фазе якоря;

ω — угловая частота основной волны э. д. с.;

L_s — коэффициент самоиндукции рассеяния секции якоря;

δ — воздушный зазор, см;

k_δ — коэффициент воздушного зазора;

D, l — расчетный диаметр и длина машины, см;

$\mu_0 = 0,4 \cdot \pi \cdot 10^{-8}$ ом/см — магнитная проницаемость вакуума;

m — число фаз;

α_δ — коэффициент, учитывающий влияние полюсного перекрытия на длительность тока в фазе;

$\lambda_{\text{ло}}, \Sigma \lambda_0$ — относительная магнитная проводимость рассеяния лобовых соединений и суммарная для секции якоря;

R — сопротивление нагрузки;

l_w — длина полувитка секции якоря, см.

Индекс 0 — расчетная величина, без индекса — фактическая.

Согласно расчетным данным возбудителя: $B=55,5$; $K=147$; $C_1=0,1205$; $C_2=0,487$; $\lambda_{\text{ло}}=1,94$; $\Sigma \lambda_0=8$; $\delta_0=0,2$ см; $l_0=9,6$ см; $l_w=33,6$ см; $\alpha_{\delta 0}=0,805$; $k_{\text{рвн}0}=1,041$; $k_{\text{рвн}0}=1,032$; $k_{\text{рвф}0}=1,107$; $k_{\text{рвф}0}=1,095$.

Измерения показали: $\delta=0,235$ см; статор относительно ротора имеет осевой сдвиг на 0,6 см, что при наличии на статоре и роторе трех пакетов равной толщины с одинаковыми аксиальными каналами приведет к потере активной длины в $0,6 \times 3 = 1,8$ см, т. е. $l=9,6-1,8=7,8$ см; $\alpha_\delta=0,68$.

Сравнение новых расчетных данных с прежними и наблюдаемого расхождения эксперимента с прежним расчетом составляет ($i_B=i_K=i$):

Номинальный режим Форсировочный режим

$$\frac{i_B}{i_{B0}}=1,345$$

$$\frac{i_\Phi}{i_{\Phi 0}}=1,48$$

$$\frac{i_{B\text{эксп}}}{i_{B0}}=1,343$$

$$\frac{i_{\Phi\text{эксп}}}{i_{\Phi 0}}=1,585$$

Для номинального режима получилось практически точное совпадение, а для форсировочного — расчетное соотношение на 6,5% ниже наблюдаемого.

Для оценки быстродействия возбудителя была разработана приближенная методика расчета кривой нарастания напряжения с учетом двух основных факторов: насыщения и процесса в цепи нагрузки возбудителя [Л. 2].

К сожалению, эксперимент с возбудителем на стенде проходил в условиях, существенно отличающихся от эксплуатационных при форсировке: нагрузкой были ящики сопротивлений, т. е. практически безындуктивная цепь.

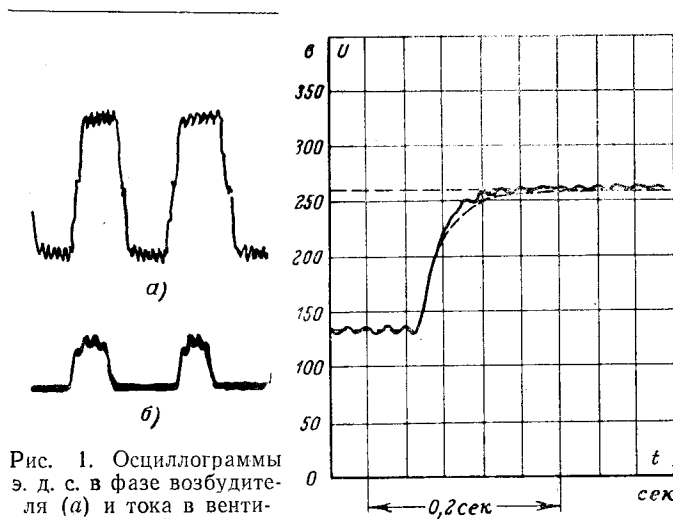


Рис. 1. Осциллограммы э. д. с. в фазе возбудителя (а) и тока в вентиляторе (б).

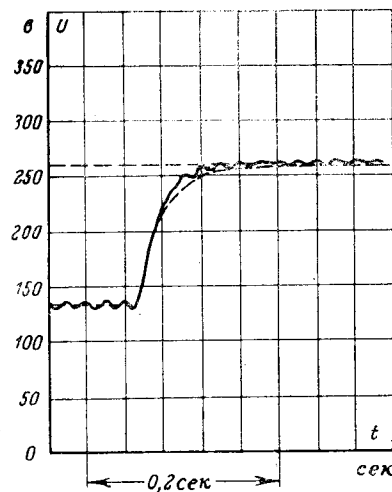


Рис. 2. Кривые форсировки возбуждения.

— — — расчетная, $L=0$;
— — — опытная, $L=0$.

На рис. 2 изображены две кривые нарастания напряжения: расчетная и экспериментальная, которые достаточно близки друг к другу. Следует отметить, что экспериментально подтвердилось высокое быстродействие возбудителя — при потолке 2 скорость нарастания составляет 26 д. ед./сек, что хорошо согласуется с расчетной величиной — 24 д. ед./сек.

На основе опыта МНИЭИ для систем возбуждения с трехфазным синхронным возбудителем, имеющим частоту 300 гц, при расчете данного возбудителя была принята кратность коммутационных перенапряжений 2,6 при отсутствии цепочек $R-C$ и 1,8 — при наличии их. Эксперимент показал, что действительные коммутационные перенапряжения в данном возбудителе даже без цепочек $R-C$ имеют кратность всего 1,15. Это позволяет отказаться от них и, таким образом, уменьшить габариты и

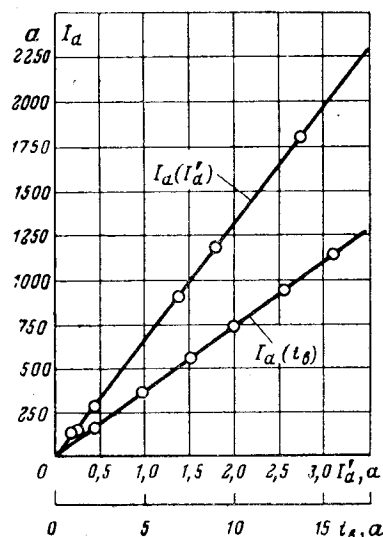


Рис. 3. Характеристики возбудителя $I_a(i_B)$ и индукционного датчика тока $I_a(I'_a)$.

I_d — ток нагрузки возбудителя, i_B — ток возбуждения возбудителя ($i_B=i_K=i$), I'_d — ток нагрузки датчика тока.

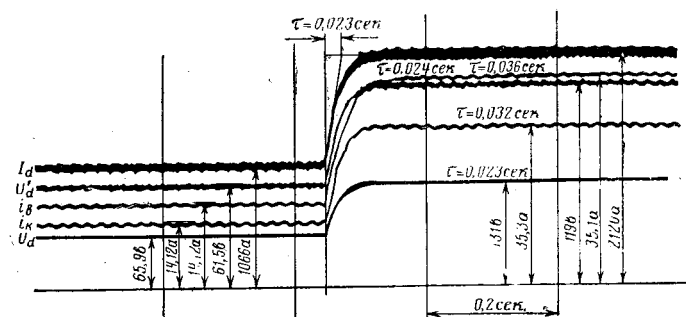


Рис. 4. Осциллограммы форсировки возбудителя при работе на безындуктивную нагрузку.

U_d — напряжение на нагрузке возбудителя, I_k — ток распределенной обмотки возбуждения, I_b — ток сосредоточенной обмотки возбуждения, U'_d — напряжение на нагрузке датчика тока, I_d — ток нагрузки возбудителя.

упростить конструкцию выпрямителя. Габариты выпрямителя и его стоимость могут быть дополнительно снижены путем уменьшения числа вентилях примерно в 1,5 раза при наличии надежной защиты от внешних перенапряжений.

Это преимущество выпрямительного генератора объясняется, видимо, следующими причинами: в фазе коммутруется не весь выпрямленный ток, а лишь часть его, тем меньшая, чем больше фаз; благодаря малому фазному углу часть энергии при коммутационном обрыве тока трансформируется в соседнюю еще работающую фазу; снижению коммутационных перенапряжений способствует наличие обмоток по обеим осям индуктора.

Измерение тока возбуждения турбогенератора в данной установке производилось с помощью индукционного датчика тока, представляющего собой синхронную машину с ненасыщенными сердечниками, обмотка ротора которой обтекалась током возбуждения турбогенератора. Для удобства измерений напряжение статора датчика выпрямлялось. Для компенсации частотной погрешности было применено простейшее средство — линейные дроссели в цепи статора на стороне переменного тока. Ток или напряжение в цепи нагрузки датчика за выпрямителем, согласно расчету, оказались практически пропорциональны измеряемому току возбуждения.

Испытания датчика на заводе совместно с бесщеточным возбудителем показали хорошее соответствие расчетных и реальных характеристик. Градуировочная характеристика практически линейна во всем диапазоне измеряемых токов от 0 до $2,2I_{дн}$ (рис. 3). При отклонении частоты на $\pm 5\%$ погрешность остается в пределах $\pm 0,3\%$. При измерении тока в переходном процессе с постоянной времени порядка 0,02 сек запаздывание показаний датчика не превышает 0,002 сек (рис. 4).

Достоинством датчика является также то, что он может быть изготовлен любой требуемой мощности и использоваться как для измерения, так и регулирования без дополнительных усилителей.

Выводы. 1. Подтверждена возможность и эффективность использования выпрямительного генератора в качестве бесщеточного возбудителя.

2. Протекание электромагнитных процессов в возбудителе как в стационарных, так и переходных режимах соответствует теоретическому, что подтверждает достаточную точность разработанных методов расчета.

3. Подтверждена эффективность использования индукционного датчика тока для бесконтактного измерения тока возбуждения турбогенератора.

4. Целесообразно провести дополнительные теоретические и экспериментальные исследования на макетах по определению α_0 , разработке метода расчета коммутационных перенапряжений в условиях выпрямительного генератора и уточнению влияния насыщения на характеристики машины.

Литература

1. Ковальков Г. А., О стационарных электромагнитных процессах в многофазном генераторе с несинусоидальной э. д. с., работающем на нагрузку через неуправляемый полупроводниковый выпрямитель, Изв. АН СССР, ОТН, «Энергетика и автоматика», 1960, № 2.
2. Москвитин А. И., Ковальков Г. А., Лутидзе Ш. И., Бесщеточное возбуждение синхронных машин, Изд. ВНИИЭМ, Отд. научно-технической информации, стандартизации и нормализации в электротехнике, 1964.

[9.2.1968]



Анализ амплитудной частотной характеристики электропривода с упругой связью при вариации параметров электромеханической системы

Канд. техн. наук Б. Ш. БУРГИН
Новосибирск

Для некоторых промышленных электроприводов необходимо определять амплитуду изменения момента на валу двигателя при гармоническом возмущении на валу механизма и при питании электропривода от источника с фиксированной для данного режима величиной напряжения. К таким электроприводам с периодически изменяющимся моментом нагрузки относятся электроприводы черпающих устройств и устройств подачи многочерпаковых механизмов: драг, землечерпалок, экскаваторов и т. п.

Зная амплитуду изменения момента $\Delta M_{дв}$, легко определить и $\Delta \omega_{дв}$ — амплитуду изменения скорости двигателя при гармоническом возмущении с частотой ω на валу механизма:

$$\Delta \omega_{дв} = \frac{R \sqrt{1 + \omega^2 T^2}}{k_M k_e} \Delta M_{дв}. \quad (1)$$

Если электромеханическая система может быть представлена в виде двухмассовой системы с одной упругой связью, т. е. системой с двумя степенями свободы, а электродвигатель обладает линейной механической характеристикой, то передаточная функция будет иметь следующий вид¹:

$$W(p) = \frac{\Delta M_{дв}(p)}{\Delta M_c(p)} = \frac{1}{\frac{BT}{v^2} p^4 + \frac{B}{v^2} p^3 + \left[\frac{1}{qv^2} + BT \right] p^2 + Bp + 1}. \quad (2)$$

В соответствии с передаточной функцией определяется амплитудная частотная характеристика $A(\omega)$:

$$A(\omega) = \frac{\Delta M_{дв}(\omega)}{\Delta M_c(\omega)} = \frac{1}{\sqrt{\left[\frac{BT}{v^2} \omega^4 - \left(\frac{1}{qv^2} + BT \right) \omega^2 + 1 \right]^2 + \left(\frac{B}{v^2} \omega^3 - B\omega \right)^2}}. \quad (3)$$

На рис. 1 приведена расчетная схема электромеханической системы с двумя инерционными элементами (J_1 и J_2) и с жесткостью упругой связи C . Гармоническое возмущение $\Delta M_c(\omega)$ действует на инерционный элемент J_2 .

На рис. 1 приняты следующие обозначения:

$B = \frac{(J_1 + J_2)R}{k_M k_e}$ — электромеханическая постоянная времени электропривода;
 $T = \frac{L}{R}$ — электромагнитная постоянная времени цепи якоря;
 L, R — индуктивность и сопротивление якорной цепи;

k_M, k_e — коэффициенты момента и Э. Д. С.;

$q = \frac{J_1}{J_1 + J_2}$ — коэффициент распределения масс;

$v = \sqrt{C \left(\frac{1}{J_1} + \frac{1}{J_2} \right)}$ — собственная частота упругих колебаний.

Вычисление $A(\omega)$ по формуле (3) может быть выполнено для конкретного электропривода при известном значении величин B, T, q, v . Но можно преобразовать формулу (3) таким образом, чтобы $A(\omega)$ была функцией только безразмерных, относительных величин, которые характеризуют отношение постоянных времени, отношение частот механических и электрических колебаний. Тогда можно произвести вычисления для различных комбинаций относительных параметров, изменяющихся в некоторой области характерных значений, а полученные результаты использовать для определения $A(\omega)$ конкретных систем электропривода.

С этой целью введем следующие обозначения:

$$\left. \begin{aligned} \alpha &= \frac{T}{B}; \\ \omega_0 &= \frac{1}{\sqrt{BT}}; \\ \beta &= \frac{v^2}{\omega_0^2}; \\ \delta &= \frac{\omega}{v}; \\ \gamma &= \delta^2 = \frac{\omega^2}{v^2}. \end{aligned} \right\} \quad (4)$$

В результате преобразований выражения (3) с учетом введенных обозначений (4) получим формулу для вычисления амплитудной частотной характеристики в зависимости от безразмерных величин q, α, β и $\gamma = \delta^2$:

$$A(\delta) = \frac{1}{\sqrt{\left[\left(1 - \frac{\gamma}{q} \right) + \beta \gamma (\gamma - 1) \right]^2 + \frac{\beta \gamma}{\alpha} (\gamma - 1)^2}}. \quad (5)$$

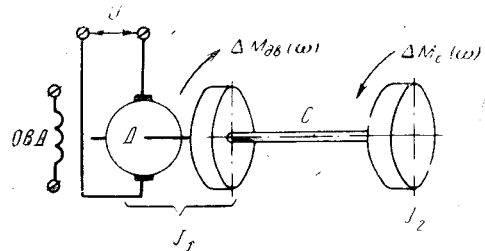


Рис. 1. Расчетная схема электромеханической системы с двумя инерционными элементами J_1 и J_2 и с жесткостью упругой связи C при гармоническом возмущении $\Delta M_c(\omega)$.

¹ Квартальнов Б. В., Динамика электроприводов с упругими связями, «Библиотека по автоматике», вып. 139, изд-во «Энергия», 1965.

По формуле (5) вычислены на цифровой вычислительной машине значения $A(\delta)$ для различных комбинаций параметров q , α , β и γ :

q — от 0,1 до 0,9 с шагом $\Delta q = 0,2$;

α — 0,05 и далее — от 0,1 до 0,9 с шагом $\Delta \alpha = 0,2$;

β — от 0 до 1,2 с шагом $\Delta \beta = 0,2$ и далее для β , равных 1,5; 2,0; 3,0;

δ — от 0 до 1,8 с шагом $\Delta \delta = 0,1$.

Полученные результаты могут быть сведены в таблицы и графики и использованы как непосредственно для определения амплитудной частотной характеристики конкретных систем электропривода, так и для выбора части параметров электромеханической системы, если другая часть параметров задана².

На рис. 2 приведены примеры графиков изменения $A(\delta)$ при некоторых фиксированных q и α для различных значений β .

На рис. 3 приведены примеры графиков изменения $A(\delta)$ при некоторых фиксированных значениях q и β для различных α .

При анализе формулы (5) могут быть сделаны следующие выводы.

При механическом резонансе, т. е. при $\omega = \nu$ и $\gamma = 1$

$$A(\nu) = \frac{q}{1-q}, \quad (6)$$

т. е. значение $A(\nu)$ не зависит от величин T и B , α и β ;

при $q < 0,5$ $A(\nu) < 1$;

при $q = 0,5$ $A(\nu) = A(0) = 1$

при $q > 0,5$ $A(\nu) > 1$.

При определенном сочетании параметров α , β и q могут получаться значения $A(\omega)$, превышающие величину амплитудной частотной характеристики при резонансе $\omega = \nu$, т. е. может быть $A(\omega \neq \nu) > A(\nu)$.

В окрестности $\omega = \nu_2 = \sqrt{q}\nu$, т. е. при $\gamma = q$ и при определенном сочетании параметров $A(\nu_2) > A(\nu)$, причем эта разница тем больше, чем больше α и чем меньше β и q :

$$A(\nu_2) = \frac{1}{(1-q) \sqrt{\beta q \left(\beta q + \frac{1}{\alpha} \right)}} = \frac{1}{(1-q) B \nu_2 \sqrt{1 + \nu_2^2 T^2}}. \quad (7)$$

Если $\frac{1}{\alpha} \gg \beta q$, то можно пользоваться приближенной формулой:

$$A(\nu_2) = \frac{1}{1-q} \sqrt{\frac{\alpha}{\beta q}} = \frac{1}{(1-q) B \nu_2}. \quad (7a)$$

При фиксированных значениях q , β и γ величина $A(\omega)$ возрастает с увеличением α , но необходимо иметь в виду, что при этом $\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{BT}}$ тоже остается

неизменным, т. е. увеличение α в данных условиях связано с уменьшением величины B . Если же $B = \text{const}$, то при увеличении α будет возрастать и β , что приведет к уменьшению значения $A(\omega)$ при данной величине γ .

Из формулы (7a) следует, что при условии

$$1 \gg \beta q \alpha$$

влиянием электромагнитной постоянной времени T на величину $A(\nu_2)$ можно пренебречь. Последнее условие может быть записано также следующим образом:

$$1 \gg \nu_2^2 T^2$$

или

$$T \ll \frac{1}{\nu_2}. \quad (8)$$

Таким образом, условие возможности пренебрежения величиной T при $\omega = \nu_2$ оказывается связанным с соотношением величин T и ν_2 .

Так как $\nu_2 = \sqrt{q}\nu$, $\nu = \sqrt{\frac{C}{J}}$, то при $q = 0,5$ $J_1 = J_2$ и $\nu_1 = \nu_2$. Тогда условие (8) будет иметь такой вид:

$$T \ll \frac{1}{\nu_1}$$

или

$$\alpha \ll \frac{1}{B \nu_1}.$$

Положив в формуле (3) величину T , равной нулю, получим:

$$A_{T=0}(\omega) = \frac{1}{\sqrt{\left(1 - \frac{\omega^2}{q\nu^2}\right)^2 + B^2\omega^2\left(\frac{\omega^2}{\nu^2} - 1\right)^2}}. \quad (9)$$

Так как фактически всегда $T > 0$, то пользоваться формулой (9) можно лишь при условии, вытекающем из сравнения формул (3) и (9):

$$\frac{\omega^2}{\omega_0^2} \ll 1$$

или

$$\omega \ll \omega_0,$$

т. е. при условии, если частота возмущающих колебаний ω много меньше $\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{BT}}$.

В диапазоне частот

$$\nu_2 < \omega < \nu,$$

т. е. при изменении γ от q до 1, значение

$$A_{T=0}(\omega) > A(\omega).$$

Это следует из сравнения формулы (9) с формулой (3) в указанном диапазоне частот, так как при $q < \gamma < 1$ или, что то же, при $\nu_2 < \omega < \nu$, значение квадрата выражения, заключенного в квадратные скобки в формуле (3), больше такового в формуле (9).

Таким образом, значения амплитудной частотной характеристики, вычисленные при $T = 0$, оказываются большими, чем при учете значений T ; иначе говоря, если не учитывать электромагнитную постоянную времени, то это приведет при $\nu_2 < \omega < \nu$ к завышению величины $A(\omega)$.

² Вычисления на цифровой вычислительной машине «Урал-11Б» проведены в вычислительном центре Новосибирского электротехнического института сотрудниками вычислительного центра А. Е. Армаш и М. И. Челноковой.

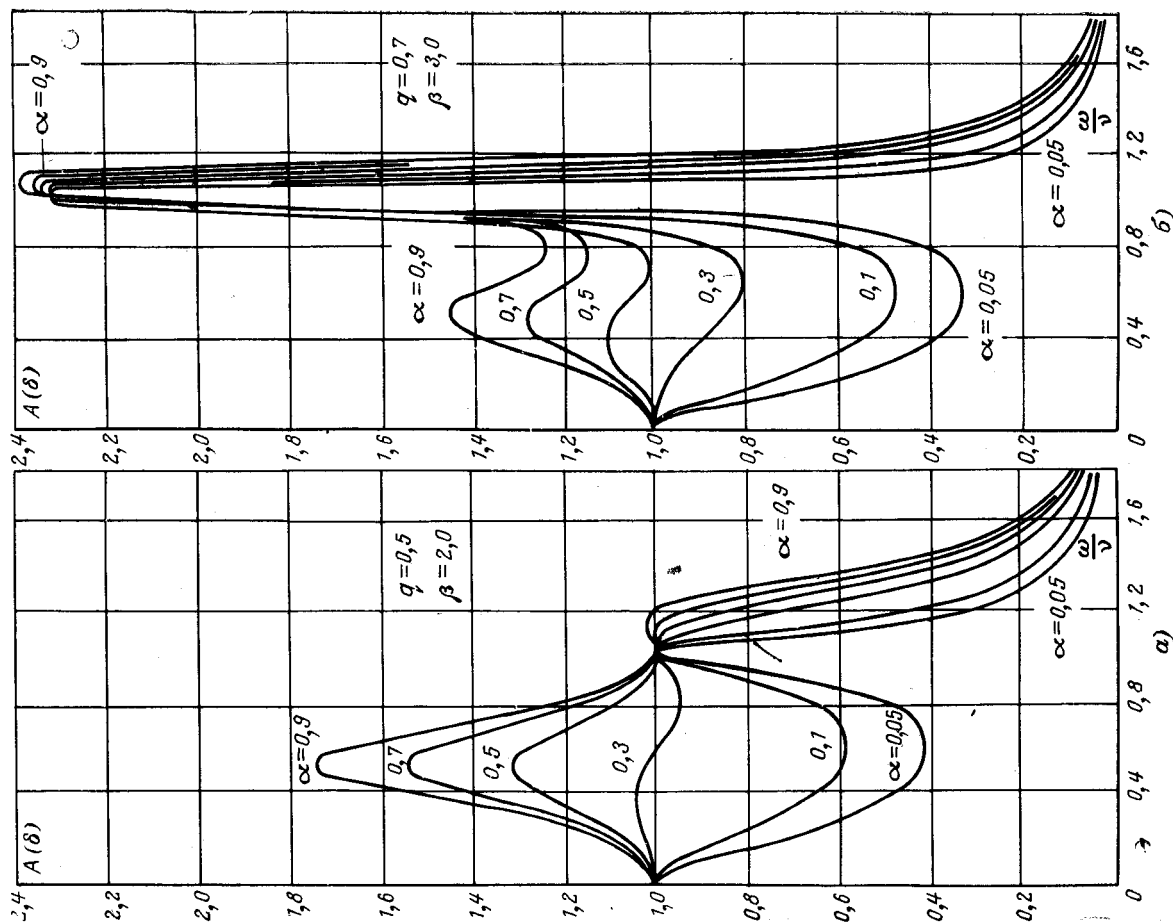


Рис. 3. Амплитудная частотная характеристика при фиксированных q и β .

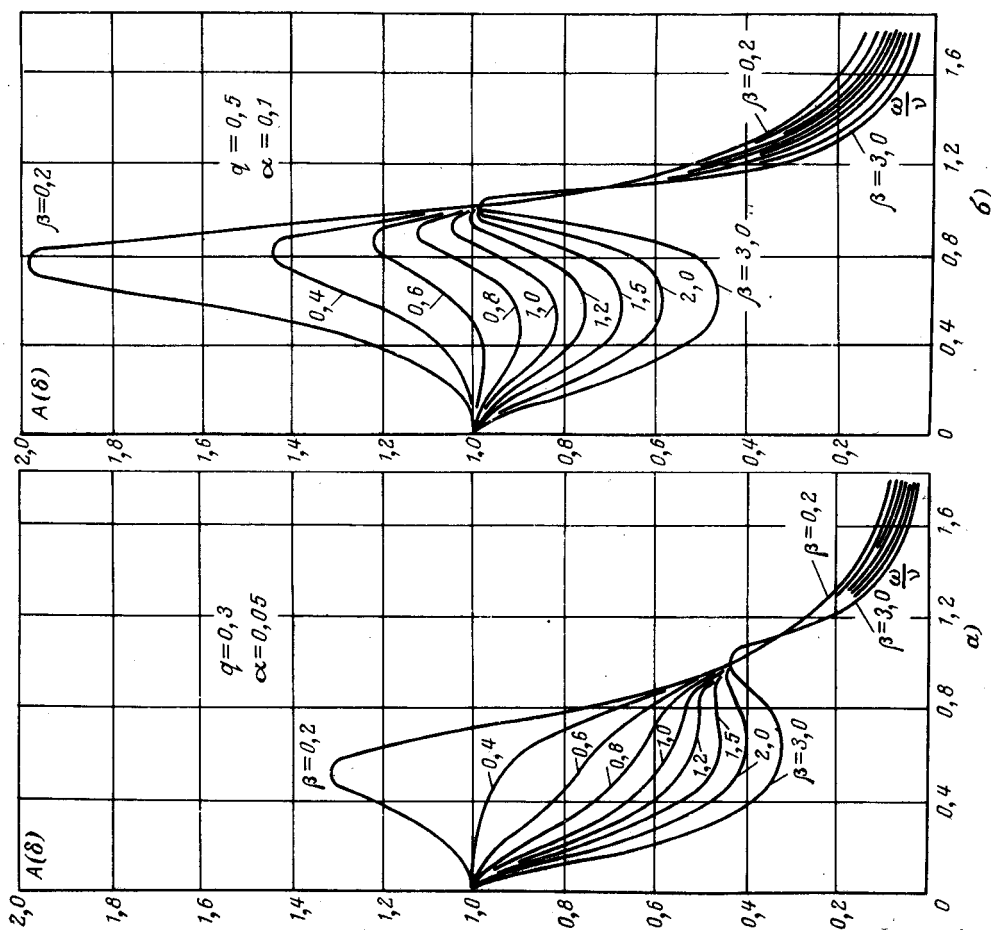


Рис. 2. Амплитудная частотная характеристика при фиксированных q и α .

При $\omega > \nu$, т. е. при ($\gamma > 1$) в диапазоне $\Delta \gamma$ пренебрежение электромагнитной постоянной времени ведет к занижению величины $A(\omega)$, вычисленной при $T > 0$, что следует из сравнения формул (3) и (9). При $\gamma > 1$ $A(\omega)$ быстро уменьшается и уже при $\delta = 1,8$ ($\gamma = 3,24$) даже для наиболее неблагоприятного сочетания параметров $A(\omega) < 0,5$.

Для абсолютной жесткой системы ($C \rightarrow \infty$):

$$A_{C \rightarrow \infty}(\omega) = \frac{1}{\sqrt{(1 - \omega^2 BT)^2 + \omega^2 B^2}}. \quad (10)$$

Для удобства сравнения аналогичной формулы при ограниченной величине жесткости C выражение для $A(\omega)$ из формулы (3) преобразуем:

$$A(\omega) = \frac{1}{\sqrt{\left[(1 - \omega^2 BT) + \frac{\omega^2}{\nu^2} \left(BT\omega^2 - \frac{1}{q} \right) \right]^2 + \omega^2 B^2 \left(1 - \frac{\omega^2}{\nu^2} \right)^2}}. \quad (3a)$$

Сравнивая формулы (10) и (3a), сформулируем условия, чтобы величина $A(\omega)$ стремилась к значению $A_{C \rightarrow \infty}(\omega)$:

$$\frac{\omega^2}{\nu^2} \left(BT\omega^2 - \frac{1}{q} \right) \rightarrow 0;$$

$$\left(1 - \frac{\omega^2}{\nu^2} \right) \rightarrow 1.$$

Для соблюдения первого условия при $\frac{\omega^2}{\nu^2} \neq 0$ необходимо чтобы

$$BT\omega^2 = \frac{1}{q}$$

или

$$\omega^2 = \frac{1}{qBT}.$$

Второе условие соблюдается при $\omega^2 \ll \nu^2$.

Учитывая эти условия совместно, получим условие возможности представления системы как абсолютно жесткой (одномассовой):

$$\nu^2 \gg \frac{1}{qBT}$$

или

$$\beta = \frac{\nu^2}{\omega_0^2} \gg \frac{1}{q}. \quad (11)$$

В этом случае $A(\omega)$ может быть определено по формуле (10).

Если $1 \gg \omega^2 BT$ или, что то же, $\omega \ll \omega_0$, то в формуле (10) можно пренебречь также величиной T . В этом случае амплитудная частотная характеристика будет зависеть только от электромеханической постоянной B :

$$A_{C \rightarrow \infty, T=0}(\omega) = \frac{1}{\sqrt{1 + \omega^2 B^2}}. \quad (12)$$

Введем следующее обозначение:

$$a(\omega) = \frac{A_{C \rightarrow \infty}(\omega)}{A_{C \rightarrow \infty, T=0}(\omega)},$$

тогда

$$a(0) = 1;$$

$$a(\omega_0) = a_{\max} = \sqrt{1 + \alpha};$$

$$a(\sqrt{2}\omega_0) = 1;$$

$$a(\infty) = 0.$$

При $\omega > \sqrt{2}\omega_0$ $a(\omega) < 1$, т. е. постоянная времени T оказывает благоприятное влияние, уменьшая $A_{C \rightarrow \infty}(\omega)$ по сравнению со случаем $T = 0$.

На основе выводов, сделанных при анализе формулы для определения амплитудной частотной характеристики, может быть в каждом конкретном случае дана оценка допустимости упрощений в расчетах, а также оценка значения амплитудной частотной характеристики при резонансных режимах. Результаты могут быть использованы также при синтезе и конструировании электромеханических систем.

Пример расчета системы электропривода лебедки носовых канатов драги. Эта система имеет следующие параметры: $B = 0,252$ сек; $T = 0,04$ сек; $q = 0,483$; $\nu = 3,5$ 1/сек.

Частота гармонического возмущения может изменяться в пределах:

$$\omega = 2,2 - 3,76 \text{ 1/сек.}$$

Таким образом, необходимо определить амплитудную частотную характеристику электропривода при

$$\delta = \frac{\omega}{\nu} = \frac{2,2 \div 3,76}{3,5} = 0,629 \div 1,075.$$

Найдем значения α и β :

$$\alpha = \frac{T}{B} = \frac{0,04}{0,252} = 0,159;$$

$$\beta = \nu^2 BT = 3,5^2 \cdot 0,252 \cdot 0,04 = 0,124.$$

При $\omega = \nu = 3,5$ 1/сек или $\gamma = 1$:

$$A(\nu) = \frac{q}{1 - q} = \frac{0,483}{1 - 0,483} = 0,935.$$

При $\omega = \nu_2 = \sqrt{q}\nu = \sqrt{0,483} \cdot 3,5 = 2,43$ 1/сек найдем по формуле (7) значение $A(\nu_2)$.

Так как

$$T = 0,04 \ll \frac{1}{\nu_2} = \frac{1}{2,43} = 0,411 \text{ сек,}$$

то

$$A(\nu_2) = \frac{1}{(1 - q) B \nu_2} =$$

$$= \frac{1}{(1 - 0,483) \cdot 0,252 \cdot 2,43} = 3,18.$$

Найдем теперь ω_0 :

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{BT}} = \frac{1}{\sqrt{0,252 \cdot 0,04}} = 9,95 \text{ 1/сек.}$$

Так как

$$\omega_0 = 9,95 \text{ 1/сек} \gg \omega = 2,2 \div 3,76 \text{ 1/сек,}$$

то для определения значений $A(\omega)$ в других точках характеристики может быть использована формула (9), причем в интересующем нас диапазоне частот: $\nu_2 < \omega < \nu$ или $\delta = 0,695 \div 1,0$ пренебрежение электромагнитной постоянной ведет к незначительному завышению величины $A_{T=0}(\omega)$ относительно фактической.

Условие (11) для рассматриваемой системы не выполняется, так как $\beta = 0,124$, а $\frac{1}{q} = \frac{1}{0,483} = 2,07$. Следовательно упругостью системы пренебрегать нельзя.

Приложение. Для доказательства изменения знака погрешности, вносимой в расчет амплитудной частотной характеристики при $T = 0$ и различных соотношениях частот ω и ν

Оптимальное по быстродействию управление электроприводами постоянного тока при ограниченных фазовых координатах

Канд. техн. наук В. П. ЧИСТОВ, инженеры П. П. МАТАФОНОВ

и В. А. ТРОЯН

Свердловск

Ранее [Л. 1] была рассмотрена задача оптимального по быстродействию управления системами приводов типа Г—Д:

$$\left. \begin{aligned} \dot{x}_1 &= x_2; \\ \dot{x}_2 &= x_5 f_2(x_3) - \mu(x_2); \\ \dot{x}_3 &= (u_2 - x_3) \beta_3; \\ \dot{x}_4 &= (u_1 - x_4) \beta_4; \\ \dot{x}_5 &= f_1(x_4) - x_2 f_2(x_3) \end{aligned} \right\} \quad (1)$$

и УРВ—Д (Т—Д):

$$\left. \begin{aligned} \dot{x}_1 &= x_2; \\ \dot{x}_2 &= x_5 f_2(x_3) - \mu(x_2); \\ \dot{x}_3 &= (u_2 - x_3) \beta_3; \\ \dot{x}_5 &= [u_1 - x_2 f_2(x_3) - x_5] \beta_5, \end{aligned} \right\} \quad (2)$$

работающих в режиме позиционного перемещения при неограниченных фазовых координатах. В этих формулах x_1, x_2, x_3, x_4 и x_5 обозначают соответственно путь, скорость, поток возбуждения двигателя, поток возбуждения генератора и ток якорной цепи; u_1 и u_2 — напряжения возбуждения генератора и двигателя; $T_3 = \frac{1}{\beta_3}$; $T_4 = \frac{1}{\beta_4}$; $T_5 = \frac{1}{\beta_5}$ — постоянные времени цепей возбуждения двигателя, генератора и постоянная времени якорной цепи; $\mu(x_2)$ — нагрузка двигателя.

Найденные формы оптимального управления справедливы при работе двигателя с токами якорной цепи, превышающими половину тока короткого замыкания ($x_5 \geq 0,5x_{5к.з.}$). Условия же эксплуатации большинства промышленных приводов требуют соблюдения ограничения $|x_5| \leq x_{5m} < 0,5x_{5к.з.}$. Кроме того, как правило, ограничивается и максимально допустимая скорость привода условием $|x_2| \leq x_{2m}$.

В данной статье рассматривается задача оптимального по быстродействию управления электроприводами при указанных выше ограничениях фазовых координат и ограничении управляющих воздействий условиями $|u_1| \leq 1$ и $|u_2| \leq 1$.

Такая постановка приемлема лишь в тех случаях, когда нагрев двигателя не является лимитирующим. Точное решение задачи оптимального управления с ограничением фазовых координат может быть выполнено на основе принципа максимума Понтрягина [Л. 2], если условия ограничения заданы уравнениями $g(x_1, \dots, x_n) \leq 0$, либо на основе других соотношений [Л. 3], если в уравнения ограничения входят и управляющие воздействия. В общем виде определение нужного решения весьма громоздко и почти невозможно для каждого конкретного случая.

Решение поставленной задачи значительно упростится, если свести ее к случаю, в котором ограничение фазовых координат будет происходить за счет действия «отсечек» по току якорной цепи и скорости. Последние же можно аппроксимировать степенными функциями вида

$$\left(\frac{x_5}{x_{5m}}\right)^{\gamma_1} \text{ и } \left(\frac{x_2}{x_{2m}}\right)^{\gamma_2},$$

где γ_1 и γ_2 — большие, целые, нечетные положительные числа.

Частный случай (предельная система привода). При $T_4 = T_5 = 0$ линейных зависимостях $f_1(x_4)$, $f_2(x_3)$ и $\mu(x_2) = 0$ системы (1) и (2) сводятся к виду:

$$\left. \begin{aligned} \dot{x}_1 &= x_2; \\ \dot{x}_2 &= x_3 x_5; \\ \dot{x}_3 &= (u_2 - x_3) \beta_3, \end{aligned} \right\} \quad (3)$$

причем ток якорной цепи характеризуется уравнением:

преобразуем выражение, заключенное в квадратные скобки в знаменателе формулы (3), представив его в виде двух слагаемых:

$$\begin{aligned} & \left[\frac{BT}{v^2} \omega^4 - \left(\frac{1}{qv^2} + BT \right) \omega^2 + 1 \right] = \\ & = \left[\left(1 - \frac{\omega^2}{qv^2} \right) + BT \omega^2 \left(\frac{\omega^2}{v^2} - 1 \right) \right] = \\ & = \left[\left(1 - \frac{\gamma}{q} \right) + \beta \gamma (\gamma - 1) \right]. \end{aligned}$$

При $q < \gamma < 1$, т. е. при $v_2 < \omega < v$ знаки обоих слагаемых одинаковые:

$$\left(1 - \frac{\gamma}{q} \right) < 0 \text{ и } \beta \gamma (\gamma - 1) < 0.$$

В этом случае:

$$\left[\left(1 - \frac{\omega^2}{qv^2} \right) + BT \omega^2 \left(\frac{\omega^2}{v^2} - 1 \right) \right]^2 > \left(1 - \frac{\omega^2}{qv^2} \right)^2,$$

Так как знаменатель в формуле (9) меньше, чем в формуле (3), то в этом диапазоне частот всегда

$$A_{T=0}(\omega) > A(\omega).$$

При $\gamma > 1$, т. е. при $\omega > v$ знаки обоих слагаемых разные:

$$\left(1 - \frac{\gamma}{q} \right) < 0, \quad \beta \gamma (\gamma - 1) > 0.$$

Если $\beta \gamma (\gamma - 1) < 2 \left(\frac{\gamma}{q} - 1 \right)$, а это условие при $\gamma > 1$

выполняется на участке характеристики

$$\Delta \gamma = (\gamma - 1) = \frac{2}{\beta} \left(\frac{1}{q} - \frac{1}{\gamma} \right) > \frac{2}{\beta} \left(\frac{1}{q} - 1 \right),$$

то в пределах $\Delta \gamma$ знаменатель в формуле (9) больше, чем в формуле (3), и

$$A_{T=0}(\omega) < A(\omega).$$

$$L(x_2, x_3, x_5, u_1) = u_1 - x_2 x_3 - x_5 - \left(\frac{x_5}{x_{5m}}\right)^{\gamma_1} - \left(\frac{x_2}{x_{2m}}\right)^{\gamma_2} = 0. \quad (4)$$

Рассмотрим задачу позиционного «перемещения» системы (3) из одного состояния покоя — $x_1(0) < 0$; $x_2(0) = 0$, $x_3(0) = 1$ в другое — $x_1(t_k) = x_2(t_k) = 0$, причем поток возбуждения двигателя в конце движения принимает «свободное» значение. При этом условием трансверсальности будет $\psi_3(t_k) = 0$. Для системы (3) функция H и сопряженная ей система будут иметь следующий вид:

$$H = \psi_1 x_2 + \psi_2 x_3 x_5 + \psi_3 (u_2 - x_3) \beta_3; \quad (5)$$

$$\left. \begin{aligned} \dot{\psi}_1 &= 0; \\ \dot{\psi}_2 &= -\psi_1 - \varphi_2 \frac{\partial}{\partial x_2} (x_3 x_5); \\ \dot{\psi}_3 &= -\psi_2 \left(x_5 + x_3 \frac{\partial x_5}{\partial x_3} \right) + \psi_3 \beta_3, \end{aligned} \right\} \quad (6)$$

откуда следует, что функция ψ_2 может сменить знак не более одного раза при любом характере изменения x_5 и $u(x_2)$. Используя полученные ранее результаты [Л. 1], можно сделать вывод о том, что $\psi_2 > 0$ соответствуют разгону системы привода, а $\psi_2 < 0$ — ее торможению. Закон изменения u_1 следует определять из условия

$$\frac{\partial H}{\partial u_1} = \psi_2 x_3 \frac{\partial x_5}{\partial u_1} = \frac{\psi_2 x_3}{1 + \frac{\gamma_1}{x_5} \left(\frac{x_5}{x_{5m}} \right)^{\gamma_1}} = 0,$$

которое не выполняется ни при каких конечных значениях x_5 и, следовательно, при $\psi_2 x_3 > 0$ управление u_1 согласно уравнениям (4) должно быть таким, чтобы ток якорной цепи принимал максимальное значение. Так как в предельной системе всегда $x_3 > 0$, то указанному условию соответствует $u_1 = \text{sign } \psi_2$. Итак, управление u_1 принимает сигнатурные значения и меняет знак лишь один раз.

Управление u_2 определяется условием $u_2 = \text{sign } \psi_3$ везде, где $\psi_3 \neq 0$. Как и ранее можно убедиться в том, что значения $x_2 > 1$ достижимы лишь при условии существования особого управления по u_2 , форму которого можно найти из условия $\psi_3 = 0$. Тогда

$$x_5 + \gamma_1 \left(\frac{x_5}{x_{5m}} \right)^{\gamma_1} = x_2 x_3. \quad (7)$$

Итак, на особом экстремальном участке движения управление u_2 должно изменяться так, чтобы реализовалось уравнение (7).

Это условие всегда реализуемо при $|u_2| \leq 1$, если

$$T_3 \leq T_{3\text{кр}} = 2 \frac{1 - x_{5m}}{x_{5m}}.$$

В дальнейшем рассмотрим именно этот случай. Подставив уравнение (7) в выражение (4), заметим, что на экстремальном участке движения поток возбуждения двигателя будет изменяться по закону

$$\begin{aligned} x_3 &= \frac{u_1 - x_5 - \left(\frac{x_2}{x_{2m}} \right)^{\gamma_2}}{x_2} - \frac{x_2 x_3 - x_5}{\gamma_1 x_2^{\gamma_1}} \approx \\ &\approx \frac{u_1 - x_5 - \left(\frac{x_2}{x_{2m}} \right)^{\gamma_2}}{x_2}, \end{aligned} \quad (8)$$

Если в процессе разгона скорость привода приближается к предельно-допустимому значению, то дальнейшее движение системы будет протекать в условиях действия «отсечки» по скорости при $x_2 \approx x_{2m}$. При этом согласно уравнению (4) ток якорной цепи может только убывать вплоть до нулевого значения. Это, в свою очередь, должно вызвать снижение потока возбуждения двигателя так, чтобы удовлетворялось условие (8). Скорость изменения потока возбуждения двигателя на этом участке должна быть выше, чем на предыдущем, в связи с чем условие (8) реализовано лишь при T_3 , меньших некоторого критического значения, зависящего от γ_2 и x_{2m} . Рассмотрим случай, когда условие (8) выполнимо, т. е. когда

$$\beta_3 \geq \beta_{3\text{кр}}(\gamma_2, x_{2m}).$$

Ранее установлено, что при отсутствии ограничений, накладываемых на фазовые координаты экстремальный режим, хотя и может, но не должен продолжаться вплоть до смены знака ψ_2 , так как условие трансверсальности будет выполнимо лишь в том случае, когда движение системы не по экстремальному участку осуществляется принудительно восстановлением u_2 до предельного положительного значения. Аналогичная картина имеет место и в данном случае (рис. 1,а).

Несколько иначе протекает процесс оптимального управления, если при подходе x_2 к предельно-допустимому значению условие (8) не выполнимо в силу превышения T_3 критического значения (рис. 1,б). В этом случае для выполнения условия трансверсальности еще до начала интенсивного действия «отсечки» по скорости необходимо принудительно изменить управление u_2 до предельного отрицательного значения. Момент указанного переключения характеризуется точкой, когда функция ψ_3 имеет нулевое значение. После этого вновь реализуемо требование $\psi_3 = 0$ и условие (8). Условие трансверсальности выполняется за счет последующего восстановления u_2 до предельного положительного значения перед тем, как функция ψ_2 сменит знак. Таким образом, при больших путях перемещения условие трансверсальности реализуется за счет двукратного принудительного переключения управления u_2 .

По мере уменьшения полного пути перемещения $x_1(0)$ второй участок фазовой траектории, где $\psi_3 = 0$, будет сокращаться и, начиная с некоторого значения $x_1(0)$, момент переключения u_2 до предельного отрицательного значения следует выбирать так, чтобы в конце движения системы выполнялось условие трансверсальности (рис. 1,в). Дальнейшее уменьшение отрабатываемого пути будет приводить к сокращению участка траектории, на котором $u_2 = -1$, и если в процессе движения скорость привода успевает лишь приблизиться к x_{2m} , то условие трансверсальности будет выполняться уже при восстановлении u_2 сразу до предельного положительного значения (рис. 1,г).

Можно убедиться, что учет нелинейностей $f_1(x_4)$ и $f_2(x_3)$, соответствующих характеристикам кривых намагничивания генератора и двигателя,

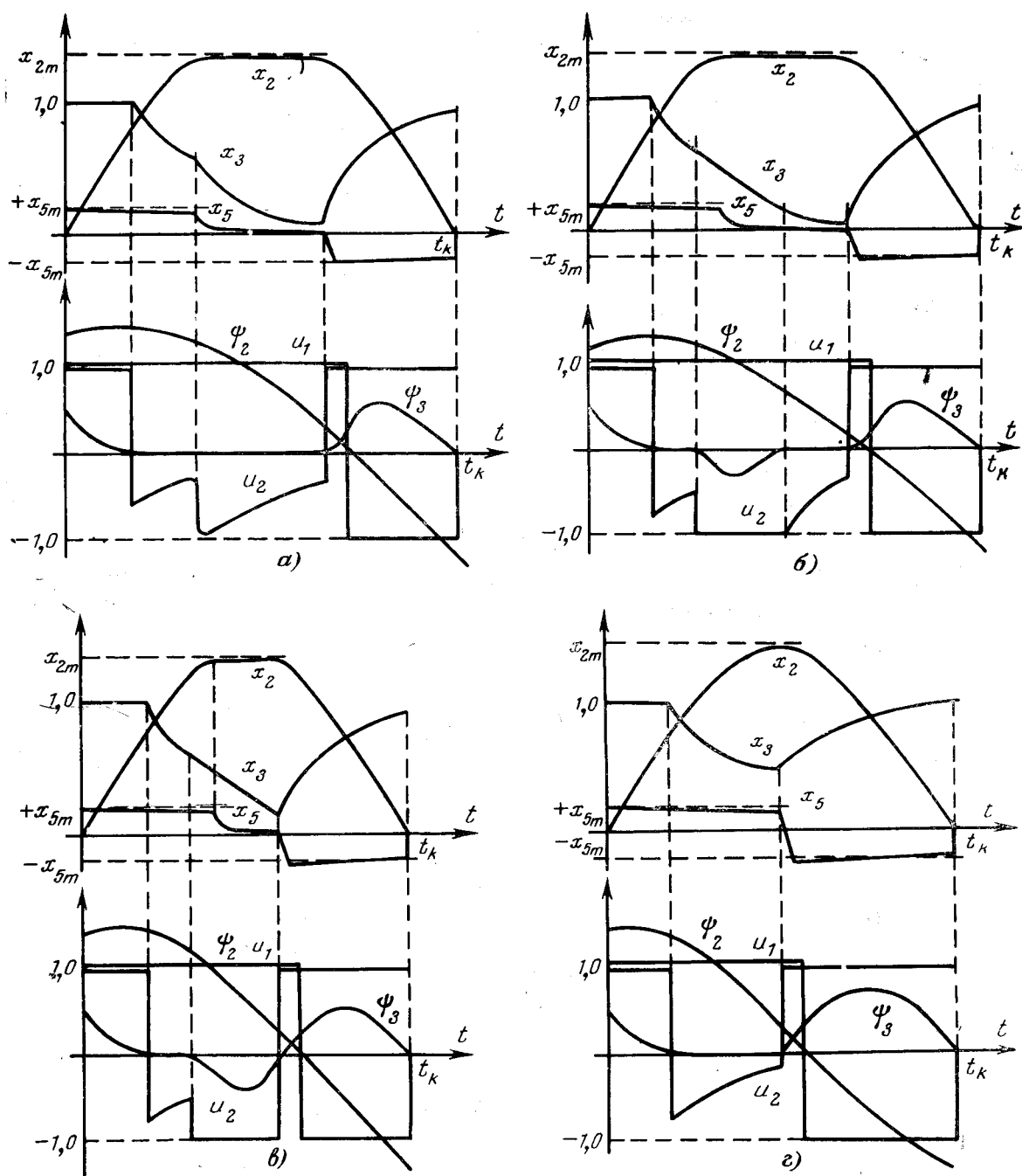


Рис. 1.

а также нагрузки двигателя не приводит к изменению характера рассмотренных режимов оптимального управления.

Оптимальное управление электромашиным приводом. Для системы уравнений (1) при линейных $f_1(x_4)$, $f_2(x_3)$ и $\mu(x_2)=0$ с учетом «отсечек» по скорости и току якорной цепи получим:

$$\left. \begin{aligned} \dot{x}_1 &= x_2; \\ \dot{x}_2 &= x_3 x_5; \\ \dot{x}_3 &= (u_2 - x_3) \beta_3; \\ \dot{x}_4 &= \left[u_1 - x_4 - \left(\frac{x_5}{x_{5m}} \right)^{\gamma_1} - \left(\frac{x_2}{x_{2m}} \right)^{\gamma_2} \right] \beta_4; \\ x_5 &= x_4 - x_2 x_3. \end{aligned} \right\} \quad (9)$$

Функция H и сопряженная система будут иметь следующий вид:

$$\left. \begin{aligned} H &= \psi_1 x_2 + \psi_2 x_3 x_5 + \psi_3 \beta_3 (u_2 - x_3) + \\ &+ \psi_4 \beta_4 \left[u_1 - x_4 - \left(\frac{x_5}{x_{5m}} \right)^{\gamma_1} - \left(\frac{x_2}{x_{2m}} \right)^{\gamma_2} \right]; \\ \dot{\psi}_1 &= 0; \\ \dot{\psi}_2 &= -\psi_1 + \psi_2 x_3^2 - \psi_4 \beta_4 \left[\frac{\gamma_1}{x_5} \left(\frac{x_5}{x_{5m}} \right)^{\gamma_1} x_3 - \right. \\ &\quad \left. - \frac{\gamma_2}{x_2} \left(\frac{x_2}{x_{2m}} \right)^{\gamma_2} \right]; \\ \dot{\psi}_3 &= -\psi_2 (x_4 - 2x_2 x_3) + \psi_3 \beta_3 - \psi_4 \beta_4 \frac{\gamma_1}{x_5} \left(\frac{x_5}{x_{5m}} \right)^{\gamma_1} x_2; \\ \dot{\psi}_4 &= -\psi_2 x_3 + \psi_4 \beta_4 \left[1 + \frac{\gamma_1}{x_5} \left(\frac{x_5}{x_{5m}} \right)^{\gamma_1} \right], \end{aligned} \right\} \quad (10)$$

откуда

$$\left. \begin{aligned} u_1 &= \text{sign } \psi_4; \\ u_2 &= \text{sign } \psi_3 \end{aligned} \right\} \quad (11)$$

везде, где $\psi_3 \neq 0$.

Рассмотрим переход системы, характеризуемой уравнениями (9), из одного состояния покоя в другое, положив $x_1(0) < 0$ и $x_1(t_k) = 0$ для варианта граничных условий: $x_3(0) = 1$, $x_4(0) = x_4(t_k) = 0$ и свободного значения $x_3(t_k)$. В этом случае условием трансверсальности будет $\psi_3(t_k) = 0$.

Уравнения (9) и (10) совместно с условием (11) образуют колебательную систему и допускают многократный переход функций ψ_2 и ψ_4 через нулевое значение. По аналогии с предельной системой найдем оптимальное управление при таких $\psi_2(0)$ и $\psi_4(0)$, когда процесс перемещения заканчивается на участке однократного изменения знака функции ψ_2 . Тогда функция ψ_4 может сменить знак не более двух раз. Если при таком предположении найдется управление, переводящее систему (9) из начального положения в требуемое конечное, то его и следует считать оптимальным, так как функция H будет принимать наибольшее из всех возможных значений¹.

На участке движения до момента достижения предельной скорости процесс протекает при постоянном потоке возбуждения двигателя и в цепи возбуждения генератора действует лишь отсечка по току. Можно показать, что на этом участке ток якорной цепи изменяется плавно при любых γ_1 , а функция ψ_3 непрерывно убывает, как и в предельной системе, до нулевого значения.

С этого момента реализуемо условие $\psi_3 = 0$. На участке траектории, где $\psi_3 = 0$, управление u_2 не может быть найдено из уравнения (11) и должно быть определено дополнительно. Существование такого участка возможно, так как получаемая при этом из выражений (10) зависимость

$$\psi_2(x_4 - 2x_2x_3) + \psi_4\beta_4 \frac{\gamma_1}{x_5} \left(\frac{x_5}{x_{5m}}\right)^{\gamma_1} x_2 = 0 \quad (12)$$

соответствует экстремуму H по x_3 .

Продифференцировав уравнение (12) и выполнив соответствующие преобразования, получим:

$$\dot{\psi}_1 = \dot{\psi}_2 f(x, \gamma),$$

откуда

$$\dot{\psi}_1 = \dot{\psi}_2 f(x, \gamma) + \psi_2 f(x, \gamma) = 0, \quad (13)$$

где

$$f(x, \gamma) = \frac{\dot{x}_4 - 2(\dot{x}_2x_3 + x_2\dot{x}_3) - \beta_4\gamma_1 \left(\frac{x_5}{x_{5m}}\right)^{\gamma_1}}{x_4 - 2x_2x_3} - \beta_4 - \frac{\dot{x}_5}{x_5}(\gamma_1 - 1) - \frac{(x_4 - 2x_2x_3)x_5\gamma_2 \left(\frac{x_2}{x_{2m}}\right)^{\gamma_2}}{\gamma_1 \left(\frac{x_5}{x_{5m}}\right)^{\gamma_1} x_2^2}.$$

Подставив выражение (10) в уравнение (13), и используя равенства (9), получим дифференциальное

¹ Предполагается, что из всех форм управления, удовлетворяющих принципу максимума, оптимальной является та, при которой функция H принимает максимально возможное значение. Это положение хотя и не доказано теоретически, всегда выполнялось в наших исследованиях.

уравнение второго порядка относительно x_5 , которое при $\gamma_1 \rightarrow \infty$ и $\gamma_2 \rightarrow \infty$ сводится к виду

$$\left[\frac{\beta_4 \left(\frac{x_5}{x_{5m}}\right)^{\gamma_1} x_5}{x_4 - 2x_2x_3} + \dot{x}_5 \right]^2 + \frac{\beta_4 \left(\frac{x_5}{x_{5m}}\right)^{\gamma_1} x_5 \dot{x}_5}{x_4 - 2x_2x_3} - \beta_4 \left(\frac{x_5}{x_{5m}}\right)^{\gamma_1} \dot{x}_5 - \frac{\beta_4}{x_2} \left(\frac{x_2}{x_{2m}}\right)^{\gamma_2} x_3 x_5^2 = 0. \quad (14)$$

На основании выражений (10) и (12) найдем закон изменения функций ψ_2 и ψ_4 на экстремальном участке траектории:

$$\left. \begin{aligned} \dot{\psi}_2 &= -\psi_1 + \psi_2 \left[\frac{x_3x_5}{x_2} - \frac{(x_4 - 2x_2x_3)x_5 \left(\frac{x_2}{x_{2m}}\right)^{\gamma_2}}{\left(\frac{x_5}{x_{5m}}\right)^{\gamma_1} x_2^2} \right]; \\ \dot{\psi}_4 &= \psi_4\beta_4 \left[1 + \frac{\gamma_1 \left(\frac{x_5}{x_{5m}}\right)^{\gamma_1}}{x_4 - 2x_2x_3} \right]. \end{aligned} \right\} \quad (15)$$

Уравнения (15) свидетельствуют о том, что на экстремальном участке функция ψ_4 не может изменить знак. При движении на экстремальном участке, когда $x_2 < x_{2m}$, в системе привода действует только отсечка по току и для выполнения условия (14) необходимо, чтобы $\dot{x}_5 = 0$, в связи с чем $x_5 = \text{const} < x_{5m}$. Однако для максимизации H необходимо, чтобы произведение x_3x_5 принимало максимальное значение, а последнее имеет место при $x_5 = 0,5x_4 \approx 0,5$. Но так как ток якорной цепи ограничен значением $x_{5m} < 0,5$, то величина x_5 должна быть сколь угодно близкой к x_{5m} . С учетом сказанного на основании уравнения (14) получим:

$$x_3 = \frac{x_4 - x_5}{x_2} \approx \frac{x_4 - x_{5m}}{x_2}. \quad (16)$$

При этом управление u_2 должно изменяться так, чтобы удовлетворялось условие (16) при максимальном значении x_3 . При приближении скорости к предельно допустимому значению x_{2m} продолжение экстремального участка возможно, если по-прежнему будет выполняться условие (14). Последнее достижимо, когда значения T_3 и T_4 меньше некоторых критических величин, зависящих от γ_2 и x_{2m} . В противном случае, как и в предельной системе, перед скоростью, близкой к x_{2m} , необходимо принудительное переключение u_2 до предельного отрицательного значения. При этом функция ψ_3 уменьшается и в зависимости от соотношения T_3 , T_4 и $x_1(0)$ в системе возможен второй участок траектории с $\psi_3 = 0$, изменение которого можно осуществить только принудительно переключением u_2 до предельного положительного или отрицательного значений. Это соответствует двум режимам управления (рис. 2, а и б), причем рис. 1, а соответствует случаю, когда торможение осуществляется за счет реверса напряжения генератора, а рис. 2, а — за счет реверса напряжения возбуждения двигателя. В обоих случаях условие трансверсальности выполнимо после смены знака функцией ψ_2 . При этом управление u_2 остается неизменным, а функция ψ_4 и соответственно управление u_1 меняют знак один раз, что необходимо для уменьшения x_4 до нуля к концу движения.

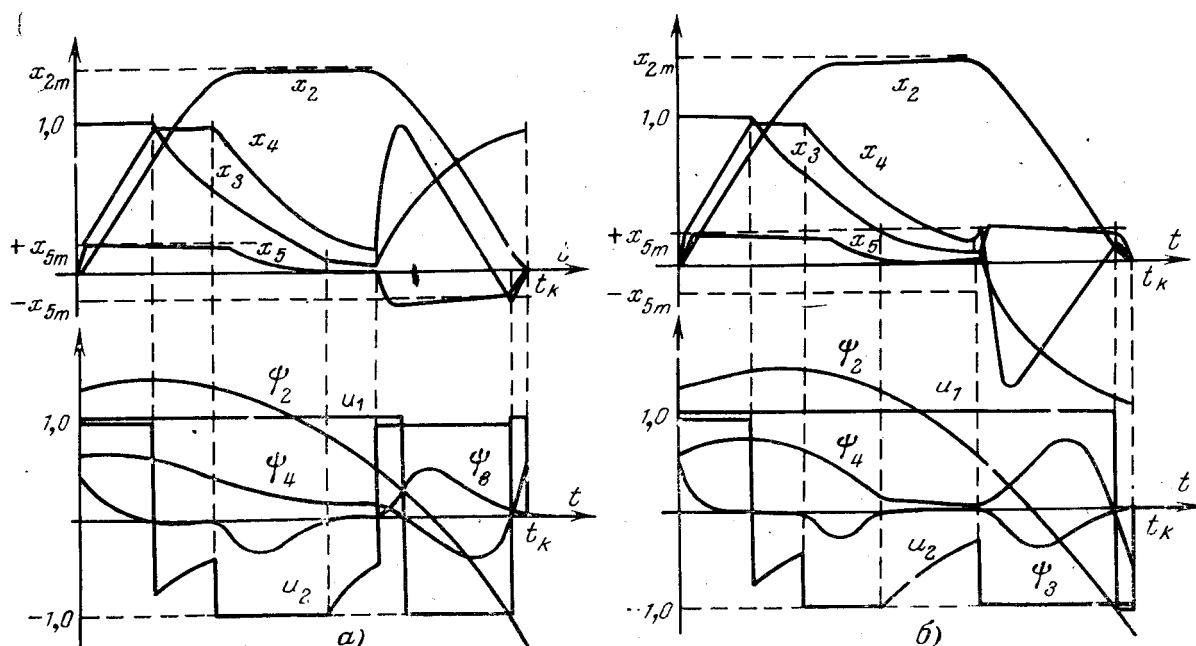


Рис. 2.

Оптимальное управление системами УРВ — Д и Г — Д. Введя в уравнения (2) «отсечки» по току и скорости, при линейной зависимости $f_2(x_3)$ и $\mu(x_2)=0$ получим следующую систему уравнений:

$$\left. \begin{aligned} \dot{x}_1 &= x_2; \quad \dot{x}_2 = x_3 x_5; \quad \dot{x}_3 = (U_2 - x_3) \beta_3; \\ \dot{x}_5 &= \left[u_1 - x_2 x_3 - x_5 - \left(\frac{x_5}{x_{5m}} \right)^{\gamma_1} - \left(\frac{x_2}{x_{2m}} \right)^{\gamma_2} \right] \beta_5, \end{aligned} \right\} \quad (17)$$

для которой функция H и сопряженная с ней система будет иметь такой вид:

$$H = \psi_1 x_2 + \psi_2 x_3 x_5 + \psi_3 \beta_3 (u_2 - x_3) + \psi_5 \beta_5 \left[u_1 - x_2 x_3 - x_5 - \left(\frac{x_5}{x_{5m}} \right)^{\gamma_1} - \left(\frac{x_2}{x_{2m}} \right)^{\gamma_2} \right]; \quad (18)$$

$$\left. \begin{aligned} \psi_1 &= 0; \\ \dot{\psi}_2 &= -\psi_1 + \psi_5 \beta_5 \left[x_3 + \frac{\gamma_2}{x_2} \left(\frac{x_2}{x_{2m}} \right)^{\gamma_2} \right]; \\ \dot{\psi}_3 &= -\psi_2 x_5 + \psi_3 \beta_3 + \psi_5 \beta_5 x_2; \\ \dot{\psi}_5 &= -\psi_2 x_3 + \psi_5 \beta_5 \left[1 + \frac{\gamma_1}{x_5} \left(\frac{x_5}{x_{5m}} \right)^{\gamma_1} \right]. \end{aligned} \right\} \quad (19)$$

Из уравнения (18) следует, что

$$\left. \begin{aligned} u_1 &= \text{sign } \psi_5; \\ u_2 &= \text{sign } \psi_3, \end{aligned} \right\} \quad (20)$$

везде, где $\psi_3 \neq 0$.

Ограничимся рассмотрением следующего варианта граничных условий:

$$\begin{aligned} x_1(0) < 0; \quad x_2(0) = x_3(0) = x_2(t_k) = \\ = x_5(t_k) = 0; \quad x_3(0) = 1; \end{aligned}$$

$x_3(t_k)$ — «свободно». При этом условием трансверсальности будет $\psi_3(t_k) = 0$.

Как и в системе Г — Д, здесь уравнения (17) и (19) совместно с условием (20) образуют коле-

бательную систему, вызывая многократное переключение функции ψ_5 . Найдем оптимальное управление в таком виде, когда за время перемещения системы привода в требуемое положение функция ψ_2 меняет знак лишь один раз.

На начальном участке движения $x_3 = 1$, а ток якоря ограничивается отсечкой по току. При этом, как и в системе Г — Д, ток якорной цепи при больших γ_1 изменяется плавно, без колебаний, а функция ψ_3 монотонно сверху ($T_3 \leq T_{3кр}$), либо снизу ($T_3 > T_{3кр}$) приближается к нулевому значению, после чего реализуется $\psi_3 = 0$. На экстремальном участке, где $\psi_3 = 0$, управление u_2 дополнительно определяется из условия

$$\psi_2 x_5 = \psi_5 \beta_5 x_2. \quad (21)$$

Продифференцировав уравнение (21), после соответствующих преобразований получим, что на экстремальном участке поток возбуждения двигателя должен изменяться по закону

$$x_3 = \frac{a \left[a - \frac{\gamma_2}{\beta_5} \frac{x_5^2}{x_2^2} \left(\frac{x_2}{x_{2m}} \right)^{\gamma_2} + b \right] + b + \frac{a x_5^2}{\beta_5 x_2} - \frac{\gamma_2 x_5}{\beta_5} \left(\frac{x_2}{x_{2m}} \right)^{\gamma_2} \left[\frac{2}{\beta_5} \left(\frac{x_5}{x_2} \right)^2 + \right.}{+ b \left[u_1 - x_5 - \left(\frac{x_5}{x_{5m}} \right)^{\gamma_1} - \left(\frac{x_2}{x_{2m}} \right)^{\gamma_2} \right] + \frac{x_5}{x_2} - \frac{\gamma_2}{\beta_5} \left(\frac{x_5}{x_2} \right)^2} \quad (22)$$

где

$$\begin{aligned} a &= u_1 - 2x_5 - (\gamma_1 + 1) \left(\frac{x_5}{x_{5m}} \right)^{\gamma_1} - \\ &- \left(\frac{x_2}{x_{2m}} \right)^{\gamma_2} \left(1 - \frac{\gamma_2}{\beta_5} \frac{x_5^2}{x_2^2} \right); \end{aligned}$$

$$b = u_1 + (\gamma_1^2 - 1) \left(\frac{x_5}{x_{5m}} \right)^{\gamma_1} - \left(\frac{x_2}{x_{2m}} \right)^{\gamma_2} \left(1 + \frac{\gamma_2}{\beta_5} \frac{x_5^2}{x_2^2} \right).$$

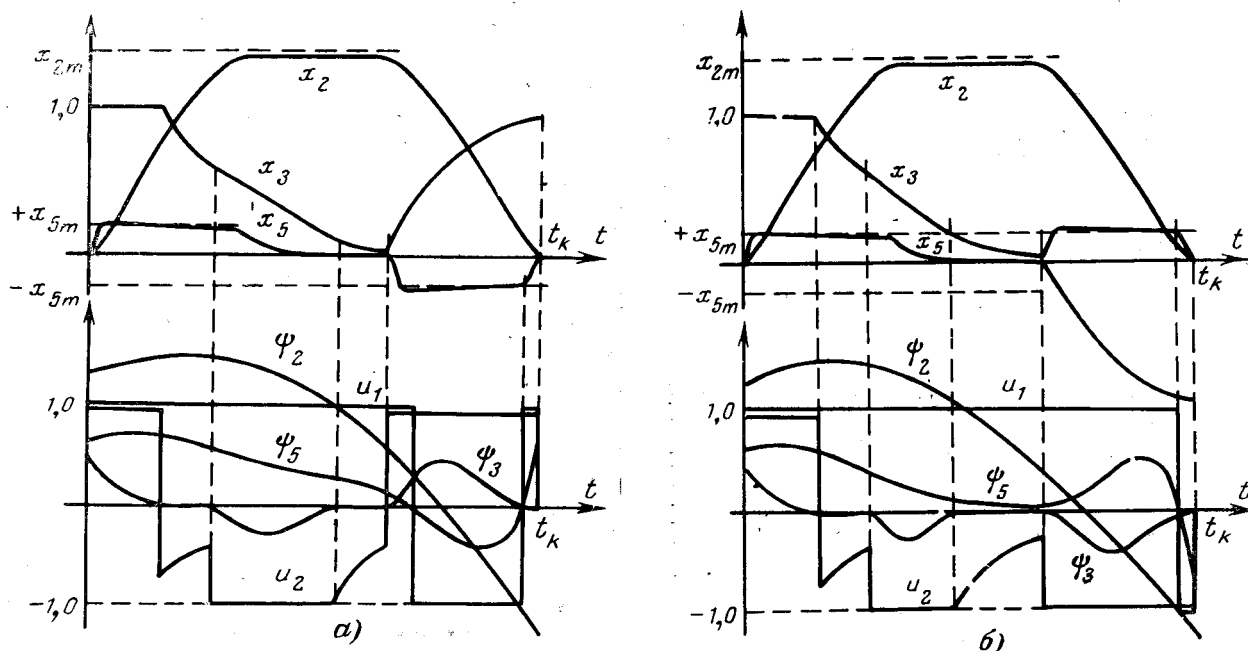


Рис. 3.

Выражение (22) при $T_5=0$ и $\gamma_1, \gamma_2 \rightarrow \infty$ сводится к уравнению (8) и представляет закон для особого управления по u_2 на участке ограничения как тока якорной цепи, так и скорости двигателя.

На экстремальном участке, где действие «отсечки» по скорости не существенно, закон изменения магнитного потока двигателя имеет вид:

$$x_3 \approx \frac{u_1 - x_{5m}}{x_2}, \quad (23)$$

что обеспечивает поддержание тока якорной цепи $x_5 \approx x_{5m}$. Если же $x_1(0)$ таково, что достижима предельно допустимая скорость x_{2m} , то экстремальный участок траектории может продолжаться лишь при таких $T_3(\gamma_2, x_{2m})$ и $T_5(\gamma_2 x_{2m})$, когда реализуемо условие (21). При этом ток якорной цепи и поток возбуждения двигателя будут уменьшаться вплоть до нулевого значения.

Подставив выражение (21) в уравнения (19), получим:

$$\dot{\psi}_5 = \psi_5 \beta_5 \left[1 + \frac{\gamma_1}{x_5} \left(\frac{x_5}{x_{5m}} \right)^{\gamma_1} - \frac{x_2 x_3}{x_5} \right],$$

откуда следует, что на экстремальном участке движения функция ψ_5 , а следовательно, управление u_1 , не могут изменить свой знак.

Экстремальный режим может существовать лишь при $\psi_2 > 0$ и он, как в системе Г—Д, должен заканчиваться принудительным переключением u_2 до предельного положительного или отрицательного значения в такой момент времени, чтобы в конце движения выполнялось условие трансверсальности $\psi_3(t_h) = 0$.

Возможные варианты поведения функции ψ_3 в зависимости от соотношения T_3 и T_5 при различных $x_1(0)$, γ_2 , x_{2m} принципиально не отличаются от рассмотренных выше для системы Г—Д. На рис. 3,а показаны характеристики первого режима, когда торможение сопровождается возрастанием потока двигателя до максимального значения и реверсом напряжения преобразователя.

Во втором режиме (рис. 3,б) при торможении поток двигателя изменяется до отрицательного значения, а управление u_1 меняет знак лишь один раз, что необходимо для снижения координаты x_5 в конце движения до нулевого уровня.

Отметим, что в отличие от системы привода типа Т—Д с постоянным потоком возбуждения, в котором ограничение скорости при больших γ_2 , всегда происходит в колебательном режиме, здесь при выполнении условия (21) характер изменения скорости, а соответственно и тока якорной цепи, всегда аperiodический. Действительно, подставив значение x_3 из выражения (8) в равенства (17), получим:

$$\dot{x}_5 = - \left(\frac{x_5}{x_{5m}} \right)^{\gamma_1},$$

что соответствует монотонному уменьшению x_5 до нулевого значения.

Режимы управления, близкие к оптимальным. В рассмотренных системах привода оптимальный по быстродействию переходный процесс отличается

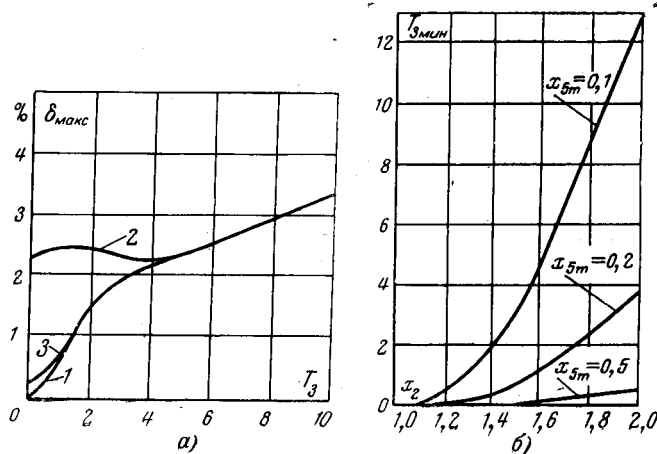


Рис. 4.

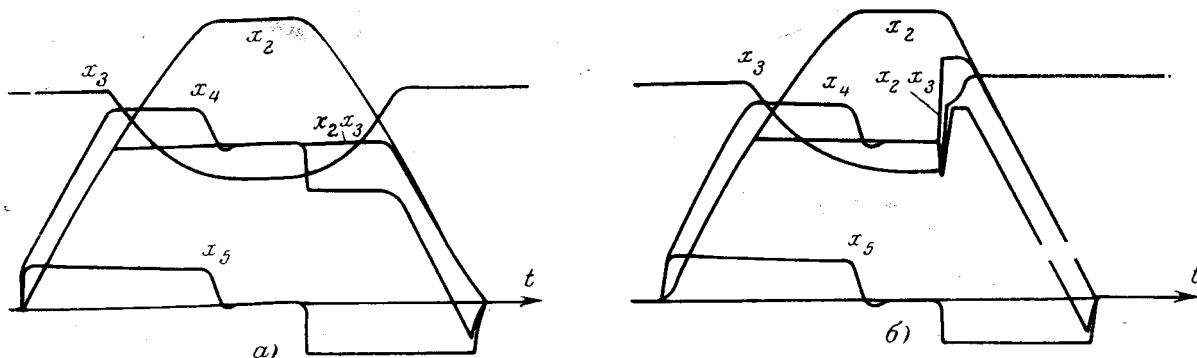


Рис. 5.

лишь законом ослабления потока возбуждения двигателя. При $\gamma_1 \rightarrow \infty$ и $\gamma_2 \rightarrow \infty$ оба закона на участке движения с $x_2 < x_{2m}$ сводятся к уравнениям (16) и (23) и совпадают в предельной системе:

$$x_3 = \frac{u_1 - x_{5m}}{x_2}. \quad (24)$$

Этот закон реализуем при $T_3 \leq T_{3кр}$. Значение же последнего при $x_{5m} = 0,25$ равно шести и превышает величину постоянной времени обмотки возбуждения двигателей средней и большой мощности. Характер изменения потока возбуждения двигателя на участке движения с предельно допустимой скоростью не оказывает влияния на быстродействие системы привода вплоть до момента восстановления потока. Таким образом, лишь при скорости привода, близкой к предельно допустимой, управление по законам (14) и (22) может приносить некоторый выигрыш по сравнению с законом (24). Однако по мере увеличения γ_2 время движения на этом участке сокращается и при $\gamma_2 \rightarrow \infty$ им можно пренебречь. Итак, если вдоль всего участка разгона и движения привода с предельно допустимой скоростью принять закон управления (24), то существенным для реализации оптимального управления будет лишь выбор момента восстановления потока возбуждения двигателя. Выбрать такой момент всегда можно и процесс восстановления потока возбуждения будет совпадать с оптимальным. Таким образом, если

$$u_2 = \text{sign}(1 - |x_2 x_3| - x_{5m}), \quad (25)$$

то почти оптимальный процесс достигается соответствующим выбором момента восстановления потока возбуждения двигателя по отношению к моменту реверса напряжения генератора (преобразователя). При $T_3 = 0$ эти моменты совпадают. Максимальный проигрыш² в быстродействии системы привода за счет совмещения моментов переключе-

ния по отношению к оптимальному управлению иллюстрируется кривой 1 на рис. 4,а.

Если закон изменения потока возбуждения двигателя (24) использовать как на участке разгона, так и на участке торможения, то соответствующий проигрыш в быстродействии будет характеризоваться кривой 2 (рис. 4,а). Несколько лучше результаты достигаются при использовании на всем участке движения следующего закона управления потоком возбуждения:

$$u_2 = \text{sign}(1 - |x_2 x_3| - x_{5m} \text{sign}(u_1 x_2 x_3)). \quad (26)$$

Соответствующий ему проигрыш в быстродействии представлен кривой 3 на рис. 4,а. Изображенные на рис. 4,б графики, в частности, свидетельствуют о том, что при использовании закона (24) не имеет смысла стремиться к уменьшению постоянной времени цепи возбуждения двигателя ниже $T_3 = 4$.

Так как в реальных электроприводах $f_1(x_4) \leq 1$, то при малых T_3 на участке усиления поля двигателя «отсечка» по току не обеспечит поддержание тока якорной цепи на предельно допустимом значении. На рис. 4,б приведена зависимость $T_{3\min} = f(x_2, x_{5m})$, которая подтверждает, что при $T_3 \geq T_{3\min}$ всегда гарантируется ограничение тока якорной цепи на заданном уровне.

С целью выявления работоспособности регуляторов потока возбуждения двигателя, описываемых соотношениями (25) и (26), было выполнено электронное моделирование обеих систем привода. Соответствующие осциллограммы переходных процессов приведены на рис. 5,а и 5,б.

Литература

1. Чистов В. П., Матафонов П. П. и Троян В. А., Оптимальное по быстродействию управление электроприводами постоянного тока, «Электричество», 1967, № 5.
2. Понтрягин Л. С., Болтянский В. Г., Гамкрелидзе Р. В. и Мищенко Е. Ф., Математическая теория оптимальных процессов, Физматгиз, 1961.
3. Magnus R., Hestenes B., On variational theory and optimal control theory, «J. Siam Control», ser. A, 1965, v. 3, № 1.

² Отклонение быстродействия привода от оптимального в зависимости от пути перемещения имеет нелинейный характер с максимумом в области средних перемещений.



Оптимизация программы перемещения верхнего валка обжимного стана с экстремальным управлением

Канд. техн. наук, доц. К. И. КОЖЕВНИКОВ

Новочеркасский политехнический институт

На рис. 1 представлен один из вариантов блок-схемы системы экстремального управления главным приводом (ГП) и приводом перемещения верхнего валка (ППВ). В этой системе оператор (ОП) воздействует на органы (В), посредством которых подаются элементарные команды на разгон двигателей с определенным направлением вращения и на остановку. Главный привод управляется изменением напряжения якоря прокатных двигателей.

Ввиду сложности и многосвязности процесса деформации металла между валками и нестабильности его параметров во время эксплуатации стана, действие экстремальной системы основано на периодическом улучшении режимов двигателей и прокатки, которое достигается уточнением исходных данных, вводимых в оптимизирующую вычислительную машину, и уточнением информации для наладчика режимов. Такое решение оказывается приемлемым потому, что время работы стана состоит из повторяющихся циклов с относительно большой частотой. Улучшение режимов состоит в уменьшении нагрева двигателей.

Ниже приводится описание системы, представленной на рис. 1.

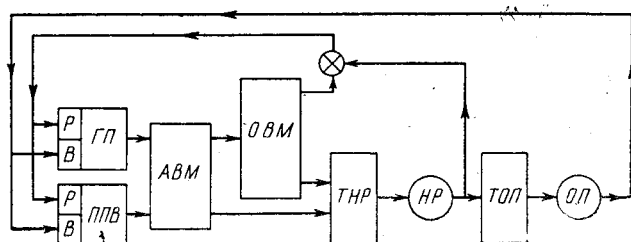


Рис. 1.

Анализирующая вычислительная машина (АВМ) по осциллограммам, полученным во время прокатки последнего слитка, определяет уточненные исходные данные для оптимизирующей вычислительной машины (ОВМ), которая рассчитывает улучшенную настройку регуляторов приводов. Перед каждым пропуском нового слитка выходные сигналы ОВМ автоматически воздействуют на регуляторы приводов (Р)¹; прокатка выполняется при улучшенном режиме двигателей.

Одновременно вычислительные машины АВМ и ОВМ определяют и записывают на табло наладчика режимов (ТНР) реализованные и улучшенные показатели режимов двигателя и прокатки, в том числе реализованную и улучшенную программы перемещения верхнего валка². Наладчик режимов (НР), исследуя информацию табло ТНР, формирует на табло оператора (ТОП) рекомендуемую программу перемещения верхнего валка; НР может

вносить изменения и в настройку регуляторов привода. После прокатки нескольких слитков функции наладчика режимов могут быть переданы оператору.

В [Л. 1—3] рассматривались элементы системы экстремального управления для оптимизации режима прокатных двигателей и двигателей механизма перестановки верхнего валка. В этой статье изучается часть системы для оптимизации программы перемещения верхнего валка: найден алгоритм расчета оптимальной по нагреву прокатных двигателей программы удлинения слитка, исследовано влияние программы на режим двигателей, определена эффективность оптимальной программы. Найденные закономерности определяют способы сокращения до минимума времени сходимости улучшенной и рациональной программ перемещения валка. (Программа перемещения верхнего валка однозначно определяется через размеры слитка и программу удлинения проката с учетом его кантовки.)

Рассматриваются диаграммы скорости прокатных двигателей двух типов: с выбросом металла при максимальной скорости [Л. 3] и при скорости, равной скорости захвата [Л. 2]. В последнем случае прокатка выполняется и в период торможения привода.

Оптимальная по нагреву программа удлинения проката. Разработка программы удлинения проката сводится к распределению заданного полного удлинения за цикл прокатки между отдельными пропусками. Принятая программа должна быть согласована с механической прочностью валков, условием нормального захвата проката, а иногда с пластичностью прокатываемого металла и, конечно, с нагрузкой прокатных двигателей [Л. 4].

Найдем оптимальную по нагреву программу удлинения, которая минимизирует потерю энергии в обмотке якоря двигателей за время прокатки в группе пропусков.

После нескольких циклов оптимизации режим прокатных двигателей с экстремальным управлением становится близким к критическому, при котором количество тепла, выделенного в обмотке якоря за время прокатки, имеет минимальное значение.

Показатели критического режима двигателей за пропуск [Л. 2 и 3], учитывая, что в данном случае $i = \mu$, можно характеризовать четырьмя величинами

$$\begin{aligned} f_{1к} &= \tau_{пк} \left[\frac{\mu_{сзх}}{\alpha_{п}} \right]^{0,5}, \quad f_{2к} = \frac{\gamma_{мк}}{\gamma_{зх}}, \\ f_{3к} &= \frac{\mu_{мк}}{\mu_{сзх}}, \quad f_{4к} = \frac{\Delta \epsilon_{пк}}{\mu_{сзх}^{1,5} \alpha_{п}^{0,5}}, \end{aligned} \quad (1)$$

которые зависят от показателя степени ϕ в формуле, учитывающей влияние скорости прокатки на статический момент

$$\frac{\mu_{ск}}{\mu_{сзх}} = \left(\frac{\gamma_{ср.к}}{\gamma_{зх}} \right)^{\phi}, \quad (2)$$

¹ Регуляторы, устанавливающие величину максимальной скорости и динамического тока якоря двигателей.

² В [Л. 5] описана иная система оптимизации программы перемещения верхнего валка,

и от параметра

$$g = \frac{v_{зх}}{(\alpha_n \mu_{сзх})^{0,5}} \quad (3)$$

Здесь

$\tau_{пк} = \frac{t_{пк}}{B_n}$ — время прокатки ($B_n = \frac{GD^2 n_n}{375 M_n}$ — электро-механическая постоянная времени, сек);

$v_{мк} = \frac{n_{мк}}{n_n}$ — максимальная скорость вращения двигателя (n_n — номинальная скорость, об/мин);

$\mu_{мк} = \frac{M_{мк}}{M_n}$ — максимальный момент двигателя (M_n — номинальный момент, кг·м);

$\Delta \epsilon_{пк} = \frac{\Delta \mathcal{E}_{пк}}{\Delta P_n B_n}$ — потеря энергии в обмотке якоря за время прокатки (ΔP_n — потеря мощности в обмотке якоря при номинальном токе, вт);

$\mu_{сзх} = \frac{M_{сзх}}{M_n}$ — статический момент при скорости захвата;

$v_{зх} = \frac{n_{зх}}{n_{н.д}}$ — скорость захвата;

$\alpha_n = \frac{A_n}{A_n}$ — угол, отработанный валом двигателя в период прокатки ($A_n = \frac{B_n n_n}{60}$ — угловая постоянная привода);

$M_{ср} = \frac{M_{ср}}{M_n}$ — расчетное (среднее за пропуск) значение статического момента;

$v_{ср.к} = \frac{\alpha_n}{\tau_{пк}}$ — средняя скорость двигателя за время прокатки.

Все величины в многодвигательном приводе отнесены к одному двигателю.

Воспользовавшись (1), определяем показатели критического режима двигателя за время прокатки в N пропусках:

$$\left. \begin{aligned} \Sigma \tau_{пк} &= \Sigma \left(\frac{\alpha_n}{\mu_{сзх}} \right)^{0,5} f_{1к}; \quad v_{мк} = v_{зх} f_{2к}; \\ \mu_{мк} &= \mu_{сзх} f_{3к}; \quad \Sigma \Delta \epsilon_{пк} = \Sigma \mu_{сзх}^{1,5} \alpha_n^{0,5} f_{4к}. \end{aligned} \right\} \quad (4)$$

В (4) максимальная скорость и максимальный момент двигателя принимаются для тех пропусков, в которых эти величины имеют наибольшее значение.

Будем искать оптимальную по нагреву программу удлинения для группы пропусков³ с одинаковыми значениями: катающего диаметра D_k , показателя степени $\psi = 0,14$ и скорости захвата $v_{зх}$.

Полагаем, что величина g лежит в пределах $0,1 \div 0,3$; скорость выброса равна максимальной скорости двигателя.

Графики зависимости $f_{1к} \div f_{4к}$ от параметра g для этих условий, рассчитанные по формулам, при-

³ Удлинение металла в первых и последних пропусках цикла прокатки часто определяется по технологическим соотношениям [Л. 5].

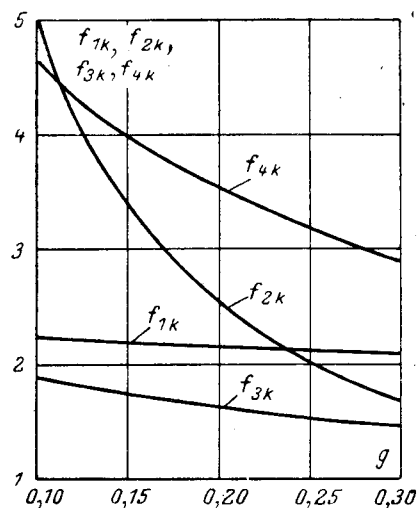


Рис. 2.

веденным в [Л. 3], представлены на рис. 2. Как видно, зависимость $f_{4к}(g)$ может быть аппроксимирована линейным уравнением

$$f_{4к} = a - kg, \quad (5)$$

которое при $a = 5,34$ и $k = 8,4$ вносит погрешность не более $\pm 2\%$. (При прочих равных условиях, но для скорости выброса, равной скорости захвата, $a = 4,72$ и $k = 7,4$).

Подставляя (5) в (4) и воспользовавшись (3), найдем:

$$\Sigma \Delta \epsilon_{пк} = a \Sigma \mu_{сзх}^{1,5} \alpha_n^{0,5} - k v_{зх} \Sigma \mu_{сзх}. \quad (6)$$

Угол, отработанный валом двигателя за время прокатки в одном пропуске

$$\alpha_n = \alpha_{п0} \lambda, \quad (7)$$

где $\alpha_{п0}$ — угол, рассчитанный по длине проката $L_{п0}$ перед рассматриваемой группой пропусков

$$\alpha_{п0} = \frac{60 L_{п0}}{\pi D_k B_n n_n}; \quad (8)$$

$\lambda = \frac{L_n}{L_{п0}}$ — полное удлинение после пропуска.

Статический момент при скорости захвата определим по экспериментальной кривой удельного расхода энергии на прокатку

$$\mu_{сзх} = \frac{135 G D_k \Delta \omega}{m M_n L_{п0} \lambda}, \quad (9)$$

где G — вес слитка, кг;
 m — число двигателей в главном приводе;
 $\Delta \omega$ — удельный расход энергии за пропуск, лс·ч/т.

Данные [Л. 6 и 7] свидетельствуют о том, что для группы из 5—9 пропусков, не включающей начальный этап деформации слитка, во время которого происходит уплотнение литой структуры металла, рабочий участок кривой удельного расхода

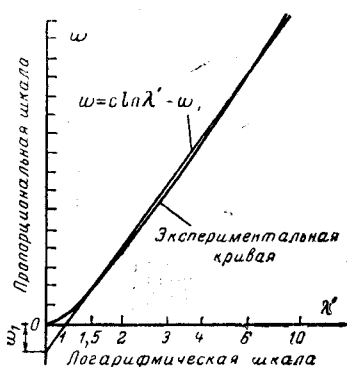


Рис. 3.

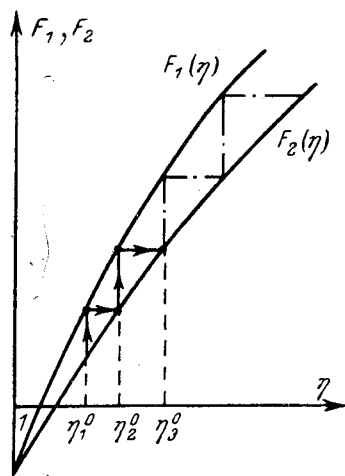


Рис. 4.

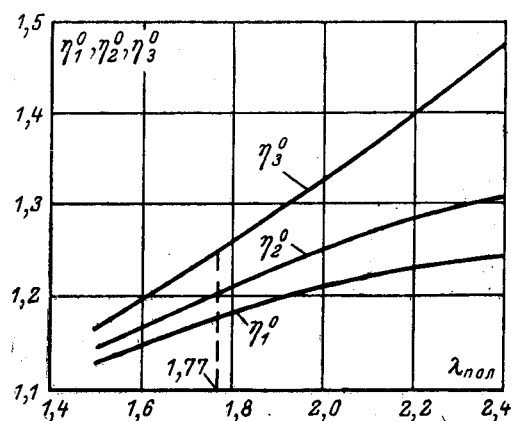


Рис. 5.

энергии на прокатку можно аппроксимировать с достаточной точностью уравнением (рис. 3):

$$\omega = c \ln \lambda' - \omega_1,$$

где $\lambda' = \frac{L_n}{L_{сн}}$ — полное удлинение слитка;
 c, ω_1 — постоянные ($\omega_1 > 0$).

При этом удельный расход энергии за пропуск будет:

$$\Delta \omega = c \ln \eta,$$

а статический момент, согласно (9), определится по формуле

$$\mu_{сзх} = b \frac{\ln \eta}{\lambda}, \quad (10)$$

где

$$b = \frac{135 G c D_K}{m M_n L_{по}}; \quad (11)$$

η — удлинение за пропуск.

Подставляя значения α_n и $\mu_{сзх}$ из (7) и (10) в (6), получим:

$$\Sigma \Delta \epsilon_{пк} = ab^{1,5} \alpha_{но}^{0,5} \sum \frac{(\ln \eta)^{1,5}}{\lambda} - kb v_{зх} \sum \frac{\ln \eta}{\lambda}, \quad (12)$$

Дальнейшее изложение будет относиться к группе из трех пропусков, однако полученные ниже результаты легко распространяются на группу с любым числом пропусков.

При $N=3$

$$\Sigma \Delta \epsilon_{пк} = ab^{1,5} \alpha_{но}^{0,5} \left[\frac{(\ln \eta_1)^{1,5}}{\eta_1} + \frac{(\ln \eta_2)^{1,5}}{\eta_1 \eta_2} + \frac{(\ln \eta_3)^{1,5}}{\eta_1 \eta_2 \eta_3} \right] - kb v_{зх} \left[\frac{\ln \eta_1}{\eta_1} + \frac{\ln \eta_2}{\eta_1 \eta_2} + \frac{\ln \eta_3}{\eta_1 \eta_2 \eta_3} \right], \quad (13)$$

где

η_1, η_2, η_3 — удлинения соответственно в первом, втором и третьем пропусках.

В результате исследования функции $\Sigma \Delta \epsilon_{пк} = \varphi(\eta_1, \eta_2, \eta_3)$ на экстремум устанавливаем, что при заданном полном удлинении $\lambda_{пол} = \eta_1 \eta_2 \eta_3$ потеря энергии в обмотке якоря $\Sigma \Delta \epsilon_{пк}$ достигает минимума в том случае, если полное удлинение распределяется между пропусками согласно уравнениям

$$\left. \begin{aligned} \sqrt{\ln \eta_1^0 (1,5 - \ln \eta_1^0) - \gamma (1 - \ln \eta_1^0)} &= \frac{1,5 \sqrt{\ln \eta_2^0 - \gamma}}{\eta_2^0}; \\ \sqrt{\ln \eta_2^0 (1,5 - \ln \eta_2^0) - \gamma (1 - \ln \eta_2^0)} &= \frac{1,5 \sqrt{\ln \eta_3^0 - \gamma}}{\eta_3^0}, \end{aligned} \right\} \quad (14)$$

где $\eta_1^0, \eta_2^0, \eta_3^0$ — удлинения в пропусках, которые составляют оптимальную программу;

$$\gamma = \frac{kb v_{зх}}{a \sqrt{\alpha_{но} b}}. \quad (15)$$

Воспользуемся следующим способом совместного решения уравнения (14). В одной системе координат строим графики $F_1(\eta)$ и $F_2(\eta)$

$$\left. \begin{aligned} F_1(\eta) &= \sqrt{\ln \eta (1,5 - \ln \eta) - \gamma (1 - \ln \eta)}; \\ F_2(\eta) &= \frac{1,5 \sqrt{\ln \eta - \gamma}}{\eta}. \end{aligned} \right\} \quad (16)$$

Затем, задаваясь рядом значений η_1^0 , для каждого из них выполняем построение, показанное на рис. 4. В результате этого определяем ряд оптимальных программ $\eta_1^0; \eta_2^0; \eta_3^0$ с разными $\lambda_{пол} = \eta_1^0 \eta_2^0 \eta_3^0$. Выбирается та программа, которая соответствует заданному полному удлинению $\lambda_{пол}$. На рис. 5 построены графики $\eta_1^0(\lambda_{пол}); \eta_2^0(\lambda_{пол}); \eta_3^0(\lambda_{пол})$, рассчитанные для $\gamma = 0,1$.

Влияние программы удлинения проката на показатели критического режима двигателей главного привода. Рассмотрим работу главного привода блюминга 1150 в трех пропусках, входящих в цикл прокатки. Управление приводом экстремальное, посредством изменения напряжения якоря. Скорость выброса проката равна максимальной скорости двигателей.

Характеристики привода: $m \times P_n = 2 \times 5350$ кВт; $n_n = 70$ об/мин; $M_n = 74,5$ тм; $GD = 180$ тм²; $B_n = 0,451$ сек.

Технологические данные: $\lambda_{пол} = 1,77$; $G = 7$ т; хромомарганцевая сталь 16ГрМп5; 1100°C ; обжатия $5 \div 20\%$; $L_{по} = 2,93$ м; $n_{зх} = 17,5$ об/мин; $D_K = 1,04$ м.

Программы удлинения	Удлинение в пропусках			Изменение показателей режимов двигателей, вызванное применением рассматриваемой программы вместо оптимальной				
	1	2	3					
	η_1	η_2	η_3	$\delta(\Sigma \Delta \varepsilon_{\text{пр}}), \%$	$\delta(\Sigma \tau_{\text{пр}}), \%$	$\delta(\mu_{\text{пр}}), \%$	$\delta(v_{\text{пр}}), \%$	$\delta(P_{\text{пр}}), \%$
Оптимальная по нагреву	1,18	1,20	1,25	0	0	0	0	0
Программы, в которых $\eta_1^0; \eta_2^0;$	1,20	1,18	1,25	+0,4	+1,4	+9,0	0	+5,0
η_3^0 следуют друг за другом не	1,18	1,25	1,20	+0,7	+2,1	+12	0	+20
в той последовательности,	1,20	1,25	1,18	+1,4	+3,5	+10	0	+18
как в оптимальной программе	1,25	1,18	1,20	+2,5	+4,4	+32	0	+41
	1,25	1,20	1,18	+2,8	+3,3	+32	0	+41
Программа с одинаковыми	1,21	1,21	1,21	+0,7	+2,0	+14	-8	+13
удлинениями								
Оптимальная по нагреву в двух	1,275	1,39	—	+27	-43	+42	+20	+83
пропусках								

На основании [Л. 6 и 7] принимаем $\psi=0,14$, а следовательно, $a=5,34$, $k=8,4$, а также $c=4,0$ лс·ч/т. По (8), (11) и (15) определяем $a_{\text{по}}=1,705$; $b=9$; $\gamma=0,1$.

Воспользовавшись графиками рис. 5, находим оптимальную по нагреву программу удлинения $\eta_1^0=1,18$; $\eta_2^0=1,20$; $\eta_3^0=1,25$.

В таблице приводятся результаты сравнения показателей критического режима двигателей при нескольких программах удлинения с показателями режима двигателей при оптимальной по нагреву программе.

Таблица рассчитана по формулам (3, (4), (10), (11) и с помощью графиков рис. 2 и 5.

Выводы. 1. Для главного привода обжимного стана с экстремальным управлением посредством изменения напряжения якоря существует оптимальная по нагреву программа удлинения проката, которая реализует заданное полное удлинение в заданное число пропусков с минимальным количеством тепла, выделенного в обмотке якоря прокатного двигателя.

Оптимальная по нагреву программа рассчитывается по формулам (14) и (15); она характерна тем, что в пределах цикла прокатки удлинения за пропуск непрерывно увеличиваются, максимальные моменты двигателя в отдельных пропусках сравнительно мало различаются между собой (например, 100%, 92%, 93%), а максимальные скорости возрастают (например, 100%, 104%, 116%).

2. Для сокращения времени сходимости улучшенной и рациональной программ в процессе их оптимизации следует учитывать влияние программы удлинения на показатели критического режима прокатных двигателей.

Отклонение программы удлинения в пределах 3÷5 пропусков от оптимальной по нагреву программы сравнительно слабо влияет на максимальную скорость двигателя, суммарное время прокатки и тепло, выделенное в обмотке якоря. Однако это отклонение может вызвать существенное увеличение максимальных значений момента и мощности двигателей и, как следствие этого, привести к понижению производительности стана. Если, например (см. табл.), при заданном полном удлинении и числе пропусков вместо оптимальной программы применить программу, в которой удлинения за пропуск

непрерывно уменьшаются, то максимальные значения момента и мощности увеличатся соответственно на 32 и 41%. Если же вместо оптимальной программы применить программу с одинаковыми удлинениями во всех пропусках, то максимальные значения момента и мощности увеличатся на 14 и 13%. Суммарное время прокатки и тепло, выделенное в обмотке якоря за это время, возрастут незначительно.

Сокращение числа пропусков является эффективным способом повышения производительности стана, однако оно существенно увеличивает нагрузку двигателя. Если, например, (см. табл.) при одинаковом полном удлинении применить оптимальную программу с двумя пропусками вместо оптимальной программы с тремя пропусками, то суммарное время прокатки сократится почти вдвое (43%), однако значительно увеличатся количество тепла (27%), максимум момента (42%), скорости (20%) и мощности (83%) двигателя. Эквивалентный по нагреву момент двигателя за время прокатки при оптимальной программе удлинения в двух пропусках будет существенно больше, чем при оптимальной программе удлинения в трех пропусках (в 1,8 раза).

Процесс оптимизации можно начать с улучшения режима двигателей, внося коррективы в предварительно выбранную программу перемещения верхнего вала.

Литература

1. Кожевников К. И., Экстремальное программное управление механизмом перестановки верхнего вала обжимного прокатного стана, «Электричество», 1965, № 6.
2. Кожевников К. И., Экстремальное управление напряжением якоря прокатных двигателей обжимного стана при скорости захвата, равной скорости выброса, Известия вузов, «Электромеханика», 1967, № 2.
3. Кожевников К. И., Экстремальное управление главным приводом обжимного прокатного стана, «Электричество», 1967, № 11.
4. Тягунов В. А., Режимы прокатки на реверсивных станах, Металлургиздат, 1954.
5. Слежановский О. В., Реверсивный электропривод постоянного тока, Металлургиздат, 1967.
6. Бурьянов В. Ф., Рокотян Е. С., Гуревич А. Е., Расчет мощности двигателей главных приводов прокатных станов, Металлургиздат, 1962.
7. Сборник статей, Расход работы на прокатку и выбор электропривода, перевод Грудева П. И., Металлургиздат, 1958.

[19.2.1968]



Исследование чувствительности силовых тиристоров к скорости нарастания прямого напряжения

Инж. В. В. ПЫРКОВ

Московский физико-технический институт

В ряде установок, где используются силовые кремниевые управляемые вентили-тиристоры, имеют место положительные скачки напряжения на аноде вентиля. К подобным установкам относятся инверторы, преобразователи частоты, модуляторы и различные схемы бесконтактных выключателей [Л. 1]. В некоторых случаях, когда скорость нарастания прямого напряжения на аноде запертого тиристора достигает определенной величины, возникает его самопроизвольное ложное открывание. В виде первого приближения модель подобного явления может быть представлена следующим образом.

Представим полупроводниковую структуру тиристора в виде схемы, приведенной на рис. 1. Анод, катод и управляющий электрод вентиля на рис. 1 помечены соответственно буквами А, К, У. При наличии положительного напряжения на аноде тиристора переходы Π_1 и Π_3 будут смещены в прямом направлении, а переход Π_2 — в обратном. В этом случае все напряжение приложится к переходу Π_2 . Наличие в структуре тиристора p - n перехода, смещенного в обратном направлении, приводит к тому, что между анодом и катодом будет существовать некоторая эквивалентная емкость C_a , в общем случае зависящая от величины приложенного напряжения [Л. 2, 3]. Если положительное напряжение на аноде тиристора нарастает с какой-либо определенной скоростью, наличие емкости C_a приведет к появлению емкостного тока i_c , протекающего от анода к катоду тиристора. Действие тока i_c , протекающего через базовые области p - n - p структуры тиристора (особенно через область p -базы), в известной степени эквивалентно действию управляющего тока i_y . В случае, если величина и длительность импульса тока i_c будет достаточна для начала процесса включения тиристора, то произойдет его открывание и как следствие — ложное срабатывание схемы, где он включен.

Можно предположить, что влияние параметров импульса емкостного тока i_c на процесс включения тиристора качественно будет аналогично влиянию тех же параметров импульса управляющего тока i_y . Естественно, что при этом количественные соотношения будут иными, так как механизмы включения в этих двух случаях несколько отличны [Л. 4]. Исходя из этого предположения была исследована зависимость величины критической длительности $\Delta t_{кр}$ импульса тока управления от его амплитуды I_y . Критической длительностью импульса тока управления будем называть минимальную длительность импульса управляющего тока i_y , при которой тиристор еще открывается. Типичная зависимость $\Delta t_{кр} = f(K)$ в области малых длительностей управляющих импульсов (от 1 до 5 мксек) для тиристорov типа ВКДУ и УПВКЛ приведена на рис. 2. В качестве величины K здесь использована кратность тока управления $K = \frac{I_y}{I'_y}$, где I'_y — значение постоянного тока, открывающего тиристор.

Как видно из рис. 2, зависимость $\Delta t_{кр} = f(K)$ имеет приблизительно гиперболический характер, и поэтому величина $\Delta t_{кр} I_y = Q_{кр} \approx \text{const}$. Отсюда можно заключить, что при малых длительностях управляющего импульса существует некоторая критическая величина количества электричества $Q_{кр}$, при которой обеспечивается начало процесса включения. Полагая в первом приближении, что действия токов i_c и i_y эквивалентны, можно, располагая величинами $Q_{кр}$ и C_a , определить соотношение, связывающие $Q_{кр}$ и C_a с предельным значением прямого напряжения на тиристоре.

Предположим, что напряжение на аноде u_a нарастает по линейному закону (рис. 3) со скоростью $\frac{du_a}{dt} = \frac{u_p}{\tau_\Phi}$.

Полагаем также, что $C_a = \text{const}$ и не зависит от приложенного напряжения. Отсюда для величины амплитуды импульса емкостного тока, протекающего через тиристор, имеем:

$$I_c = C_a \frac{du_a}{dt} = C_a \frac{u_p}{\tau_\Phi} \quad (1)$$

или

$$I_c \tau_\Phi = Q = C_a u_p \quad (2)$$

Из формулы (2) видно, что напряжение u_p , при котором Q достигнет величины $Q_{кр}$, будет напряжением $u_{п}$, при котором тиристор переключается. В результате из (2) окончательно можно получить:

$$u_{п} = \frac{Q_{кр}}{C_a}$$

Таким образом, при заданных величинах $Q_{кр}$ и C_a существует определенная максимальная величина рабочего напряжения $u_{п}$, ниже которой при любой скорости нарастания напряжения u_a тиристор открываться не будет. Подобное рассуждение позволяет заключить, что чувствительность тиристора к скорости нарастания напряжения $\frac{du_a}{dt}$ зависит не только от величины $\frac{du_a}{dt}$, но также и от максимального значения рабочего напряжения на нем. Естественно, что в реальном случае картина явления значительно сложнее. На течение процесса будет влиять изменение величины C_a с напряжением, наличие тока утечки через тиристор i_0 (который сильно зависит от температуры), а также ряд других причин. Чувствительность к $\frac{du_a}{dt}$ будет зависеть и от некоторых дополнительных условий: режима работы управляющего электрода, наличия предварительного на напряжения на аноде тиристора и температуры переходов.

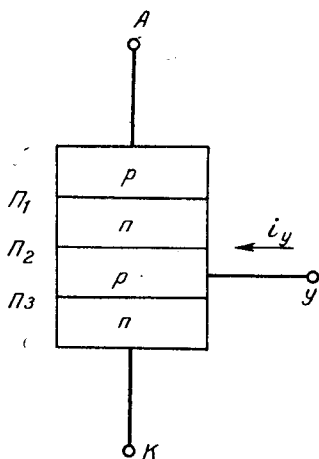


Рис. 1. Схема полупроводниковой структуры тиристора.

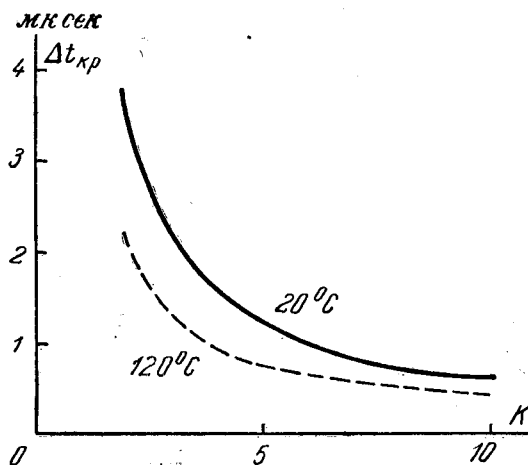


Рис. 2. Зависимость критической длительности импульса управления от кратности тока управления для тиристора типа ВКДУ-150.

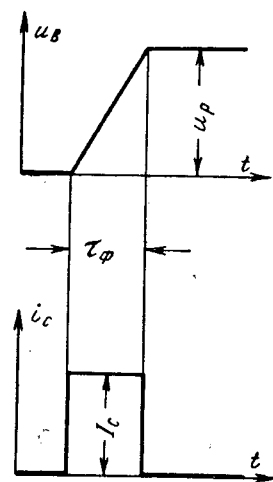


Рис. 3. Кривая напряжения на вентиле и кривая емкостного тока, протекающего через тиристор.

С целью выяснения влияния на чувствительность тиристора к $\frac{du_n}{dt}$ перечисленных выше факторов было проведено экспериментальное исследование работы тиристоров при различных режимах. Так как величина емкостного тока определяется значением $C_{э}$, был определен порядок этой величины для испытуемых тиристоров и исследована зависимость эквивалентной емкости $C_{э}$ от напряжения на аноде.

Типичная зависимость этой емкости от величины приложенного напряжения приведена на рис. 4, где по оси ординат отложена относительная величина $C_{э}^* = \frac{C_{э}}{C_{э0}}$ ($C_{э0}$ — величина емкости $C_{э}$ при $u_n = 0$).

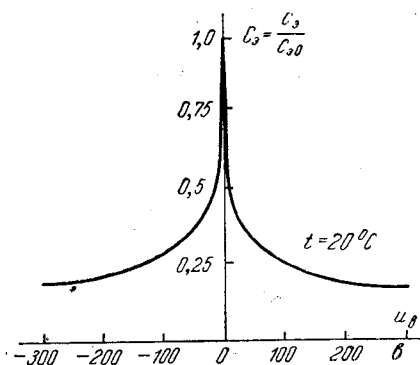
Измерения величины $C_{э}$ проводились на частоте 1 000 гц. Как видно из кривой на рис. 4, при подаче на тиристор напряжения величина емкости $C_{э}$ резко падает и при значениях $u_n > 100 \div 150$ в почти не зависит от приложенного напряжения. Величина емкости $C_{э0}$ для тиристоров типов ВКДУВ-200, ВКДУ-150, УПВКЛ-100 лежит в пределах 2 000—3 000 пф. Тиристоры УПВКЛ-50 обладают несколько меньшей величиной $C_{э0}$ (около 1 500 пф).

Величина емкости тиристора при подаче на него напряжения порядка 200—250 в обычно составляет около 20% от $C_{э0}$. Для выяснения влияния динамических процессов в тиристоре на величину $C_{э}$ определялась эквивалентная емкость тиристора при значительных скоростях изменения напряжения на аноде (динамической емкости $C_{эд}$). Динамическая емкость находилась по результатам измерения среднего значения тока i_c при подаче на тиристор линейно растущего с определенной скоростью напряжения. С этой целью была использована испытательная схема, с помощью которой на тиристоре формировался положительный перепад напряжения с желаемой скоростью нарастания [Л. 5]. Принципиальная схема прибора приведена на рис. 5. Для получения линейно растущего напряжения в схеме прибора использовался импульсный заряд конденсатора C_1 от генератора тока, функцию которого выполняют два мощных генераторных пентода (на

рис. 5 условно показан один из них). С целью ограничения максимального значения приложенного к тиристору напряжения параллельно к конденсатору C_1 подключена цепочка стабилитронов, с помощью которых можно ограничивать максимальную величину u_p . Для плавного изменения величины u_p служит источник регулируемого напряжения E , фиксирующий диод D_f и емкость C_2 . Испытуемый тиристор T включается параллельно конденсатору C_1 через небольшое защитное сопротивление. При подаче на управляющие сетки запертых пентодов прямоугольного положительного импульса на аноде испытуемого тиристора формируется линейно растущее положительное напряжение, скорость нарастания которого может регулироваться величиной подаваемого на управляющие сетки импульса и значением емкости C_1 .

Прибор позволяет испытывать тиристоры при скоростях нарастания прямого напряжения до 500—800 в/мксек и амплитудах прямого напряжения u_p до 600 в. Были измерены величины емкостного тока i_c и по ним определялись средние значения емкости $C_{эд}$. Измерения показали, что среднее значение величины $C_{эд}$ составляет приблизительно 12—14% от $C_{э0}$. Таким образом, измерение статической емкости $C_{э0}$ может дать исходные данные для определения ее среднего динамического значения и соответственно ожидаемой величины емкостного тока i_c .

Рис. 4. Зависимость эквивалентной емкости тиристора ВКДУ-150 от величины и знака напряжения смещения на аноде.



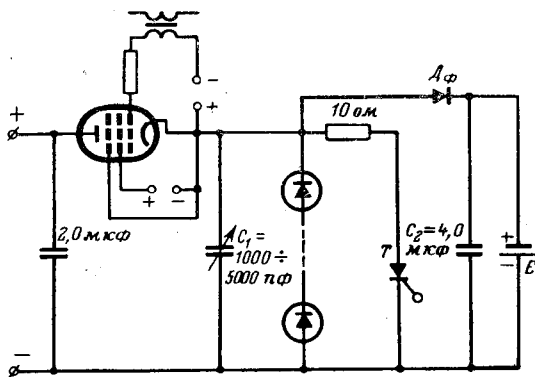


Рис. 5. Принципиальная схема экспериментальной установки.

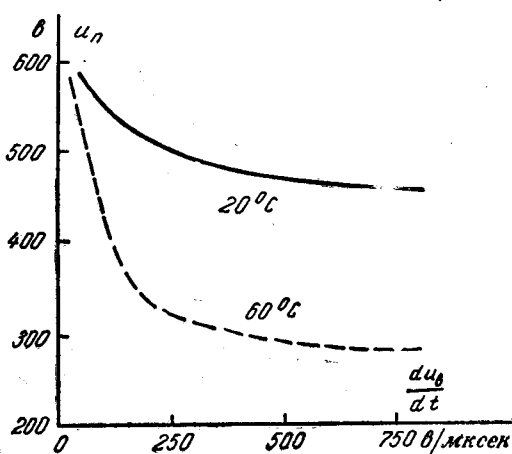


Рис. 6. Зависимость напряжения переключения от скорости нарастания прямого напряжения на тиристоре типа УПВКЛ-50.

С помощью описанного прибора были проведены испытания тиристоров на их чувствительность к скорости нарастания прямого напряжения на аноде. Были сняты зависимости напряжения переключения u_n от скорости нарастания прямого напряжения при различной температуре $p-n$ переходов.

В процессе экспериментов были испытаны 12 тиристоров ВКДУВ-200, 16 тиристоров ВКДУ-150, 9 тиристоров УПВКЛ-100 и 6 тиристоров УПВКЛ-50. Типичные зависимости $u_n = f\left(\frac{du_v}{dt}\right)$

изображены на рис. 6. Эти кривые были сняты при испытании тиристора в режиме с разомкнутым управляющим электродом. Как видно из рис. 6, величина u_n с ростом температуры заметно падает. В связи с тем, что величина емкости C_2 для большинства тиристоров изменяется в сравнительно узких пределах, можно предположить, что тиристоры с малым значением управляющего тока I_y при прочих равных условиях будут более чувствительны к величине $\frac{du_v}{dt}$. В процессе опытов это предположение в основном подтвердилось.

Шунтирование промежутка управляющий электрод — катод активным безындуктивным сопротивлением $R_{ш}$ понижает чувствительность тиристора к

$\frac{du_v}{dt}$. В этом случае часть тока, проходящего через область p -базы, ответвляется через сопротивление $R_{ш}$ и условие начала процесса включения тиристора выполняется уже при большем значении тока i_c . На рис. 7 приведена типичная зависимость $u_n = f(R_{ш})$ при $\frac{du_v}{dt} = \text{const}$ для тиристора типа УПВКЛ-50.

Сравнительно слабое влияние величины $R_{ш}$ на чувствительность к $\frac{du_v}{dt}$ объясняется тем, что через $R_{ш}$ ответвляется только относительно небольшая часть всего тока i_c , протекающего через область p -базы.

Чувствительность тиристора к $\frac{du_v}{dt}$ можно понизить с помощью подачи на управляющий электрод предварительного отрицательного смещения. С целью выяснения количественных соотношений были сняты зависимости $u_n = f\left(\frac{du_v}{dt}\right)$ при различных отрицательных значениях тока i_y , протекающего через промежуток управляющий электрод — катод. На рис. 8 представлены зависимости $u_n = f\left(\frac{du_v}{dt}\right)$ при различных значениях i_y для тиристора с малым значением тока управления.

Порядок величины отрицательного смещения на управляющем электроде для различных тиристоров лежит в пределах нескольких вольт. Естественно, что в этом случае значение мощности, рассеиваемой в цепи управляющего электрода, не должно выходить за допустимые пределы.

В ряде схем перед положительным скачком напряжения на аноде тиристора уже есть некоторое напря-

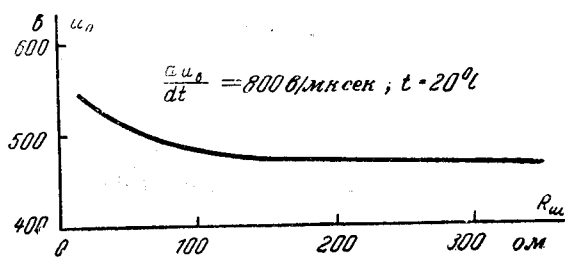
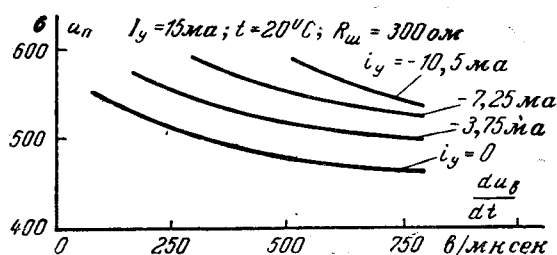
Рис. 7. Зависимость напряжения переключения от величины шунтирующего сопротивления в цепи управления тиристора типа УПВКЛ-50 (при $\frac{du_v}{dt} = \text{const}$).

Рис. 8. Зависимость напряжения переключения от скорости нарастания прямого напряжения на тиристоре типа УПВКЛ-50 при различных обратных токах управляющего электрода.

жение. Это относится, например, к работе тиристора в инверторе [Л. 1]. С целью исследования влияния предварительного напряжения на аноде вентиля были сняты зависимости $u_{\pi} = f\left(\frac{du_a}{dt}\right)$ при различных напряжениях смещения на тиристоре. В результате экспериментов было определено, что наличие как положительного, так и отрицательного предварительного смещения (порядка 100—150 в) снижает чувствительность вентиля к $\frac{du_a}{dt}$. Повышение величины u_{π} (при $\frac{du_a}{dt} = \text{const}$) составляло около 10—15 % по сравнению со случаем отсутствия напряжения смещения на аноде тиристора.

Выводы. 1. Чувствительность тиристора к скорости нарастания напряжения на аноде связана со значением максимального прямого напряжения, при котором он работает.

2. С ростом температуры p - n переходов тиристора его чувствительность к скорости нарастания напряжения значительно возрастает.

3. Чувствительность тиристора к скорости нарастания напряжения можно понизить путем подачи

отрицательного смещения на управляющий электрод в интервале нарастания положительного напряжения и в некоторой степени при шунтировании промежутка управляющий электрод — катод безындуктивным активным сопротивлением.

4. Напряжение смещения на аноде тиристора понижает его чувствительность к скорости нарастания напряжения.

Литература

1. Ковалев Ф. И., Мосткова Г. П., Свиридов А. Ф., Шукалов В. Ф., Судовые статические полупроводниковые преобразователи, изд-во «Судостроение», 1965.
2. Федотов Я. А., Основы физики полупроводниковых приборов, изд-во «Советское радио», 1964.
3. Лебедев А. А., Тучкевич В. М., Исследование зависимости смости p - n перехода от температуры и частоты, Сб. трудов АН Узб. ССР, «Электронно-дырочные переходы в полупроводниках», 1962.
4. Лебедев А. А., Уваров А. И., Челноков В. Е., Переходная характеристика p - n - p структуры, «Радиотехника и электроника», т. XI, 1966, № 8.
5. Пытков В. В., Прибор для определения критической величины скорости нарастания прямого напряжения на тиристоре, Передовой научно-технический и производственный опыт, № 4-67-448/18, 1967, изд-во Гос. ин-та научно-технической информации.

[20.9.1967]



УДК 621.314.632.4

Диффузионно-сплавные силовые вентили типа ВКЗ-200

С. Б. ЮДИЦКИЙ, С. Е. НЕМЧИН, Ф. Г. АМЕЛИН, А. М. ШЛЫКОВ
В. М. КУРЦИН и И. В. ЗАЙЦЕВ

Всесоюзный электротехнический институт им. В. И. Ленина

Первой технологией, которая была применена в Советском Союзе для создания силовых полупроводниковых кремниевых вентилях, была сплавная технология. На ее основе в ВЭИ им. В. И. Ленина в 1959 г. была разработана серия кремниевых вентилях ВК на 10, 50, 100, 200 и 350 а [Л. 1]. В последнее время нашла широкое распространение диффузионная технология, на основе которой созданы электронно-дырочные переходы в вентилях серии ВК2.

В целях использования положительных сторон как сплавной, так и диффузионной технологий была разработана диффузионно-сплавная технология, которая сочетает в себе преимущества той и другой технологий: получение ровного электронно-дырочного перехода и надежных механических и электрических контактов. Диффузионно-сплавной технологией предусматривается создание четырехслойной структуры n^+n-p-p^+ (рис. 1), при которой сочетается возможность получения больших обратных напряжений при относительно малых падениях напряжения в прямом направлении. На основе диффузионно-сплавной технологии ранее был создан высокочастотный вентиль ВКЧ-50 на частоту до 25 000 гц, ток 50 а и напряжение до 1 000 в [Л. 2].

В ВЭИ им. В. И. Ленина разработан силовой диффузионно-сплавной вентиль на ток 200 а и напряжение 400—1 000 в с малым временем восстановления запирающих свойств. Исходным материалом для изготовления вентильного элемента служит выпускаемый промышленностью монокристаллический кремний (получаемый по вакуумной технологии) электронного типа проводимости, имеющий удельное сопротивление 60—80 ом·см, диффузионную длину 0,1—0,2 мм и плотность дислокаций не более $5 \cdot 10^4 \text{ см}^{-2}$.

Пластины кремния толщиной 0,45 мм подвергаются диффузии галлия. Диффузия проводится при температуре $1300 \pm 5^\circ \text{C}$ в течение 15 ч. Затем с одной стороны диффузионный слой сошлифовывается и производится вырезка дисков диаметром 25 мм. В результате получается диффузионный электронно-дырочный переход.

Для снижения напряженности электрического поля на поверхности по периметру диска делается скос (снимается фаска). Как известно, в зависимости от угла и направления снятия фаски ширина области объемного заряда на поверхности d_s может быть либо больше, либо меньше, чем ширина области объемного заряда в объеме d_b (рис. 2). Если фаска имеет положительный угол α , то напряжен-

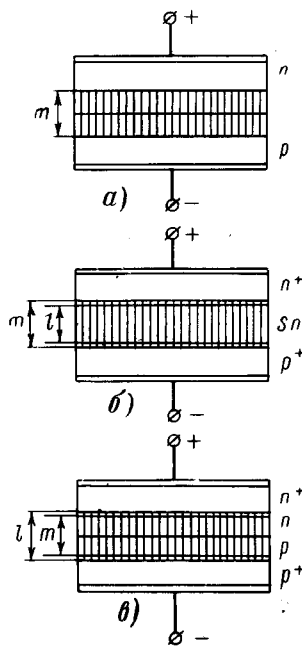


Рис. 1. Структуры вентильных переходов.

а — р-п-структура; б — р⁺-Sn-p⁺-структура; в — р⁺-р-п-п⁺-структура; l — ширина слоя кремния с высоким удельным сопротивлением; m — ширина слоя объемного заряда.

При отрицательном угле фаски напряженность поля на поверхности может быть больше, чем в объеме. Переход с положительным углом фаски имеет площадь, уменьшающуюся от более легированной стороны перехода к менее легированной. У перехода с отрицательным углом фаски площадь уменьшается в направлении от менее легированной стороны к более легированной.

Из рис. 3 видно, что при положительных углах функция $E_{s \max}(\alpha)$ монотонна и уменьшается с уменьшением α . При отрицательных углах функция $E_{s \max}(\alpha)$ проходит через максимум. Отсюда следует, что на структурах, имеющих один р-п переход, необходимо снимать фаску с положительным, по возможности минимальным, углом. Вентиль ВКЗ-200 имеет такую фаску. С целью дополнительной защиты от поверхностного пробоя фаска оксидируется и покрывается кремнийорганическим лаком. Повышение напряжения пробоя по поверхности тем более важно, что оно имеет отрицательный температурный коэффициент, в отличие от напряжения лавинного пробоя, температурный коэффициент которого положителен. Для уменьшения падения напряжения вентиль ВКЗ-200 имеет сильно легированные n^+ и p^+ слои кремния. Получение структур с малыми падениями напряжений может быть достигнуто либо путем увеличения времени жизни неосновных носителей заряда базы (для лучшей модуляции проводимости), либо посредством создания в приконтактных областях слоев с повышенной концентрацией донорных и акцепторных примесей при сохранении малого времени жизни неосновных носителей базы.

Первый способ приводит к большому времени восстановления запирающих свойств, а при приме-

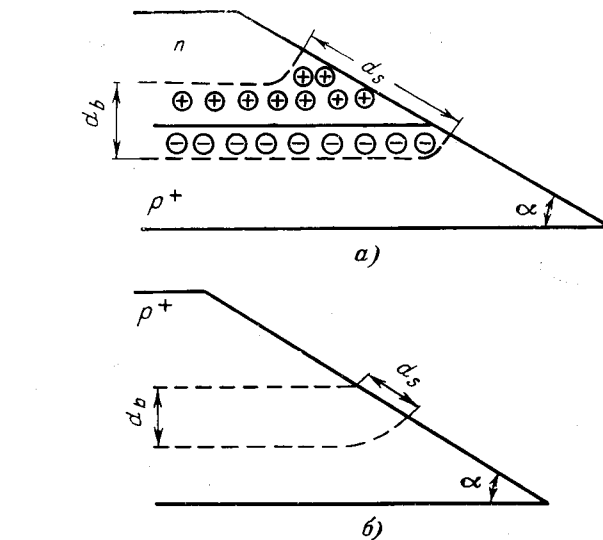


Рис. 2. Переходы с положительным (а) и отрицательным (б) углами фаски.

ность поля на поверхности будет меньше, чем в объеме. Следовательно, более вероятным будет пробой в объеме, чем на поверхности. При отрица-

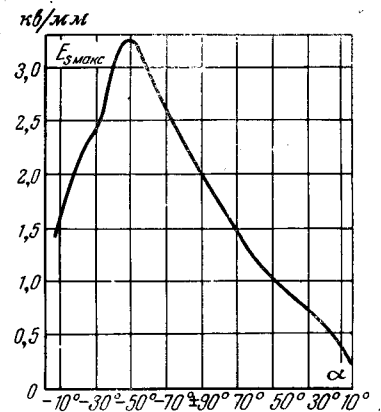
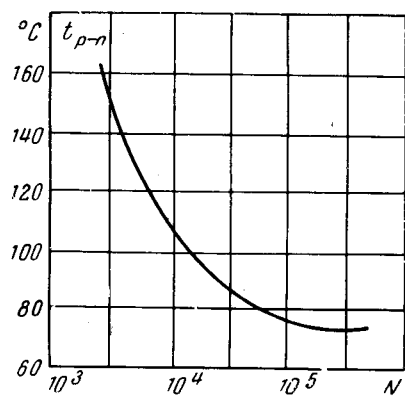


Рис. 3. Зависимость пробивного значения напряженности поля на поверхности р-п перехода от угла фаски (для положительных и отрицательных значений).

нении второго способа, когда сохраняется малое время жизни неосновных носителей заряда, вентили имеют малое время восстановления запирающих свойств. В связи с этим второй способ позволяет расширить диапазон рабочих частот вентилях, что является положительным качеством диффузионно-сплавной технологии.

Для обеспечения надежности работы кремниевых вентилях, работающих при циклических нагрузках, большое значение имеет состав сплава, применяемого для припайки электронно-дырочного перехода к термокомпенсирующим пластинам и для припайки перехода к корпусу и выводу. Если электронно-дырочный переход спаян низкотемпературным припоем, то число циклов нагрузки, которое вентиль может выдержать, зависит от температуры вентиля (рис. 4). В результате усталостного разрушения припоя возрастает его тепловое сопротивление, что приводит к перегреву перехода (при предельно допустимой нагрузке) до температуры, превосходящей допустимое значение, и, следовательно, к уменьшению срока службы или к повреждению вентиля.

Рис. 4. Зависимость числа циклов N включения тока, выдерживаемых вентилей при использовании низкотемпературного припоя, от температуры р-п перехода.

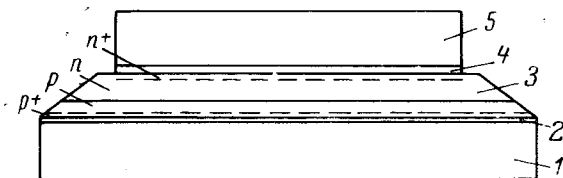


Рис. 5. Диффузионно-сплавная $n^+-n-p-p^+$ -структура с припаянными термокомпенсаторами.

1 — анодный вольфрамовый диск; 2 — пластика сплава алюминия с кремнием; 3 — $n^+-n-p-p^+$ -структура; 4 — диск сплава серебра свинца и сурьмы; 5 — катодный вольфрамовый диск.

Наиболее эффективной мерой с усталостным разрушением является исключение из конструкции вентилей низкотемпературных припоев и замена их высокотемпературными. При этом температура нагрева припоя при работе вентилей с предельной нагрузкой будет достаточно далека от точки размягчения припоя и возникающие в нем температурные напряжения не будут превосходить предела усталости. Исходя из этого, при изготовлении диффузионно-сплавных вентилей применяются высокотемпературные сплавы, содержащие в основном алюминий и серебро (рис. 5).

Толщина пластинки сплава алюминия с кремнием, которым $n^+-n-p-p^+$ -структура припаяется к анодному диску, применяется такой, чтобы глубина проплавки была значительно меньше толщины области данного типа проводимости, образованного диффузией. Обычно используется пластинка сплава толщиной 0,06—0,07 мм. При глубине диффузии 80 мк толщина рекристаллизованного слоя получается не более 30 мк. Сплавление компонентов производится в вакуумной среде. При этом получается диффузионно-сплавная $n^+-n-p-p^+$ -структура с высоколегированными приконтактными областями p^+ и n^+ и омические контакты с твердыми припоями.

Конструктивно вентили выполняются как в стеклянно-металлическом корпусе (как вентили серии ВК), так и в керамическом корпусе (рис. 6).

Для определения граничной частоты работы вентилей находилось время восстановления его обратного сопротивления. Такая методика была принята в связи с тем, что прямые потери в вентиле преобладают над обратными. Вентиль считался пригодным для работы на установленной частоте, если время восстановления его запирающих свойств не превышало 1/12 части периода.

Время восстановления обратного сопротивления вентилей определялось по схеме, показанной на рис. 7. Через испытуемый вентиль ИВ пропускаются импульсы тока $i_{пр}$ длительностью 50 мксек с амплитудой 300 а. Скорость снижения тока составляет 10^7 а/сек. Предварительно вентиль нагревается до температуры $140 \pm 2^\circ \text{C}$. Переключатель К работает с частотой 1 гц, снимая прямое напряжение с вентилей и подавая на него напряжение в обратном направлении, равное напряжению класса вентилей. Время восстановления $t_{восст}$ определялось как промежуток времени между нулем спадающего прямого тока и нулем напряжения u_b на вентиле (рис. 8).

Для сравнения были определены времена восстановления и максимальные значения обратного

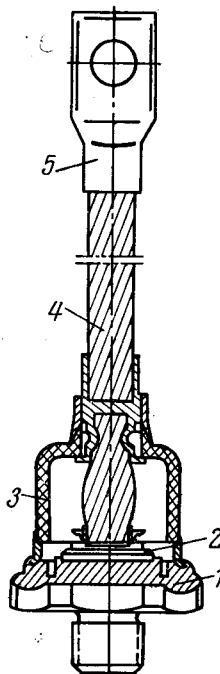


Рис. 6. Вентиль ВК3-200 в керамическом корпусе.

1 — основание; 2 — электронно-дырочный переход; 3 — крышка; 4 — вывод; 5 — трубка (наконечник).

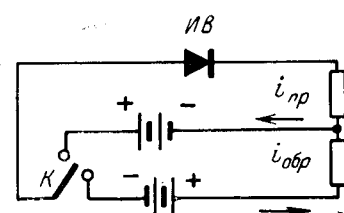


Рис. 7. Схема для определения времени восстановления обратного сопротивления вентилей.

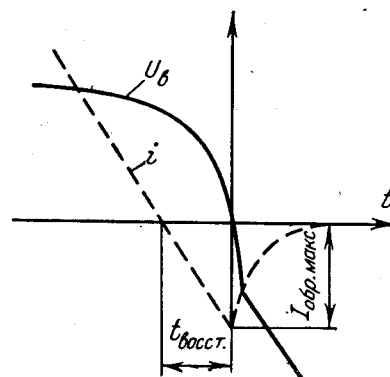


Рис. 8. Кривые напряжения и тока при определении времени восстановления обратного сопротивления вентилей.

тока $I_{обр \max}$ вентилей типов ВК2-200, ВК-200 и ВК3-200. Типичные результаты испытаний указаны в таблице.

Тип вентилей	$t_{восст}$ мксек	$I_{обр \max}$ а
ВК2-200	98	3,0
ВК-200	95	2,55
ВК3-200	16,5	0,45

Таким образом, время восстановления обратного сопротивления и максимальное значение обратного тока у вентилей ВК3-200 существенно меньше, чем у вентилей ВК-200 и ВК2-200.

Полученные экспериментальные данные позволяют определить максимальную частоту переменного тока, при которой может работать вентиль типа ВК3-200. Считая допустимым время восстановления обратного сопротивления до 1/12 части периода, получим граничную частоту работы вентилей:

$$f_{\max} = \frac{10^6}{12 \cdot 16,5} \approx 5000 \text{ гц.}$$

Литература

- Юдицкий С. Б., Кремниевые силовые полупроводниковые вентили серии ВК, «Электротехническая промышленность», 1961, № 5.
- Юдицкий С. Б., Высокочастотные силовые кремниевые вентили ВК4-50, сб. «Силовые полупроводниковые приборы и установки», М., 1966.

[19.6.1967]

О расчете плоскопараллельных электростатических полей методом возмущения границ

Л. А. ЦЕЙТЛИН

Ленинград

Наряду со строгими методами решения электростатических задач (см., например [Л. 1 и 2]) во многих случаях могут быть использованы приближенные методы, среди которых видное место занимают «методы возмущения границ». Несмотря на значительное разнообразие методов, входящих в эту группу¹, в их основе лежит простая общая идея. Рассматривается тело, граница которого близка к некоторой по возможности простой «опорной» («невозмущенной») поверхности, для которой решение рассматриваемой задачи известно или может быть сравнительно легко найдено. Это решение и принимается за нулевое приближение для рассматриваемой задачи; полное ее решение получается (или с самого начала определяется) в виде суммы нулевого приближения и ряда «поправок», обусловленных «возмущением» границы, т. е. ее отклонением от опорной.

Первая, вторая и т. д. поправки обычно располагаются в виде ряда по степеням некоторого малого параметра λ , нулевому значению которого соответствует задача с невозмущенной границей. Очевидно, что точность метода тем выше, чем меньше «возмущение», т. е. чем ближе граница тела к опорной. При значительном отличии границ ряд поправок будет сходиться медленно или вовсе не сойдется. В подобных случаях необходимо изменить форму опорной поверхности или перейти к другим методам расчета.

Сказанное можно отнести и к интересному варианту метода возмущения границ, недавно предложенному в [Л. 5]. Автор работы, выбрав в качестве опорной поверхности сферу, с самого начала ограничил область возможного применения метода телами, у которых все три основных размера примерно одинаковы. Между тем не составляет труда, сохранив общую идею метода, перейти к опорным поверхностям иного вида и тем самым распространить его (конечно, с соответствующими изменениями) на тела существенно иной формы. Ниже дано решение этой задачи для случая плоскопараллельного поля; в качестве опорных фигур взяты круг и эллипс².

Сечения, близкие к кругу. Рассмотрим плоскопараллельное электростатическое поле проводника, сечение которого плоскостью xy , перпендикулярной продольной оси, показано на рис. 1. Пусть контур сечения (Γ) описывается в полярных координатах r, φ уравнением

$$\frac{r_0}{R} = 1 + \lambda F_1(\varphi) + \lambda^2 F_2(\varphi) + \dots, \quad (1)$$

где r_0 — значение r на контуре Γ ;

R — радиус опорного круга;

$\lambda < 1$ — малый параметр;

¹ К ним относятся, в частности, методы приближенных конформных отображений областей, изложенные в [Л. 3, 4].

² Другие возможные разветвления метода относятся к области пространственных задач для вытянутых или сплюснутых тел. Этому вопросу мы здесь касаться не будем.

$F_k(\varphi)$ — заданные периодические функции угла φ , удовлетворяющие условию $|\lambda^k F_k(\varphi)| < 1$.

В зависимости от требуемой степени точности результата поле проводника может быть найдено в нулевом, первом, втором и т. д. приближении. Мы приведем решение, ограничившись вторым приближением; следующие приближения могут быть получены аналогичным образом.

Будем искать потенциал поля рассматриваемого проводника в виде

$$u_2(r, \varphi) = A[u_0(r) + \lambda v_1(r, \varphi) + \lambda^2 v_2(r, \varphi)], \quad (2)$$

где A — постоянная;

$Au_0(r)$ — нулевое приближение;

$\lambda Av_1(r, \varphi)$ и $\lambda^2 Av_2(r, \varphi)$ — соответственно первая и вторая поправки.

Функции $v_1(r, \varphi)$ и $v_2(r, \varphi)$ подлежат определению из граничных условий. В качестве нулевого приближения возьмем выражение

$$Au_0(r) = A \ln \frac{r}{R}. \quad (3)$$

Величины u_0, v_1, v_2 , входящие в (2), представим в окрестности точки $r=R$ в виде рядов Тэйлора по переменной r и положим затем $r=r_0$. Так как

$$r_0 - R = \lambda R F_1(\varphi) + \lambda^2 R F_2(\varphi),$$

то, отбрасывая все члены, которые войдут в выражение (2) со степенями λ выше второй, получим:

$$u_0(r_0) = u_0(R) + \lambda R F_1 u'_0(R) + \lambda^2 R \left[F_2 u'_0(R) + \frac{R^2 F_1^2}{2} u''_0(R) \right];$$

$$v_1(r_0, \varphi) = v_1(R, \varphi) + R \lambda (F_1 + \lambda F_2) v'_1(R, \varphi);$$

$$v_2(r_0, \varphi) = v_2(R, \varphi)$$

и соответственно

$$\begin{aligned} \frac{u_2(r_0, \varphi)}{A} = & u_0(R) + \lambda [R F_1 u'_0(R) + v_1(R, \varphi)] + \\ & + \lambda^2 [R F_2 u'_0(R) + \frac{R^2 F_1^2}{2} u''_0(R) + \\ & + R F_1 v'_1(R, \varphi) + v_2(R, \varphi)], \end{aligned} \quad (4)$$

где штрихами отмечены производные по r .

На поверхности проводника ($r=r_0$) потенциал $u_2(r, \varphi)$ должен принимать постоянное значение. Для этого достаточно, чтобы выражения в каждой из квадратных скобок в (4) были равны нулю. При этом получим:

$$u_2(r_0, \varphi) = Au_0(R) = 0; \quad (5)$$

$$v_1(R, \varphi) = -R F_1 u'_0(R); \quad (6)$$

$$U_2(R, \varphi) = -F_2 + \frac{F_1^2}{2} - R F_1 v'_1(R, \varphi). \quad (7)$$

Поскольку функции $u_2(r, \varphi)$ и $u_0(r)$, входящие в (2), удовлетворяют уравнению Лапласа, можно потребовать, чтобы и функции $v_1(r, \varphi)$, $v_2(r, \varphi)$ так-

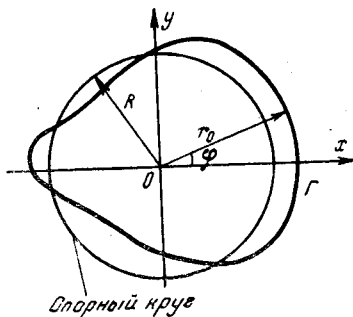


Рис. 1.

же удовлетворяли этому уравнению. Поэтому для области вне проводника можно искать их в виде

$$v_1(r, \varphi) = A_0 + \sum_{n=1}^{\infty} r^{-n} (A_n \cos n\varphi + B_n \sin n\varphi); \quad (8)$$

$$v_2(r, \varphi) = C_0 + \sum_{m=1}^{\infty} r^{-m} (C_m \cos m\varphi + D_m \sin m\varphi). \quad (9)$$

Полагая в формуле (8) $r=R$ и принимая во внимание (6), найдем выражения для коэффициентов A_0 , A_n , B_n

$$A_0 = -\frac{1}{2\pi} \int_{-\pi}^{+\pi} F_1(\varphi) d\varphi; \quad (10)$$

$$A_n = -\frac{R^n}{\pi} \int_{-\pi}^{+\pi} F_1(\varphi) \cos n\varphi d\varphi; \quad (11)$$

$$B_n = -\frac{R}{\pi} \int_{-\pi}^{+\pi} F_1(\varphi) \sin n\varphi d\varphi. \quad (12)$$

Аналогичным путем, полагая в выражении (9) $r=R$, учитывая (7) и принимая во внимание, что

$$v'_1(R, \varphi) = -\sum_{n=1}^{\infty} R^{-(n+1)} (A_n \cos n\varphi + B_n \sin n\varphi),$$

получим:

$$C_0 = -\frac{1}{2\pi} \int_{-\pi}^{+\pi} \Phi(\varphi) d\varphi + \frac{1}{2\pi} \sum_{n=1}^{\infty} \frac{n}{R^n} \int_{-\pi}^{+\pi} F_1(\varphi) (A_n \cos n\varphi + B_n \sin n\varphi) d\varphi = -\frac{1}{2\pi} \int_{-\pi}^{+\pi} \Phi(\varphi)^2 d\varphi - \frac{1}{2} \sum_{n=1}^{\infty} \frac{n}{R^{2n}} (A_n^2 + B_n^2); \quad (13)$$

$$C_m = -\frac{R^m}{\pi} \left\{ \int_{-\pi}^{+\pi} \Phi(\varphi) \cos m\varphi d\varphi - \sum_{n=1}^{\infty} \frac{n}{R^n} \int_{-\pi}^{+\pi} F_1(\varphi) (A_n \cos n\varphi + B_n \sin n\varphi) \cos m\varphi d\varphi \right\}; \quad (14)$$

$$D_m = -\frac{R^m}{\pi} \left\{ \int_{-\pi}^{+\pi} \Phi(\varphi) \sin m\varphi d\varphi - \sum_{n=1}^{\infty} \frac{n}{R^n} \int_{-\pi}^{+\pi} F_1(\varphi) (A_n \cos n\varphi + B_n \sin n\varphi) \sin m\varphi d\varphi \right\}. \quad (15)$$

Здесь

$$\Phi(\varphi) = F_2(\varphi) - \frac{1}{2} F_1^2(\varphi). \quad (16)$$

Постоянная A , как нетрудно убедиться, например, из условий на бесконечности, равна $-\frac{\tau}{2\pi\epsilon}$, где τ — ли-

нейная плотность заряда проводника, ϵ — диэлектрическая проницаемость окружающей его среды.

При заданной границе сечения проводника параметр λ и функции $F_1(\varphi)$, $F_2(\varphi)$ известны, и приведенные формулы позволяют определить коэффициенты A_0 , A_n , B_n , C_0 , C_m , D_m , а тем самым функции $v_1(r, \varphi)$, $v_2(r, \varphi)$ и потенциал $u_2(r, \varphi)$ искомого поля.

Сечения, близкие к эллипсу. Если сечение рассматриваемого проводника представляет собой фигуру, вытянутую в каком-нибудь одном направлении (например, вдоль оси x , как показано на рис. 2), то при решении задачи в качестве опорной фигуры целесообразно взять не круг, а эллипс, выбрав его размеры и расположение в соответствии с формой и размерами сечения проводника.

Общий ход решения в этом случае близок к предыдущему. Пользуясь эллиптическими координатами α , β , представим уравнение контура Γ поперечного сечения проводника в виде

$$\frac{\operatorname{ch} \alpha_0}{\operatorname{ch} \gamma} = 1 + \lambda F_1(\beta) + \lambda^2 F_2(\beta), \quad (17)$$

где $\alpha_0 = f(\beta)$ и γ — значения координаты α на контуре Γ и на контуре опорного эллипса;

λ — малый параметр;
 $F_1(\beta)$, $F_2(\beta)$ — периодические функции β , удовлетворяющие условию

$$|\lambda^k F_k(\beta)| < 1.$$

В рассматриваемом приближении уравнение (17), как нетрудно убедиться, равносильно следующему:

$$\alpha_0 = \gamma + \lambda \frac{a}{b} F_1(\beta) + \lambda^2 \frac{a}{b} \left[F_2(\beta) - \frac{1}{2} \frac{a^2}{b^2} F_1^2(\beta) \right],$$

где a и b — полуоси опорного эллипса.

Решение задачи будем искать в виде

$$\frac{u_0(\alpha, \beta)}{A} = u_0(\alpha) + \lambda v_1(\alpha, \beta) + \lambda^2 v_2(\alpha, \beta), \quad (18)$$

где A — постоянная, причем для функции $u_0(\alpha)$, соответствующей нулевому приближению, примем

$$u_0(\alpha) = \alpha - \gamma.$$

Разлагая, как и в предыдущем случае, функции $v_1(\alpha_0, \beta)$, $v_2(\alpha_0, \beta)$ в ряды Тейлора (по переменной α), получим, что требование постоянства потенциа-

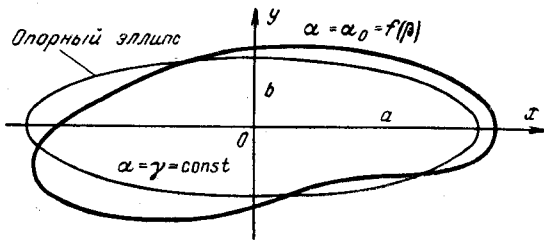


Рис. 2.

ла $u_2(\alpha, \beta)$ на поверхности проводника (на контуре Γ) будет удовлетворено при соблюдении условий

$$v_1(\gamma, \beta) = -\frac{a}{b} F_1(\beta); \quad (19)$$

$$v_2(\gamma, \beta) = -\frac{a}{b} \left[F_2(\beta) - \frac{1}{2} \frac{a^2}{b^2} F_1^2(\beta) + F_1(\beta) + v'_1(\gamma, \beta) \right], \quad (20)$$

где

$$v'_1(\gamma, \beta) = \frac{\partial}{\partial \alpha} v_1(\alpha, \beta) |_{\alpha=\gamma}.$$

Поправочные функции $v_1(\alpha, \beta)$, $v_2(\alpha, \beta)$ можно искать в виде

$$v_1(\alpha, \beta) = A_0 + \sum_{n=1}^{\infty} e^{-n\alpha} (A_n \cos n\beta + B_n \sin n\beta); \quad (21)$$

$$v_2(\alpha, \beta) = C_0 + \sum_{n=1}^{\infty} e^{-m\alpha} (C_m \cos m\beta + D_m \sin m\beta). \quad (22)$$

Коэффициенты в этих выражениях определяются формулами

$$A_0 = -\frac{1}{2\pi} \frac{a}{b} \int_{-\pi}^{+\pi} F_1(\beta) d\beta; \quad (23)$$

$$A_n = -\frac{e^{n\gamma}}{\pi} \frac{a}{b} \int_{-\pi}^{+\pi} F(\beta) \cos n\beta d\beta; \quad (24)$$

$$B_n = -\frac{e^{n\gamma}}{\pi} \frac{a}{b} \int_{-\pi}^{+\pi} F_1(\beta) \sin n\beta d\beta; \quad (25)$$

$$C_0 = -\frac{1}{2\pi} \frac{a}{b} \int_{-\pi}^{+\pi} \Phi(\beta) d\beta - \frac{1}{2} \sum_{n=1}^{\infty} n e^{-2n\gamma} (A_n^2 + B_n^2); \quad (26)$$

$$C_m = -\frac{e^{m\gamma}}{\pi} \frac{a}{b} \left\{ \int_{-\pi}^{+\pi} \Phi(\beta) \cos m\beta d\beta - \sum_{n=1}^{\infty} n e^{-n\gamma} \int_{-\pi}^{+\pi} F_1(\beta) (A_n \cos n\beta + B_n \sin n\beta) \cos m\beta d\beta \right\}; \quad (27)$$

$$D_m = -\frac{e^{m\gamma}}{\pi} \frac{a}{b} \left\{ \int_{-\pi}^{+\pi} \Phi(\beta) \sin m\beta d\beta - \sum_{n=1}^{\infty} n e^{-n\gamma} \int_{-\pi}^{+\pi} F(\beta) (A_n \cos n\beta + B_n \sin n\beta) \sin m\beta d\beta \right\}, \quad (28)$$

где

$$\Phi(\beta) = F_2(\beta) - \frac{1}{2} \frac{a^2}{b^2} F_1^2(\beta). \quad (29)$$

Постоянная A в формуле (18), как и раньше, равна $-\frac{\tau}{2\pi\epsilon}$, где τ — линейная плотность заряда проводника, ϵ — диэлектрическая проницаемость окружающей его среды.

Приведенные формулы дают решение задачи для рассматриваемого случая.

Продemonстрируем изложенный метод на двух простых примерах.

Пример 1. Найти поле проводника, границей сечения которого является улитка Паскаля: $r = a + b \cos \varphi$ (рис. 3).

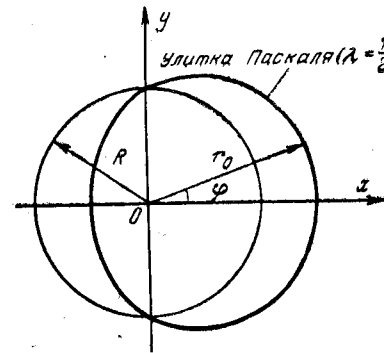


Рис. 3.

Примем радиус R опорного круга равным a . Тогда

$$\frac{r}{R} = 1 + \lambda F_1(\varphi),$$

где

$$\lambda = \frac{b}{R}; \quad F_1(\varphi) = \cos \varphi.$$

Применяя формулы (10)–(15), найдем:

$$A_0 = 0, \quad A_1 = -R, \quad A_n = 0 \quad (n > 1), \quad B_n = 0, \quad C_0 = -\frac{1}{4},$$

$$C_2 = -\frac{R^2}{4}, \quad C_m = 0 \quad (m \neq 2), \quad D_m = 0.$$

Следовательно, искомый потенциал определится выражением

$$u_2(r, \varphi) = A \left[\ln \frac{r}{R} - \lambda \frac{R}{r} \cos \varphi - \frac{\lambda^2}{4} \left(1 + \frac{R^2}{r^2} \cos 2\varphi \right) \right].$$

Можно было бы показать, что найденное выражение совпадает с тем, которое можно получить, пользуясь методом приближенного конформного отображения областей [Л. 3].

Пример 2. Найти поле проводника кругового сечения, рассматривая окружность как результат возмущения границы опорного эллипса.

Примем большую полуось a эллипса равной радиусу R круга. Исходя из равенств

$$x = q \operatorname{ch} \alpha \cos \beta,$$

$$y = q \operatorname{sh} \alpha \sin \beta,$$

где $q = \sqrt{a^2 - b^2}$, нетрудно получить уравнение окружности радиуса $R = a$ в форме (17). При этом будем иметь:

$$\lambda = \frac{1}{2} \left(1 - \frac{b^2}{a^2} \right); \quad F_1(\beta) = \frac{1}{2} (1 - \cos 2\beta);$$

$$F_2(\beta) = -\frac{1}{16} (\cos 4\beta - 4 \cos 2\beta + 3).$$

Пользуясь формулами (23) — (29), получим:

$$A_0 = -\frac{1}{2} \frac{a}{b}; \quad A_2 = \frac{1}{2} \frac{a}{b} e^{2\gamma},$$

$$C_0 = \frac{3}{16} \frac{a}{b} \left(1 + \frac{a^2}{b^2} \right) - \frac{1}{4} \frac{a^2}{b^2};$$

$$C_2 = \frac{1}{2} \frac{a}{b} e^{2\gamma} \left[\frac{a}{b} - \frac{1}{2} \left(1 + \frac{a^2}{b^2} \right) \right];$$

$$C_4 = \frac{1}{4} \frac{a}{b} e^{4\gamma} \left[\frac{1}{4} \left(1 + \frac{a^2}{b^2} \right) - \frac{a}{b} \right].$$

Искомый потенциал определяется из формулы

$$\frac{u_2(\alpha, \beta)}{A} = \alpha - \gamma + \lambda [A_0 + A_2 e^{-2\alpha} \cos 2\beta] + \\ + \lambda^2 [C_0 + C_2 e^{-2\alpha} \cos 2\beta + C_4 e^{-4\alpha} \cos 4\beta].$$

Чтобы оценить степень точности полученного второго приближения, найдем напряженность поля на оси x :

$$E = E_x = E_\alpha = -\frac{A}{h_\alpha} \frac{\partial u_2(\alpha, \beta)}{\partial \alpha} =$$

$$= \frac{\tau}{2\pi\epsilon h_\alpha} [1 - 2\lambda A_2 e^{-2\alpha} - 2\lambda^2 e^{-2\alpha} (C_2 + 2C_4 e^{-2\alpha})],$$

где $h_\alpha = q \sqrt{\text{ch}^2 \alpha - \cos^2 \beta} = q \text{sh } \alpha$ — коэффициент Ламе для координаты α .

В частности, на поверхности проводника ($\alpha = \gamma$)

$$E = \frac{\tau}{2\pi\epsilon b} \left[1 - \lambda \frac{a}{b} + \frac{\lambda^2}{4} \frac{a}{b} \left(1 + \frac{a^2}{b^2} \right) \right],$$

в то время как истинное значение напряженности поля

$$E_0 = \frac{\tau}{2\pi\epsilon a}.$$

Пусть, например, $\frac{a}{b} = \frac{3}{2}$; тогда $\lambda = \frac{5}{18}$, и отношение $\frac{E}{E_0}$ оказывается равным 1,016. Ошибка составляет, следовательно, менее 2%.

Литература

1. Методы расчета электростатических полей, под ред. Н. Н. Миролюбова, изд. «Высшая школа», 1963.
2. Смайт В., Электростатика и электродинамика, Изд. иностран. лит., 1954.
3. Канторович Л. В. и Крылов В. И., Приближенные методы высшего анализа, Гостехиздат, 1950.
4. Лаврентьев М. А., Шабат Б. В., Методы теории функций комплексного переменного, Физматгиз, 1958.
5. Erma V., Journal of Math. Physics, v. 4, 1963, № 12.

[6.5.1967]



УДК 621.3

Аналитический метод учета гистерезиса в магнитных усилителях с самоподмагничиванием

Доктор техн. наук, доц. А. Г. ЗДРОК

Москва

Аппроксимация петли гистерезиса. Магнитные свойства современных электротехнических сталей и сплавов обычно представляются кусочно-линейной петлей гистерезиса [Л. 1 и 2]. С учетом насыщенного участка кривой намагничивания петля имеет вид, изображенный на рис. 1,а. Если принять $H'_K = 0$, то петля гистерезиса преобразуется к виду, изображенному на рис. 1,б. Такое представление петли гистерезиса хорошо согласуется с магнитными свойствами ряда сортов сплавов. Этот вид петли подобен ранее предложенной форме [Л. 3]. Для электротехнических сталей, характеризующихся более низким значением отношения $\frac{B_r}{B_K}$, форма петли показана на рис. 1, в.

В зависимости от выбранной формы идеализированной петли гистерезиса электромагнитные процессы будут описываться различными соотношениями и при этом возможны даже разные принципиально отличающиеся режимы работы магнитного усилителя. Например, в случае пользования идеализированной петлей, приведенной на рис. 1,б, возможны два отличающихся друг от друга режима работы — при $H_y \geq 0$ и $H_y < 0$; при пользовании петлей, изображенной на рис. 1,в, таких отличающихся режимов работы будет больше.

Ниже будут рассмотрены электромагнитные процессы для магнитного усилителя с петлей гистерезиса, представленной на рис. 1,б. При этом вентили будем считать идеальными, а в качестве нагрузки примем обмотку электромагнитного аппарата, индуктивность которой можно полагать равной бесконечности [Л. 4]. Активным сопротивлением рабочих обмоток пренебрегаем. Работа схемы рассматривается при условии полного подавления четных гармоник в цепи управления.

Электромагнитные процессы и расчетные соотношения при $H_y \geq 0$. На рис. 2 изображена схема магнитного усилителя с самоподмагничиванием. В режиме коммутации вентиля для цепи справедливо следующее уравнение:

$$u + e_1 - e_3 = 0. \quad (1)$$

Электродвижущие силы самоиндукций определяют по следующим равенствам:

$$e_1 = e_4 = -\omega L_2 \frac{di_1}{d\omega t} = -\omega L_2 \frac{di_4}{d\omega t}; \quad (2a)$$

$$e_2 = e_3 = -\omega L_2 \frac{di_2}{d\omega t} = -\omega L_2 \frac{di_3}{d\omega t}, \quad (2б)$$

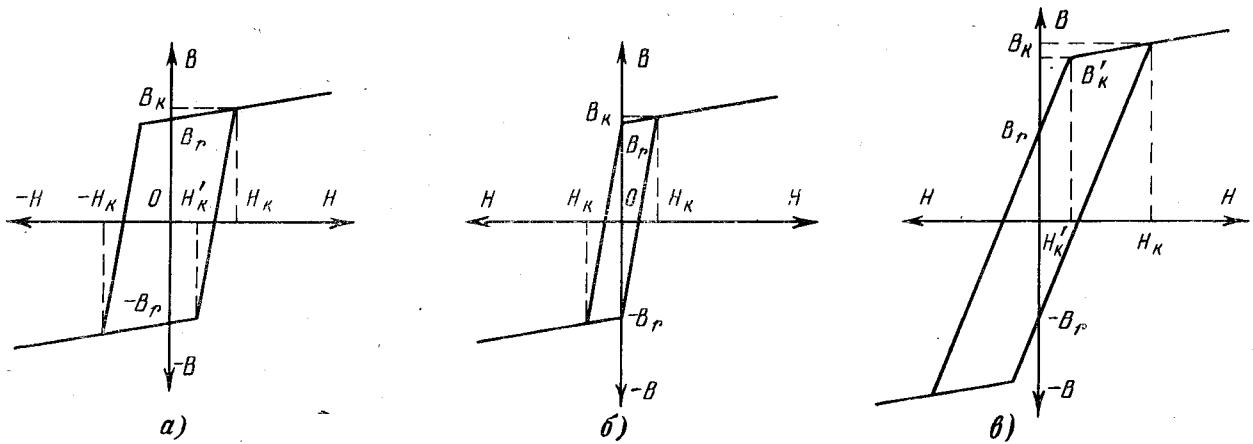


Рис. 1. Основные формы идеализированной петли гистерезиса современных электротехнических сталей и сплавов.

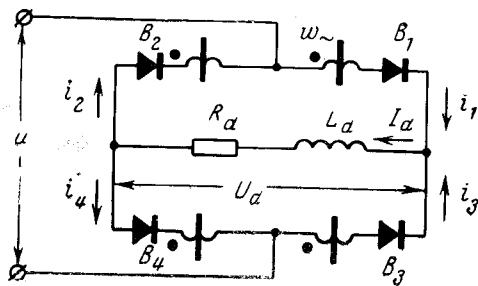


Рис. 2. Схема магнитного усилителя с самоподмагничиванием.

где L_2 — индуктивность насыщенного участка идеализированной петли гистерезиса;

$$L_2 = \frac{B_K - B_r}{H_K} \frac{\omega \sim S}{l}, \quad (2в)$$

e_1, e_2, e_3, e_4 — э. д. с. самоиндукции на рабочих обмотках в плечах вентилей B_1, B_2, B_3, B_4 .

Токи источника, рабочих обмоток и нагрузки связаны между собой следующими соотношениями:

$$\left. \begin{aligned} i_d &= i_1 + i_3 = i_2 + i_4; \\ i_1 &= i_4; \\ i_2 &= i_3; \end{aligned} \right\} \quad (3а)$$

$$\left. \begin{aligned} i &= i_1 - i_2 = i_4 - i_3; \\ i_d &= I_d, \end{aligned} \right\} \quad (3б)$$

где I_d — среднее значение тока нагрузки.

Для синусоидального напряжения источника согласно выражениям (1), (2а), (2б) и (3а) получим:

$$i_1 = i_4 = -\frac{U_{\max}}{2\omega L_2} \cos \omega t + C. \quad (4а)$$

При $\omega t = 0$ ток $i_1 = i_4 = 0$. Следовательно,

$$C = \frac{U_{\max}}{2\omega L_2}. \quad (4б)$$

Таким образом, токи в рабочих обмотках магнитного усилителя и на его входе равны:

$$i_1 = i_4 = \frac{U_{\max}}{2\omega L_2} (1 - \cos \omega t); \quad (5а)$$

$$i_2 = i_3 = I_d - i_1 = I_d - \frac{U_{\max}}{2\omega L_2} (1 - \cos \omega t); \quad (5б)$$

$$i = i_1 - i_2 = 2i_1 - I_d. \quad (5в)$$

Напряжения на рабочих обмотках и на нагрузке равны:

$$\left. \begin{aligned} u_1 &= -e_1 = \omega L_2 \frac{di_1}{d\omega t} = \frac{U_{\max}}{2} \sin \omega t; \\ u_2 &= -e_2 = \omega L_2 \frac{di_2}{d\omega t} = -\frac{U_{\max}}{2} \sin \omega t; \end{aligned} \right\} \quad (6а)$$

$$\left. \begin{aligned} u_1 &= u_4; \\ u_2 &= u_3; \\ u_d &= u - u_1 - u_4 = 0. \end{aligned} \right\} \quad (6б)$$

Режим коммутации вентилей продолжается до $\omega t = \delta$, когда $i_1 = I_d$. Воспользовавшись этими условиями, из формулы (5а) получим:

$$\cos \delta = 1 - \frac{2\omega L_2 I_d}{U_{\max}}. \quad (7)$$

Внекоммутационный режим работы вентилей, имеющий место при $\delta \leq \omega t \leq \pi$ с учетом допущения о сглаженности тока i_d , характеризуется следующим состоянием магнитного усилителя:

$$\left. \begin{aligned} i_1 &= i_2 = i_3 = i_4 = I_d; \\ u_1 &= u_2 = u_3 = u_4 = 0; \\ u_d &= U_{\max} \sin \omega t. \end{aligned} \right\} \quad (8)$$

На рис. 3 представлены формы напряжений и токов, иллюстрирующие работу магнитного усилителя при $H_y \geq 0$. При этом среднее значение выпрямленного напряжения равно:

$$U_d = \frac{1}{\pi} \int_{\delta}^{\pi} u_d d\omega t = \frac{U_{\max}}{\pi} (1 + \cos \delta). \quad (9)$$

С учетом выражений (7) и (9) формула для вычисления среднего значения тока нагрузки I_d будет иметь такой вид:

$$I_d = \frac{2U_{\max}}{\pi R_d + 2\omega L_2}. \quad (10)$$

Среднее значение напряжения на рабочей обмотке магнитного усилителя равно:

$$U_{ср\omega\sim} = \frac{1}{\pi} \int_0^{\delta} u_1 d\omega t = \frac{U_{\max}}{2\pi} (1 - \cos \delta). \quad (11)$$

На основании равенств (9) и (11) получим:

$$2U_{ср\omega\sim} + U_d = U_{ср}, \quad (12)$$

где $U_{ср}$ — среднее значение напряжения источника.

Электромагнитные процессы и расчетные соотношения при $H_y \leq 0$. Процессы будут рассмотрены для режима $|-H_K| \geq |-H_y| \geq 0$, характеризующегося областью наибольшей крутизны характеристики управления.

При сигнале управления $-H_K < -H_y < 0$ изменение магнитного состояния сердечника происходит по частным циклам гистерезиса: с увеличением тока от нуля — на интервалах 1—2—3—4—5, а при снижении тока — на интервалах 1'—2'—3'—4'—5' (на рис. 4 циклы показаны для двух различных значений тока управления — для $|-H_{y2}| < |-H_c|$ и для $|-H_K| > |-H_{y1}| > |-H_c|$). Сигналу управления $-H_y = -H_K$ соответствует предельный цикл, совпадающий с симметричной петлей гистерезиса.

В режиме коммутации вентиля сердечники могут иметь различные магнитные состояния в зависимости от величин токов рабочей обмотки и обмотки управления. Однако в отдельных диапазонах углов этого режима состояния сердечников могут быть неизменными. Найдем законы изменения токов и напряжений схемы для каждого из этих интервалов.

Интервал $n\pi \leq \omega t \leq n\pi + \alpha_0$, $n=0, 2, \dots$ Магнитное состояние соответствует участкам цикла 1—2 для сердечников обмоток в плечах B_1 и B_4 и участкам 1'—2' для сердечников обмоток в плечах B_2 и B_3 (рис. 2 и 4). Для этого интервала коммутации справедливы равенства (1), (2а), (2б), (2в), (3а), (5а), (5б), (5в), (6а), (6б) и ему соответствуют дополнительные начальные условия:

$$\left. \begin{aligned} i_1 = i_{\alpha_0} = -I_y \frac{\omega_y}{\omega_{\sim}}; \\ \omega t = \alpha_0, \end{aligned} \right\} \quad (13)$$

где I_y — ток управления;
 $\omega_{\sim}$, ω_y — числа витков рабочей обмотки и обмотки управления.

Подставив выражение (13) в равенство (5а), получим:

$$\cos \alpha_0 = 1 + \frac{2\omega L_2}{U_{\max}} I_y \frac{\omega_y}{\omega_{\sim}}. \quad (14)$$

Интервал $n\pi + \alpha_0 \leq \omega t \leq n\pi + \alpha$. Магнитное состояние сердечников соответствует участкам цикла 2—3 и 2'—3' (рис. 4). В плечах вентиля B_1 и B_4 оно зависит от величины сигнала управления: при $H_y = 0$ индуктивность равна L_2 , с увеличением тока управления она увеличивается и достигает предельной величины L_1 :

$$L_1 = \frac{B_K}{H_K - H_c} \frac{\omega^2 S}{l}. \quad (15)$$

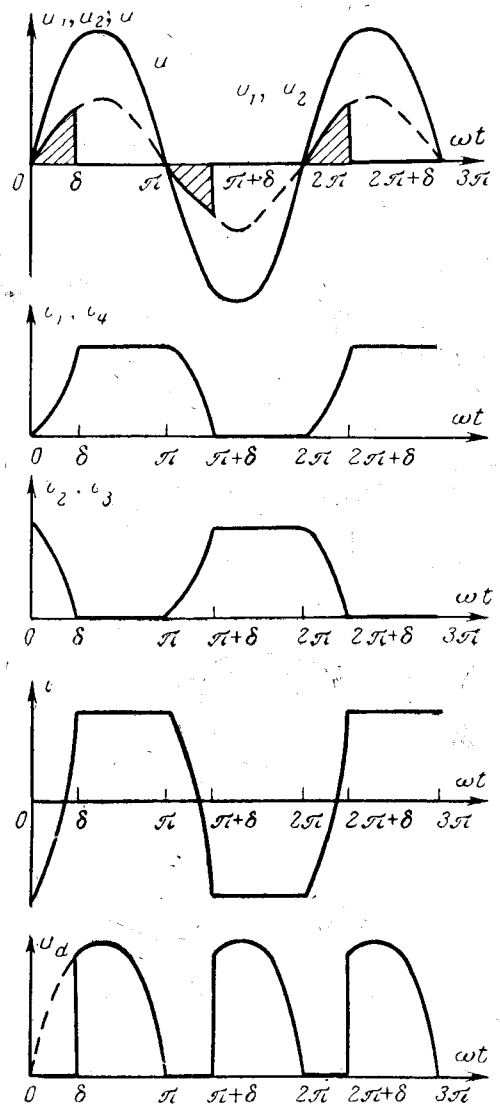


Рис. 3. Напряжения и токи при работе усилителя в области магнитного насыщения.

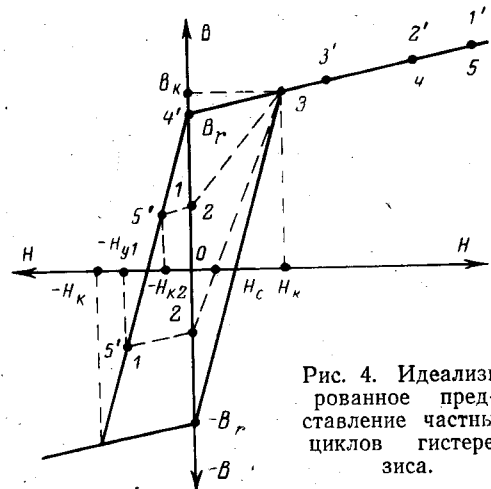


Рис. 4. Идеализированное представление частных циклов гистерезиса.

Электродвижущие самоиндукции e_2 и e_3 определяются по выражениям (2б), а e_1 и e_4 равны:

$$e_1 = e_4 = -\omega L_{var} \frac{di_1}{d\omega t} = -\omega L_{var} \frac{di_4}{d\omega t}, \quad (16)$$

где L_{var} — индуктивность рабочей цепи, зависящая от сигнала управления ($L_2 \leq L_{var} \leq L_1$).

Подставив уравнения (26) и (16) в формулу (1) и решив полученное уравнение при начальных условиях (13), получим:

$$i_1 = i_4 = \frac{U_{\max}}{\omega(L_{var} + L_2)} (\cos \alpha_0 - \cos \omega t) - I_Y \frac{\omega_y}{\omega_{\sim}}; \quad (17a)$$

$$i_2 = i_3 = I_d - \frac{U_{\max}}{\omega(L_{var} + L_2)} (\cos \alpha_0 - \cos \omega t) + I_Y \frac{\omega_y}{\omega_{\sim}}. \quad (17b)$$

Напряжения на рабочих обмотках и на нагрузке равны:

$$u_1 = \omega L_{var} \frac{di_1}{d\omega t} = \frac{L_{var}}{L_{var} + L_2} U_{\max} \sin \omega t; \quad (18a)$$

$$u_2 = -\frac{L_2}{L_{var} + L_2} U_{\max} \sin \omega t; \quad (18b)$$

$$u_d = u - u_1 - u_2 = -\frac{L_{var} - L_2}{L_{var} + L_2} U_{\max} \sin \omega t. \quad (18b)$$

При $\omega t = \alpha$ токи равны:

$$\left. \begin{aligned} i_1 = i_4 &= -I_Y \frac{\omega_y}{\omega_{\sim}} + I_K; \\ I_K &= \frac{H_K l}{\omega_{\sim}}. \end{aligned} \right\} \quad (19)$$

Из соотношения (17a) при начальных условиях (19) получим:

$$\cos \alpha = \cos \alpha_0 - \frac{\omega(L_{var} + L_2) I_K}{U_{\max}}. \quad (20)$$

Интервал $n\pi + \alpha \leq \omega t \leq n\pi + \gamma$. Магнитное состояние сердечников соответствует участкам цикла 3—4 и 3'—4'. Все сердечники насыщены. Электродвижущие силы самоиндукции на рабочих обмотках равны (2a) и (26). При $\omega t = \gamma$ токи равны:

$$i_2 = i_3 = i_{\alpha_0} = -I_Y \frac{\omega_y}{\omega_{\sim}}. \quad (21)$$

При этих начальных условиях из выражений (1), (2a) и (3a) получим:

$$i_2 = i_3 = \frac{U_{\max}}{2\omega L_2} (\cos \omega t - \cos \gamma) - I_Y \frac{\omega_y}{\omega_{\sim}}; \quad (22a)$$

$$i_1 = i_4 = I_d + I_Y \frac{\omega_y}{\omega_{\sim}} - \frac{U_{\max}}{2\omega L_2} (\cos \omega t - \cos \gamma). \quad (22b)$$

Напряжения на рабочих обмотках и на нагрузке соответствуют в этом режиме равенствам (6a) и (6b).

Воспользовавшись начальными условиями (19), из уравнения (22b) получим соотношение, характеризующее продолжительность рассматриваемого интервала коммутации

$$\cos \gamma = \cos \alpha - \left(I_d + 2I_Y \frac{\omega_y}{\omega_{\sim}} - I_K \right) \frac{2\omega L_2}{U_{\max}}. \quad (23)$$

Интервал $n\pi + \gamma \leq \omega t \leq n\pi + \delta$. Магнитное состояние сердечников соответствует участкам цикла 4—5 и 4'—5'. В плечах вентилей B_1 и B_4 сердечни-

ки продолжают находиться в насыщенном состоянии, а в плечах вентилей B_2 и B_3 сердечники ненасыщены и индуктивность рабочих цепей равна L_1 . Электродвижущие силы самоиндукции e_1 и e_4 определяются по выражениям (2a), а e_2 и e_3 равны:

$$e_2 = e_3 = -\omega L_1 \frac{di_2}{d\omega t} = -\omega L_1 \frac{di_3}{d\omega t}. \quad (24)$$

При $\omega t = \delta$ токи равны $i_1 = i_4 = I_d$. С учетом этих начальных условий из равенств (1), (2a), (3a) и (24) получим:

$$i_1 = i_4 = I_d + \frac{U_{\max}}{\omega(L_1 + L_2)} (\cos \delta - \cos \omega t); \quad (25a)$$

$$i_2 = i_3 = \frac{U_{\max}}{\omega(L_1 + L_2)} (\cos \omega t - \cos \delta). \quad (25b)$$

Напряжения на рабочих обмотках и на нагрузке равны:

$$u_1 = u_4 = \omega L_2 \frac{di_1}{d\omega t} = \frac{L_2}{(L_1 + L_2)} U_{\max} \sin \omega t; \quad (26a)$$

$$u_2 = u_3 = \omega L_1 \frac{di_2}{d\omega t} = -\frac{L_1}{L_1 + L_2} U_{\max} \sin \omega t; \quad (26b)$$

$$u_d = u - u_2 - u_1 = \frac{L_1 - L_2}{L_1 + L_2} U_{\max} \sin \omega t; \quad (26b)$$

При $\omega t = \gamma$ токи равны:

$$i_2 = i_3 = -I_Y \frac{\omega_y}{\omega_{\sim}}. \quad (27)$$

Подставив формулу (27) в уравнение (25b), получим:

$$\cos \delta = \cos \gamma + \frac{\omega(L_1 + L_2)}{U_{\max}} I_Y \frac{\omega_y}{\omega_{\sim}} \quad (28a)$$

или с учетом выражений (14), (20) и (23)

$$\cos \delta = 1 - \frac{\omega}{U_{\max}} \left[2I_d L_2 + (L_{var} - L_2) \left(I_K - I_Y \frac{\omega_y}{\omega_{\sim}} \right) \right]. \quad (28b)$$

Во внекоммутационном режиме работы вентилей состояние схемы характеризуется равенствами (8). На рис. 5 изображены формы напряжений и токов, иллюстрирующие работу магнитного усилителя при $H_Y < 0$.

Одним из основных расчетных характеристик является среднее значение выпрямленного напряжения U_d :

$$U_d = \frac{1}{\pi} \int_0^\pi u_d d\omega t. \quad (29)$$

Подставив в это выражение значения u_d из уравнений (6b), (8), (18b) и (26b), получим:

$$U_d = \frac{U_{\max}}{\pi} \left[1 + \cos \delta - \frac{\omega(L_{var}^2 - L_2^2)}{L_1 + L_2} \frac{I_K}{U_{\max}} - \frac{\omega(L_{var} - L_2)}{U_{\max}} I_Y \frac{\omega_y}{\omega_{\sim}} \right]. \quad (30)$$

Равенство (30) отличается от уравнения (9) и аналогичных ему выражений при отсутствии гистерезиса наличием двух дополнительных слагаемых.

При максимальном отрицательном сигнале управления

$$-I_y = \frac{\omega}{\omega_y} I_K$$

перемагничивание сердечника происходит по симметричной петле гистерезиса, для которой $L_{var} = L_1$. Равенство (30) в данном случае принимает вид формулы (9).

Характеристика управления может быть получена после подстановки уравнений (14), (20), (23), (28) в равенство (30) и выражения напряжения U_d через ток I_d :

$$I_d = \frac{2}{\pi R_d + 2\omega L_2} \left[U_{max} - \omega \times \right. \\ \left. \times \left(\frac{L_{var}^2 - L_2^2}{L_1 + L_2} + L_{var} - L_2 \right) \frac{I_K}{2} \right]. \quad (31)$$

Ток управления здесь в явном виде не представлен, но от I_y зависит величина индуктивности L_{var} , которая пропорциональна тангенсу угла наклона прямой 2—3

$$L_{var} = \frac{B_K - B_2}{H_K} \frac{\omega^2 S}{l}, \quad (32)$$

где B_2 — магнитная индукция с учетом ее знака в точке 2 идеализированной петли гистерезиса (рис. 4).

Магнитную индукцию B_2 можно выразить через соотношения сторон двух подобных треугольников:

$$\frac{B_r - B_1}{-H_y} = \frac{B_K}{H_K - H_c}, \quad (33)$$

где B_1 — ордината точки 1 идеализированной петли гистерезиса с учетом знака магнитной индукции (рис. 4).

Воспользовавшись другой парой треугольников, можно написать аналогичное соотношение для индукции B_1 :

$$\frac{B_2 - B_1}{-H_y} = \frac{B_K - B_r}{H_K}. \quad (34)$$

В результате совместного решения уравнений (32) — (34) получим:

$$L_{var} = \left\{ \frac{B_K - B_r}{H_K} - \left[\frac{B_K H_c}{H_K (H_K - H_c)} + \right. \right. \\ \left. \left. + \frac{B_r}{H_K} \right] \frac{H_y}{H_K} \right\} \frac{\omega^2 S}{l}. \quad (35)$$

Таким образом, характеристика управления выражается равенствами (31) и (35). При $H_y = 0$ получаем, что $L_{var} = L_2$, ток нагрузки максимален и определяется равенством (10), а при $H_y = -H_K$ индуктивность $L_{var} = L_1$, ток I_d минимален и равен:

$$I_d = \frac{2 [U_{max} - \omega (L_1 - L_2) I_K]}{\pi R_d + 2\omega L_2}. \quad (36)$$

Вследствие принятых допущений реальный ток I_d меньше, чем вычисленный по формулам (31) и (36). В целях уменьшения погрешности необходимо учитывать сопротивление диодов.

При исследовании работы магнитных усилителей часто не конкретизируют форму правой поло-

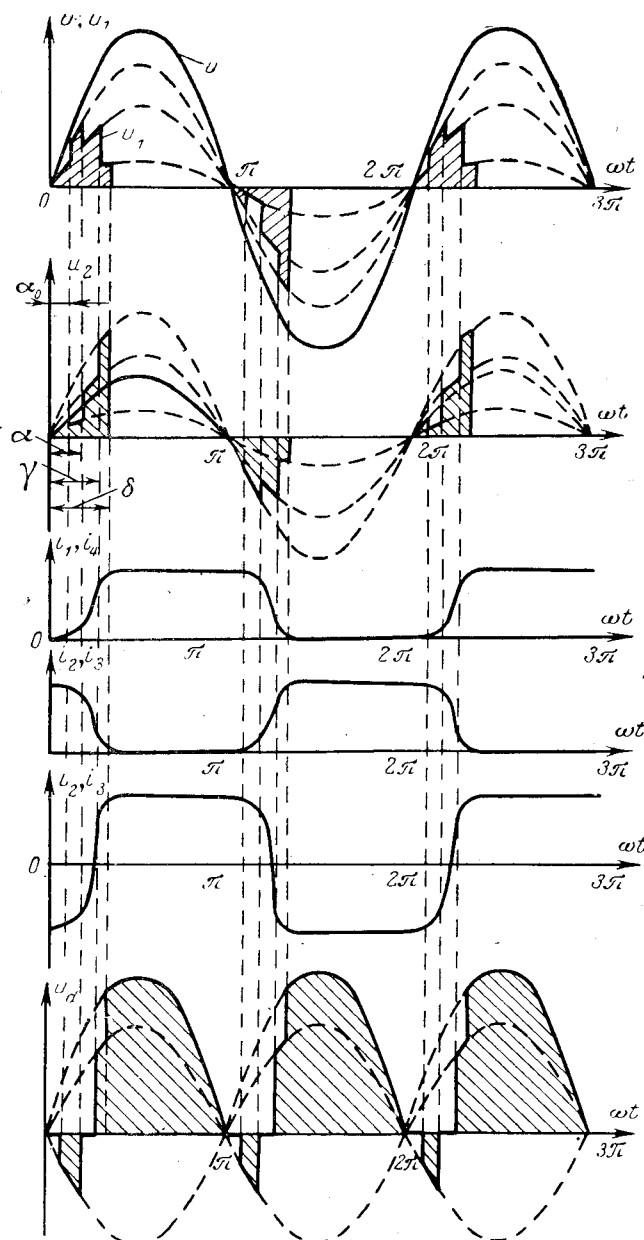


Рис. 5. Напряжения и токи магнитного усилителя.

вины частного цикла, указанного на рис. 4 [Л. 5]. Приведенный выше анализ показал, что правая половина частного цикла гистерезиса оказывает не менее существенное влияние на работу усилителя, чем левая половина цикла.

Результаты некоторых исследований. Магнитные усилители средней и большой мощности выполняются главным образом из холоднокатаных электротехнических сталей. Как было показано ранее [Л. 6], насыщенный участок кривой намагничивания имеет почти одинаковый наклон как в тороидальных ленточных сердечниках магнитных усилителей типа ТУМ, так и в сердечниках магнитных усилителей типов УМ—1П и УМ—3П, собранных из П-образных пластин.

Наибольшее влияние насыщенная область кривой намагничивания оказывает на величину максимального тока нагрузки, определяемого по форму-

ле (10). Степень влияния будет показана на примере использования магнитного усилителя типа УМ.1П.25.35.11 в цепи возбуждения генератора с $R_d = 27 \text{ ом}$ при $U_{cp} = 100 \text{ в}$. Воспользуемся значением магнитной проницаемости $\mu_2 = 0,07 \text{ мГн/м}$, приведенным ранее [Л. 6] для магнитного усилителя типа УМ.1П.25.25.11, так как эти разновидности магнитных усилителей имеют идентичные магнитные характеристики. Индуктивность L_2 при этом будет равна:

$$L_2 = 0,07 \cdot 10^{-3} \frac{(2,246)^2 \cdot 8,75 \cdot 10^{-4}}{0,492} = 0,03 \text{ Гн}.$$

Подставив значение L_2 в формулу (10), при $f = 50 \text{ Гц}$ получим, что $I_d = 3,03 \text{ а}$. Из характеристики управления $I_d = f(I_y)$, определяемой экспериментально, найдем, что $I_{d \max} = 2,88 \text{ а}$ [Л. 4]. Расхождение вычисленного значения тока $I_{d \max}$ с его истинным значением здесь составляет 5,2%.

Если принять $L_2 = 0$, то на основании формулы (10) $I_{d \max}$ был бы равен 3,71 а, т. е. отклонение от истинного значения в данном случае составляло бы 28,8%.

Другое предельное значение тока $I_{d \min}$, определяется по формуле (36). Выразив значения индуктивности L_1 и тока I_k по данным основной кривой намагничивания [Л. 6], получим:

$$L_1 = \mu_1 \frac{\omega^2 S}{l} =$$

$$= 16 \cdot 10^{-3} \frac{(2,246)^2 \cdot 8,75 \cdot 10^{-4}}{0,492} \approx 6,89 \text{ Гн};$$

$$I_k = \frac{H_k l}{\omega} = \frac{0,07 \cdot 10^3 \cdot 0,492}{492} \approx 0,07 \text{ а}.$$

В результате подстановки всех необходимых значений величин в уравнение (36) получаем



$I_{d \min} = 0,119 \text{ а}$. По экспериментальным данным, приведенным ранее в [Л. 6], $I_{d \min} \approx 0,11 \text{ а}$, т. е. вычисленное значение тока от его истинного значения отличается на 8,2%.

Получение высокой точности вычисления минимального значения тока нагрузки требует большего навыка в аппроксимации петли гистерезиса с целью оценки величин индуктивности L_2 и тока I_k .

Заключение. Аппроксимация петли гистерезиса может быть широко использована при анализе цепей с магнитными усилителями для расчета характеристики управления. Аналитический метод получения этой характеристики с учетом петли гистерезиса позволяет оценить влияние отдельных параметров на протекание процессов и на свойства системы в целом.

Литература

1. Розенблат М. А., Магнитные усилители с самонасыщением, «Библиотека по автоматике», вып. 75, Госэнергоиздат, 1963.
2. Теврюков А. А. и Ишевский В. С., Электромагнитные процессы в трехфазном мостовом выпрямителе, управляемом дросселями насыщения, при свободном подмагничивании дросселей, Известия вузов, «Электромеханика», 1966, № 11.
3. Коваленков В. И. и Мачинский М. В., Новый метод математического описания явлений последовательности, в частности гистерезиса, «Известия АН СССР», Отделение технических наук, 1939, № 6.
4. Здрок А. Г. и Салютин А. А., Анализ работы магнитных усилителей с самоподмагничиванием и активно-индуктивной нагрузкой, «Электротехника», 1965, № 10.
5. Липман Р. А. и Негневицкий И. Б., Быстродействующие магнитные и магнитно-полупроводниковые усилители, Госэнергоиздат, 1960.
6. Здрок А. Г. и Цзэн Цю-мин, Работа однофазных дросселей насыщения на встречную э. д. с. и активное сопротивление, «Автоматика и телемеханика», 1964, № 8, т. XXV.

[13.5.1968]

УДК 621.318.435.3.001.24

Расчет магнитного усилителя с самоподмагничиванием в схеме стабилизатора напряжения

Канд. техн. наук, доц. Л. В. ШОПЕН

Московский энергетический институт

В компенсационных стабилизаторах напряжения в качестве регулирующего органа часто применяются магнитные усилители с самоподмагничиванием (МУС на рис. 1, а), отличительной особенностью работы которых является компенсация разности напряжений питания и нагрузки. Эта разность напряжений, в частности ее наибольшее значение (наибольшее падение напряжения на обмотках усилителя), может существенно отличаться от напряжения питания. Кроме того, может изменяться или сопротивление нагрузки усилителя, или напряжение питания его рабочей цепи, или и то и другое одновременно.

В широко известных работах размеры сердечни-

ка МУС определяются, в частности, по номинальной мощности на нагрузке. Возможное изменение нагрузки в этом режиме не учитывается, что затрудняет выбор сердечника для МУС в стабилизаторе напряжения, ибо определяющим в этом случае является не номинальная мощность на нагрузке, а наибольшее напряжение, которое должен скомпенсировать МУС для поддержания на нагрузке номинального напряжения и наибольший возможный ток через его обмотки.

Предлагаемые ниже соотношения учитывают эти особенности и тем облегчают расчет МУС, обеспечивая правильное «симметричное» положение рабочей зоны на характеристиках вход — выход.

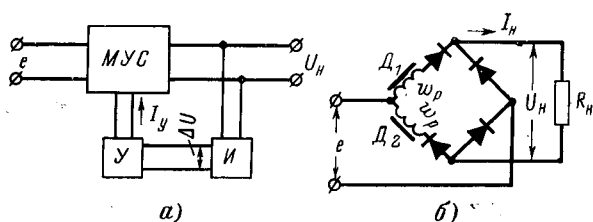


Рис. 1.

При расчете МУС, работающего в схеме стабилизатора напряжения, определяющими являются граничные режимы работы: наибольшее напряжение питания и минимальный ток в нагрузке; наименьшее напряжение питания и наибольший ток в нагрузке. Если усилитель обеспечивает необходимое (стабилизированное) напряжение на нагрузке в этих крайних режимах, то обеспечит его и во всех промежуточных.

Напряжение на нагрузке (среднее значение) в рабочем режиме определяется известным соотношением:

$$U_n = \eta (E - 2f\omega_p S_c \Delta B_y),$$

где η — к. п. д. магнитного усилителя;

$\eta = R_n / R_p$, R_n — активное сопротивление нагрузки;

R_p — полное активное сопротивление рабочей цепи¹;

E — напряжение питания, среднее значение;

f — частота напряжения питания;

ω_p — число витков рабочей обмотки;

S_c — активное сечение магнитопровода;

ΔB_y — изменение индукции в магнитопроводе за половину периода напряжения питания.

Соответственно для граничных режимов работы можно записать:

$$U_{н.стаб} = \eta_{\max} (E_{\max} - 2f\omega_p S_c \Delta B_{y,\max}); \quad (1)$$

$$U_{н.стаб} = \eta_{\min} (E_{\min} - 2f\omega_p S_c \Delta B_{y,\min}), \quad (2)$$

где $U_{н.стаб}$ — стабилизированное напряжение на нагрузке;

$\eta_{\max}$ ($\eta_{\min}$) — максимальное (минимальное) значение к. п. д., соответствующее минимальному (максимальному) току нагрузки;

$E_{\max}$ ($E_{\min}$) — наибольшее (наименьшее) напряжение питания, среднее значение;

$\Delta B_{y,\max}$ ($\Delta B_{y,\min}$) — наибольшее (наименьшее) изменение индукции за половину периода.

Уравнение (1) соответствует точке 1 на характеристике 1, а уравнение (2) — точке 2 на характеристике 2 (рис. 2, а).

Обозначим:

$E_{ср} = \frac{E_{\max} + E_{\min}}{2}$ — среднее арифметическое значение напряжения питания;

$\Delta E = (E_{\max} - E_{\min})$ — наибольшее изменение напряжения питания;

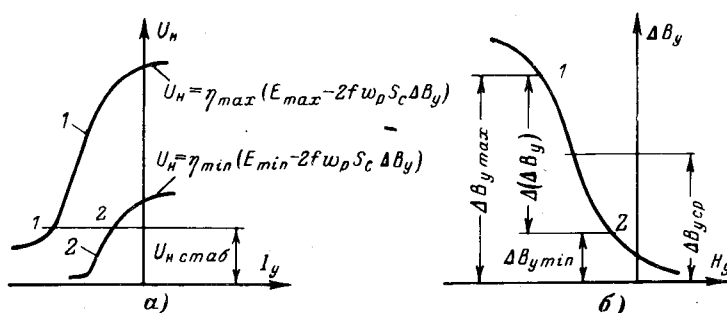


Рис. 2.

$\Delta B_{y,\text{ср}} = \frac{\Delta B_{y,\max} + \Delta B_{y,\min}}{2}$ — среднее арифметическое изменение индукции;

$\Delta (\Delta B_y) = (\Delta B_{\max} - \Delta B_{y,\min})$ — рабочий диапазон изменения ΔB_y .

Величины $\Delta B_{y,\text{ср}}$ и $\Delta (\Delta B_y)$ поясняются на рис. 2, б. Точки 1 на рис. 2, а и б соответствуют случаю наибольшего падения напряжения на дросселях МУС, а точки 2 — наименьшему. Далее:

$G_n = \frac{1}{R_n}$, $\left(G_p = \frac{1}{R_p}\right)$ — проводимость нагрузки (всей рабочей цепи);

$q = \frac{G_n}{G_p} = \frac{R_p}{R_n} = \frac{1}{\eta}$ — относительная проводимость нагрузки;

$q_{\max}$ ($q_{\min}$) — максимальная, соответствующая максимальному току I_n (минимальная, соответствующая минимальному току) относительная проводимость нагрузки;

$q_{ср} = \frac{q_{\max} + q_{\min}}{2}$ — среднее арифметическое относительной проводимости нагрузки;

$\Delta q = (q_{\max} - q_{\min})$ — наибольшее значение относительной проводимости нагрузки.

Теперь из (1) и (2), исключая $2f\omega_p S_c$ с учетом принятых обозначений, получим связь средних значений величин E , ΔB_y и q с их наибольшими изменениями:

$$\frac{E_{ср} - q_{ср} U_{н.стаб}}{\Delta B_{y,\text{ср}}} = \frac{\Delta E + \Delta q U_{н.стаб}}{\Delta (\Delta B_y)}. \quad (3)$$

При заданном (процентном) изменении напряжения питания из (3) получим:

$$E_{ср} = U_{н.стаб} \frac{\frac{\Delta (\Delta B_y)}{\Delta B_{y,\text{ср}}} q_{ср} + \Delta q}{\frac{\Delta (\Delta B_y)}{\Delta B_{y,\text{ср}}} - 2\delta_{отн}}, \quad (4)$$

где $\delta_{отн} = \frac{\Delta E}{2E_{ср}}$ — изменение напряжения питания относительно среднего арифметического значения, очевидно $E_{\max} = (1 + \delta_{отн}) E_{ср}$, $E_{\min} = (1 - \delta_{отн}) E_{ср}$.

Если нагрузка не меняется и $\eta \approx 1$ (либо $\eta_{\min} \approx \eta_{\max} \approx 1$),

$$E_{ср} \approx \frac{U_{н.стаб}}{1 - 2\delta_{отн} \frac{\Delta B_{y,\text{ср}}}{\Delta (\Delta B_y)}}. \quad (4а)$$

¹ Рассматривается случай последовательного включения МУС и нагрузки (см. рис. 1, б).

Из (1) и (2) также получаем число витков рабочей обмотки:

$$\omega_p = \frac{E_{cp} - q_{cp} U_{н.стаб}}{2f S_c \Delta B_{y,cp}} \quad (5)$$

или

$$\omega_p = \frac{\Delta E + \Delta q U_{н.стаб}}{2f S_c \Delta (\Delta B_y)} \quad (5a)$$

Связь геометрических параметров с магнитными, электрическими и тепловыми, определяемая по [Л. 1] с учетом (5), выражается так²:

$$S_c \sqrt{\frac{S_o S_M}{l_M}} = \frac{I_n (E_{cp} - q_{cp} U_{н.стаб})}{2 \sqrt{2f} \Delta B_{y,cp}} \sqrt{\frac{\rho}{k_T \tau}}, \quad (6)$$

где S_o — поверхность охлаждения дросселя;

S_M — активное сечение меди обмотки;

l_M — средняя длина витка обмотки;

I_n — наибольшее, действующее значение тока в нагрузке;

τ — превышение температуры провода обмотки;

ρ — удельное сопротивление провода обмотки при превышении температуры;

k_T — коэффициент теплоотдачи.

Учитывая, что плотность тока

$$j = \sqrt{\frac{\rho l_M S_M}{k_T \tau S_o}} \quad (7)$$

получим из (6) аналогично [Л. 3]:

$$S_c S_M = \frac{I_n (E_{cp} - q_{cp} U_{н.стаб})}{2 \sqrt{2f} j \Delta B_{y,cp}} \quad (8)$$

или с учетом (3):

$$S_c S_M = \frac{I_n (\Delta E + \Delta q U_{н.стаб})}{2 \sqrt{2f} j \Delta (\Delta B_y)} \quad (8a)$$

Поскольку всегда $q_{cp} \gg 1$, то из (8) с некоторым запасом

$$S_c S_M = \frac{I_n (E_{cp} - U_{н.стаб})}{2 \sqrt{2f} j \Delta B_{y,cp}} \quad (9)$$

Если нагрузка не меняется ($R_n = \text{const}$ и $\Delta q = 0$), то (8a) упрощается:

$$S_c S_M = \frac{I_n \Delta E}{2 \sqrt{2f} j \Delta (\Delta B_y)} \quad (9a)$$

Полученные соотношения облегчают расчет МУС в схемах стабилизаторов напряжения.

По исходным параметрам ($U_{н.стаб}$, $\delta_{отн}$) и выбранному рабочему диапазону кривой размагничивания материала магнитопровода (рис. 2,б) определяется из (4) или (4a) напряжение питания магнитного усилителя (так как q_{cp} и Δq определяются после определения числа витков рабочей обмотки, выбора провода и определения средней длины витка, расчет ведется методом последовательных приближений и (4a) может быть в этом случае первым приближением).

² Здесь для простоты учитывается только рабочая обмотка дросселя. Управляющие обмотки могут быть учтены, как показано в [Л. 2].

Если напряжение питания МУС задано, то из того же соотношения определяется

$$U_{н.стаб} = E_{cp} \frac{\frac{\Delta (\Delta B_y)}{\Delta B_{y,cp}} - 2\delta_{отн}}{\frac{\Delta (\Delta B_y)}{\Delta B_{y,cp}} q_{cp} + \Delta q} \approx E_{cp} \left[1 - 2\delta_{отн} \frac{\Delta B_{y,cp}}{\Delta (\Delta B_y)} \right].$$

При выборе $\Delta B_{y,max}$ и $\Delta B_{y,min}$ (точки 1 и 2, рис. 2,б) следует иметь в виду, что для лучшего использования материала магнитопровода производные ΔB_y по H_y в этих точках должны быть по возможности одинаковыми; так как производные ΔB_y по H_y в точках 1 и 2 в конечном счете определяют наименьшую крутизну характеристики вход — выход МУ и его коэффициенты усиления (следовательно, и точность стабилизации), то с этой точки зрения уменьшение изменения индукции $\Delta (\Delta B_y)$ при неизменном $\Delta B_{y,cp}$ (рис. 2,б) желательно, однако размеры сердечника будут при этом возрастать.

Размеры магнитопровода определяются одним из соотношений (6), (8) ÷ (9). При неизменной нагрузке сердечник лучше выбирать по (9a). В иных случаях удобнее пользоваться (9). Очевидно, для записи уравнений (8) ÷ (9a) по форме, аналогичной (6) следует заменить в них j согласно выражению (7).

Число витков рабочей обмотки определяется по (5) или (5a). Если нагрузка неизменна, то из (5a)

$$\omega_p = \frac{\Delta E}{2f S_c \Delta (\Delta B_y)}.$$

Это выражение может служить первым приближением и при $\Delta q \neq 0$.

Последующий расчет усилителя (учет управляющих обмоток, выбор провода обмоток и определение его сопротивления, размещение обмоток, построение характеристики вход — выход и т. д.) проводится по известной методике [Л. 1—4].

Принятые обозначения (в тексте и на рисунках):

e — напряжение питания;

МУС — магнитный усилитель (регулирующий орган);

I — измерительный элемент;

Δu — сигнал рассогласования;

U — промежуточный усилитель;

I_y — ток управления МУС;

D_1 и D_2 — дроссели магнитного усилителя;

R_n , U_n , I_n — соответственно сопротивление, напряжение и ток нагрузки;

ω_p — рабочие обмотки МУ.

Литература

1. Львов Е. Л., Расчет силовых магнитных усилителей, «Электричество», 1962, № 9.
2. Электротехнический справочник, изд. III, т. III, книга I, раздел 56, изд-во «Энергия», 1966.
3. Липман Р. А. и Негневицкий И. Б., Быстродействующие магнитные и магнитно-полупроводниковые усилители, Госэнергоиздат, 1960.
4. Липман Р. А. и Негневицкий И. Б., Магнитные усилители постоянного тока с самонасыщением, изд-во МЭИ, 1966.

[12.9.1967]



Графо-аналитический метод расчета времени срабатывания и тягового усилия магнитоуправляемых контактов

Инж. В. А. БУШУЕВ

Московский авиационный институт им. С. Орджоникидзе

Повышение требований к коммутационным элементам, применяемым в аппаратуре связи, телеметрии, вычислительной технике, приборостроении, системах обработки информации, авиационной и ракетной технике, привело к созданию новых устройств — магнитоуправляемых контактов. В таком устройстве две пластины из ферромагнитного материала (пермаллоя) впаиваются в противоположные торцевые стенки стеклянного баллончика (рис. 1). Между концами пластин, перекрывающимися друг друга, оставляется воздушный зазор. При воздействии внешнего магнитного поля возникает тяговое усилие, которое приводит к замыканию пластин, соприкасающиеся концы которых выполняют функции контактов. Для снижения переходного сопротивления контактирующие поверхности покрываются платиной, родием, серебром, золотом, кобальтом. Для исключения дугобразования баллончик заполняется инертным газом или в нем создается разрежение. Внешние выводы пластин служат для подпайки проводов.

Конструктивно магнитоуправляемые контакты могут быть выполнены различным образом [Л. 1, 2]. На рис. 2 показаны некоторые возможные варианты выполнения контактов. Замыкающие контакты могут иметь выводы с двух сторон баллончика (рис. 2,а) или, для удобства монтажа, с одной его стороны (рис. 2,б). У переключающих контактов одна из пластин выполняется из фосфористой бронзы (рис. 2,в). Переключающие контакты с нейтральным расположением пластины имеют два воздушных зазора (рис. 2,г) и дают возможность получить поляризованное устройство.

Широкое распространение получили магнитоуправляемые контакты, смачиваемые ртутью (рис. 2,д). Смачивание контакта производится ртутью, поднимающейся по капиллярам из резервуара, помещенного внизу баллончика. Смачивание ртутью позволяет получить низкое постоянное переходное сопротивление, избавиться от генерации шумов, появляющихся в результате колебаний пластин в электромагнитном поле, устранить дребезг контактов при их замыкании. Кроме того, при смачивании ртутью улучшается отвод тепла от контактов, что позволяет увеличить мощность коммутации.

В сравнении с электромагнитными реле магнитоуправляемые контакты обладают большим быстродействием, так как не имеют массивных элементов и трущихся в осях деталей. Время срабатывания магнитоуправляемых контактов — 0,5—2 мсек, время отпущения 0,5—1 мсек. Срок службы зависит от коммутируемой мощности. Так, например, обеспечивается 10^8 срабатываний при коммутации нагрузки мощностью до 6 Вт и 10^9 срабатываний при коммутации малых токов.

Контактное сопротивление благодаря отсутствию органических пленок более стабильно, чем у реле и составляет 0,03—0,2 Ом. Максимальный коммутируемый ток для сухих контактов достигает

3 А, наибольшая мощность коммутации 50 Вт. У контактов, смачиваемых ртутью, коммутационный ток может достигать 5 А, коммутируемая мощность 250 Вт.

Магнитоуправляемые контакты обладают высоким сопротивлением в разомкнутом состоянии (до 100 Мом). Намагничивающая сила, необходимая для срабатывания контакта, зависит от его типа и способа управления и находится в пределах от 20 до 200 А. Магнитоуправляемые контакты обладают стойкостью к воздействию сильной радиации.

К недостаткам магнитоуправляемых контактов следует отнести дребезг при соударении пластин (у магнитоуправляемых контактов, не смачиваемых ртутью). Однако этот недостаток можно устранить за счет оптимального выбора мощности, подводимой к обмотке в момент срабатывания.

Для устранения воздействия внешних магнитных полей магнитоуправляемые контакты помещаются в ферромагнитный экран.

Управление магнитоуправляемыми контактами может осуществляться как от постоянных магнитов, перемещающихся относительно баллончика, так и с помощью обмоток, создающих магнитное поле. Обычно магнитоуправляемые контакты (один или несколько) размещаются в катушке с обмотками, вставленной в корпус (ядро), выполненный из ферромагнитного материала (рис. 3). Такие устройства образуют реле на магнитоуправляемых контактах.

Высоковольтные вакуумные реле на магнитоуправляемых контактах могут коммутировать мощности до 750 Вт при напряжении до 3 000 В; при этом максимальный коммутируемый ток может достигать 4 А [Л. 2].

Коаксиальные переключатели на магнитоуправляемых контактах широко используются в телефонной и телевизионной радиорелейной связи [Л. 2]. Магнитоуправляемые контакты применяются как быстродействующие переключатели в логических и запоминающих цепях. Для этих целей используются различные комбинации магнитоуправляемых контактов с катушками и постоянными магнитами. Логические устройства такого типа дают возможность развязать гальванически входные и выходные

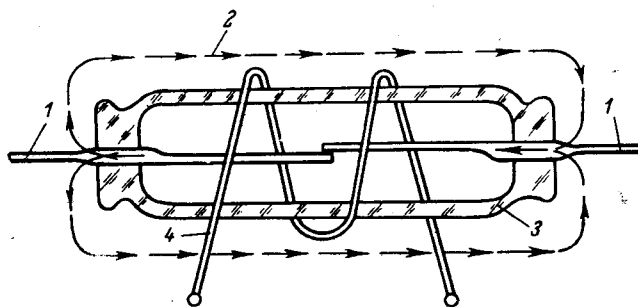


Рис. 1. Магнитоуправляемый контакт.

1 — пластины из ферромагнитного материала; 2 — магнитный поток; 3 — стеклянный баллончик; 4 — обмотка.

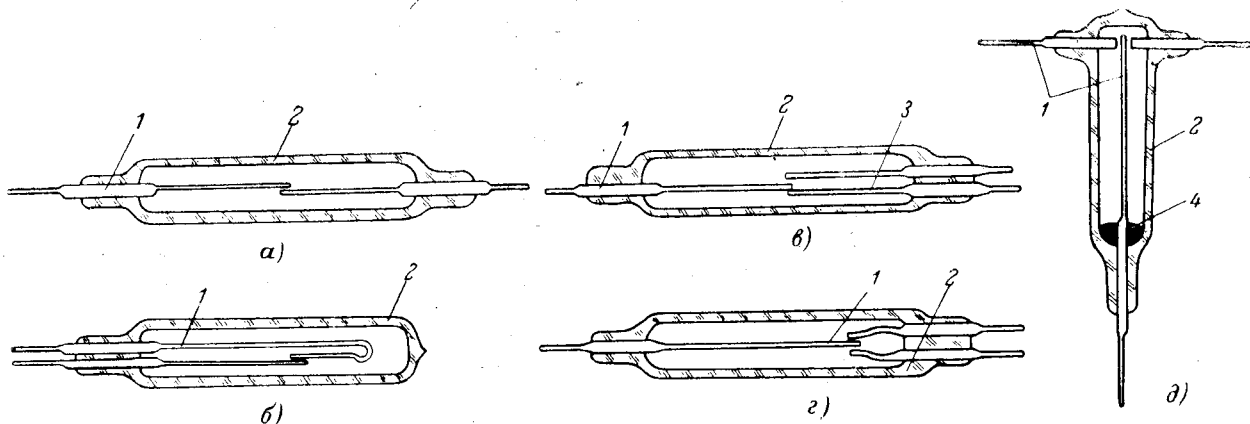


Рис. 2. Типы магнитоуправляемых контактов.

а — замыкающие контакты с последовательной магнитной цепью; б — замыкающие контакты с параллельной магнитной цепью; в — переключающие контакты; г — переключающие контакты с нейтральным расположением средней пластины; д — переключающие контакты, смачиваемые ртутью.
1 — пластина из ферромагнитного материала; 2 — стеклянный баллончик; 3 — пластина из фосфористой бронзы; 4 — ртуть.

цепи и осуществить независимое управление каждым из входящих в модуль контактов с помощью индивидуальной обмотки.

Таким образом, по своим техническим характеристикам магнитоуправляемые контакты занимают промежуточное положение между электромагнитными реле и полупроводниковыми переключателями, но обладают по сравнению с последними рядом преимуществ. К ним относятся возможность гальванической развязки управляемых и управляющих цепей, лучшие ключевые свойства (кроме быстродействия) и способность работать при повышенных напряжениях.

При расчете магнитной цепи магнитоуправляемых контактов необходимо построить тяговую характеристику $F_a = f(\delta)$, определить рабочую н.с. обмотки $(I\omega)_p$ и время срабатывания контактов $t_{ср}$.

Рассмотрим нейтральный замыкающий магнитоуправляемый контакт, помещенный с обмоткой в корпус (ядро), имеющий n участков стали с различными сечениями и длинами и паразитный воздушный зазор (рис. 3). Суммируя жесткости пластин и учитывая то, что для каждой пластины величина зазора равна $\frac{\delta_{\max}}{2}$ (считаем жесткости пластин одинаковыми), построим показанную на рис. 4 механическую характеристику $F_m = f(\delta)$. На рис. 4 обозначено:

$$\beta = \arctg 2c \frac{m_\delta}{m_F},$$

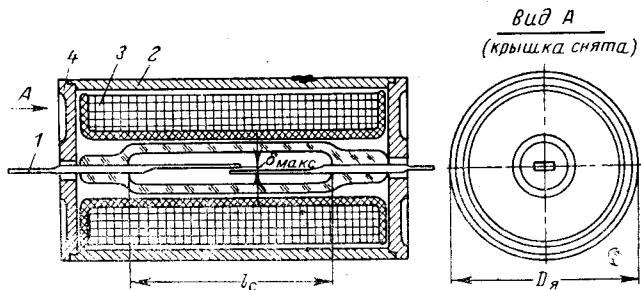


Рис. 3. Замыкающий магнитоуправляемый контур с ядром и катушкой.

1 — пластина из ферромагнитного материала; 2 — ядро; 3 — катушка; 4 — крышка.

где c — жесткость пластины;
 m_δ и m_F — масштабы по осям абсцисс и ординат.

Расчет магнитной цепи будем проводить графо-аналитическим методом, который для определения тяговой характеристики и времени срабатывания позволяет использовать одни и те же геометрические построения, а также учитывать потоки рассеяния [Л. 3 и 4]. Поскольку магнитопровод содержит участки стали с различными сечениями и имеются паразитные воздушные зазоры, будем строить приведенную кривую намагничивания. В этом случае магнитный поток Φ можно представить в виде

$$\Phi = \frac{H l_c}{R_c + R_1 + \dots + R_n + R_{\text{пар}} + R_v}, \quad (1)$$

где H — н.с. катушки;
 l_c — длина пластин;
 R_c — магнитное сопротивление пластин;
 $R_1, \dots, R_n$ — магнитные сопротивления участков магнитопровода;
 $R_{\text{пар}}$ и R_v — магнитные сопротивления паразитного и рабочего воздушных зазоров.

Решая (1) относительно H , получим:

$$H = \frac{B}{\mu_c} + \frac{B S_c l_1}{\mu_1 S_1 l_c} + \dots + \frac{B S_c l_n}{\mu_n S_n l_c} + \frac{B S_c \delta_{\text{пар}}}{\mu_0 S_{\text{пар}} l_c} + \frac{B S_c \delta_v}{\mu_0 S_v l_c}. \quad (2)$$

Здесь B — индукция в пластине;
 S — ее сечение;
 $S_1, \dots, S_n, S_{\text{пар}}, S_v$ — сечения участков магнитопровода, паразитного и рабочего воздушных зазоров;
 $l_1, \dots, l_n$ — длины участков магнитопровода;
 $\mu_c, \mu_1, \dots, \mu_n$ — магнитные проницаемости материала пластин и участков магнитопровода.

Уравнение (2) без последнего слагаемого в его правой части — это уравнение приведенной кривой намагничивания стали $B = f'(H)$. Последнее слагаемое дает уравнение приведенной прямой намагничивания рабочего воздушного зазора $B_v = f(H_v)$.

Вологодская областная универсальная научная библиотека
www.booksite.ru

Для построения механической характеристики $F_M = f(\delta)$ определим момент инерции пластин

$$J = \frac{bh^3}{12} = \frac{3 \cdot 10^{-3} \cdot 0,5^3 \cdot 10^{-9}}{12} = 31,2 \cdot 10^{-15} \text{ м}^4;$$

плечо приложения силы

$$L = \frac{l_c}{2} - \frac{l_b}{2} = 20 \cdot 10^{-3} - \frac{1 \cdot 10^{-3}}{2} = 19,5 \cdot 10^{-3} \text{ м}$$

и жесткость пластины

$$c = \frac{3EI}{L^3} = \frac{3 \cdot 1 \cdot 10^{11} \cdot 31,2 \cdot 10^{-15}}{(19,5 \cdot 10^{-3})^3} = 1,22 \cdot 10^3 \text{ н/м}.$$

Наибольшее значение силы, соответствующее минимальному воздушному зазору, будет равно:

$$F_{M \max} = c \delta_{\max} = 1,22 \cdot 10^3 \cdot 0,2 \cdot 10^{-3} = 0,244 \text{ (точка А на рис. 8)}.$$

Построение тяговой характеристики $F_a = f(\delta)$ покажем для зазора $\delta_1 = 0,15 \text{ мм}$. В этом случае $\alpha_1 = 40^\circ$ и $H_{a1} = 810 \text{ а/м}$ (определяется по рис. 7). Этой величине соответствует сила

$$F_{a1} = \frac{1}{2} (790 \cdot 2 \cdot 20 \cdot 10^{-3})^2 \cdot 4\pi \cdot 10^{-7} \frac{3 \cdot 10^{-3} \cdot 1 \cdot 10^{-3}}{(0,15 \cdot 10^{-3})^2} = 0,084 \text{ н,}$$

где $H_{a1} = 1300 - 510 = 790 \text{ а/м}$ (рис. 7).

Эта величина показана точкой Q на рис. 8. Точками P и R показаны значения F_a соответственно при минимальном и максимальном воздушных зазорах.

Определим скорость, развитую пластиной в конце первого интервала

$$V_1 = \sqrt{\left[\frac{1}{2} (850 \cdot 2 \cdot 20 \cdot 10^{-3})^2 \cdot 4\pi \cdot 10^{-7} \cdot 3 \cdot 10^{-3} \times \right.} \\ \left. \times 1 \cdot 10^{-3} \left(\frac{1}{0,15 \cdot 10^{-3}} - \frac{1}{0,2 \cdot 10^{-3}} \right) - \right.} \\ \left. - 0,031 (0,2 - 0,15) \cdot 10^{-3} \right] \cdot \frac{2}{0,25 \cdot 10^{-4}}} = 0,42 \text{ м/сек}$$

Таким образом, средняя скорость на этом интервале равна $0,21 \text{ м/сек}$. Следовательно, время прохождения пластиной первого интервала составит

$$\Delta t_1 = \frac{(0,2 - 0,15) \cdot 10^{-3}}{0,21} = 0,24 \cdot 10^{-3} \text{ сек}.$$

Производя аналогичные расчеты для остальных интервалов, получим суммарное время срабатывания, равное $0,40 \text{ мсек}$. При эксперименте это время оказалось равным $0,42 \text{ мсек}$.

Литература

1. Харазов К. И., Магнитоуправляемые контакты, «Приборы и средства автоматизации», 1966, № 12.
2. Магнитоуправляемые герметизированные контакты, части I и II, «Электротехническая промышленность за рубежом», Информстандартэлектро, 1967.
3. Сотсков Б. С., Основы расчета и проектирования электромеханических элементов автоматических и телемеханических устройств, изд-во «Энергия», 1965.
4. Рабинович Л. В., Электроавтоматика авиационных электромеханических установок, Оборонгиз, 1958.
5. Тер-Акопов А. К., Динамика быстродействующих электромагнитов, изд-во «Энергия», 1965.

[6.2.1968]

УДК 621.314.572

Анализ работы самовозбуждающегося последовательного инвертора на тиристорах

Доктор техн. наук А. В. ДОНСКОЙ и инж. В. Д. КУЛИК

Ленинград

Инвертор с обратными диодами, работающий на последовательный колебательный контур, в режиме независимого управления тиристорами имеет следующие существенные недостатки: незначительное время, отводимое для восстановления запирающих свойств тиристоров в начале пуска; низкий коэффициент использования тиристоров по мощности при больших добротностях колебательного контура нагрузки [Л. 1—3]. Этих недостатков можно избежать, если перевести инвертор в режим самовозбуждения. Проанализируем работу инвертора в этом режиме. Силовая схема инвертора приведена на рис. 1. Кривая тока нагрузки представлена на рис. 2.

Преобразователь работает следующим образом. Пусть в момент времени t_1 на тиристоры $T1$ и $T2$ подается импульс от управляющего устройства, которое выполнено так, что импульсы на тиристоры $T3$ и $T4$ подаются лишь по истечении времени t_b с момента перехода тока нагрузки i_n через нуль. Аналогично управляются и тиристоры $T1$ и $T2$. Время t_2 соответствует протеканию тока нагрузки через тиристоры $T1$, $T2$ или $T3$, $T4$; в течение времени t_b ток нагрузки проводят обратные диоды $D1$, $D2$

или $D3$, $D4$. Время t_b может быть задано как часть (t'_b) полупериода резонансной частоты ω_0 колебательного контура, т. е.

$$t_b = t'_b \frac{\pi}{\omega_0}. \quad (1)$$

Для интервала времени $t_1 \leq t \leq t_2$ справедливо следующее уравнение в операторной форме:

$$Li_n p - LI_{n0} + \frac{1}{pC} i_n = \frac{E}{p} + \frac{U_{c0}}{p}, \quad (2)$$

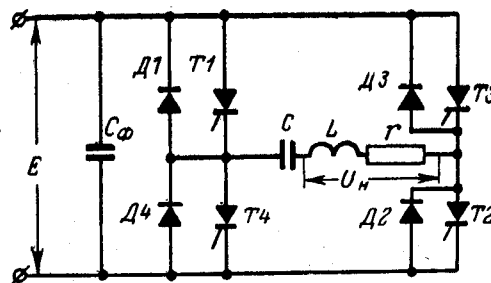


Рис. 1.

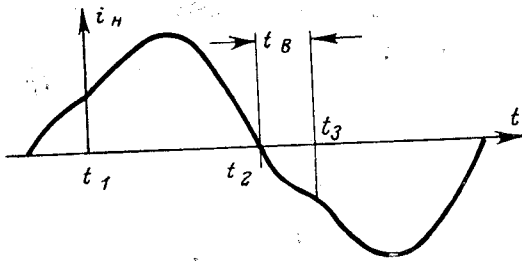


Рис. 2.

где $I_{н0}$, U_{c0} — ток и напряжение на емкости C в момент времени $t_1=0$.

Переходя от изображений к оригиналам, получим:

$$i_n'(t) = \frac{E + U_{c0}}{L\omega} e^{-\delta t} \sin \omega t + I_{н0} \left(\cos \omega t - \frac{\delta}{\omega} \sin \omega t \right) e^{-\delta t}; \quad (3)$$

$$U_c'(t) = \frac{I_{н0}}{\omega C} e^{-\delta t} \sin \omega t - (E + U_{c0}) \left(\cos \omega t + \frac{\delta}{\omega} \sin \omega t \right) e^{-\delta t} + E, \quad (4)$$

где

$$\omega = \omega_0 \sqrt{1 - \frac{1}{4Q^2}}; \quad (5) \quad \delta = \frac{r}{2L}; \quad (7)$$

$$\omega_0^2 = \frac{1}{LC}; \quad (6) \quad Q = \frac{\omega_0 L}{r}. \quad (8)$$

Из граничных условий

$$i_n(t_1) = -i_n(t_B + t_2); \quad (9)$$

$$-U_c(t_1) = U_c(t_B + t_2) \quad (10)$$

и условия

$$i_n(t) = 0 \quad (11)$$

соответственно получим:

$$I_{н0} = -\frac{E + U_{c0}}{\omega L} e^{-\frac{\delta}{\omega} \theta_3} \sin \theta_3 - I_{н0} \left(\cos \theta_3 - \frac{\delta}{\omega} \sin \theta_3 \right) e^{-\frac{\delta}{\omega} \theta_3}; \quad (12)$$

$$U_{c0} = \frac{I_{н0}}{\omega C} e^{-\frac{\delta}{\omega} \theta_3} \sin \theta_3 - (E + U_{c0}) \left(\cos \theta_3 + \frac{\delta}{\omega} \sin \theta_3 \right); \quad (13)$$

$$I_{н0} = -\frac{E + U_{c0}}{L\omega} A, \quad (14)$$

где

$$A = \frac{\operatorname{tg} \theta_2}{1 - \frac{\delta}{\omega} \operatorname{tg} \theta_2};$$

$$\theta_2 = \omega t_2;$$

$$\theta_3 = \omega(t_B + t_2).$$

Решив совместно (12) — (13), получим:

$$e^{\frac{\delta}{\omega} \theta_3} = \left(\frac{1}{A} + \frac{\delta}{\omega} \right) \sin \theta_3 - \cos \theta_3; \quad (18)$$

$$U_{c0} = EB, \quad (19)$$

$$B = \frac{1 - \left[\left(\frac{A}{1 - \frac{1}{4Q^2}} + \frac{\delta}{\omega} \right) \sin \theta_3 + \cos \theta_3 \right] e^{-\frac{\delta}{\omega} \theta_3}}{1 + \left[\left(\frac{A}{1 - \frac{1}{4Q^2}} + \frac{\delta}{\omega} \right) \sin \theta_3 + \cos \theta_3 \right] e^{-\frac{\delta}{\omega} \theta_3}}. \quad (20)$$

Подставив $I_{н0}$ и U_{c0} из (14) и (19) в (3) и (4), получим:

$$i_n(t) = \frac{E(1+B)}{L\omega} \left[\left(1 + \frac{\delta}{\omega} A \right) \sin \omega t - A \cos \omega t \right] e^{-\delta t}; \quad (21)$$

$$U_c(t) = -E(1+B) \left[\left(\frac{A}{1 - \frac{1}{4Q^2}} + \frac{\delta}{\omega} \right) \sin \omega t + \cos \omega t \right] e^{-\delta t} + E. \quad (22)$$

Напряжение на нагрузке

$$U_n(t) = U_c(t) - E. \quad (23)$$

Графическим решением (18) может быть найден угол θ_2 , а следовательно, и время $t_2 = \frac{\theta_2}{\omega}$. Макси-

мальные напряжения на емкости и нагрузке находят-ся из (22) и (23), если в них положить $t = t_2$:

$$U_{cm} = U_c(t_2); \quad (24)$$

$$U_{nm} = U_n(t_2). \quad (25)$$

Коэффициент использования тиристоров по мощности определится из выражения:

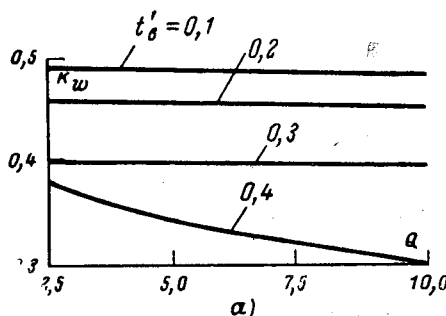
$$k_w = \frac{I_0 E}{I_{ср.т} U_{т.м} n}, \quad (26)$$

где E и I_0 — напряжение и ток источника питания инвертора;

$I_{ср.т}$, $U_{т.м}$ — соответственно среднее значение тока тиристора и максимальное напряже-

ние, прикладываемое к тиристор;

n — число тиристоров в схеме инвертора.



(15)

(16)

(17)

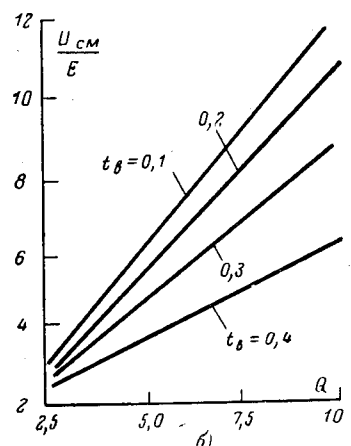
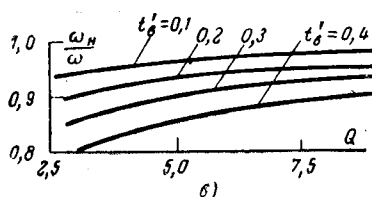


Рис. 3.

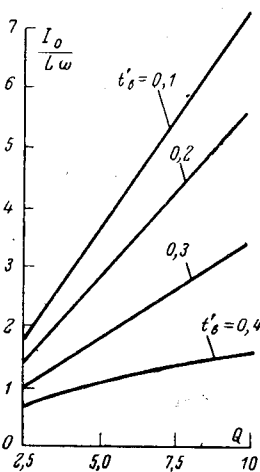
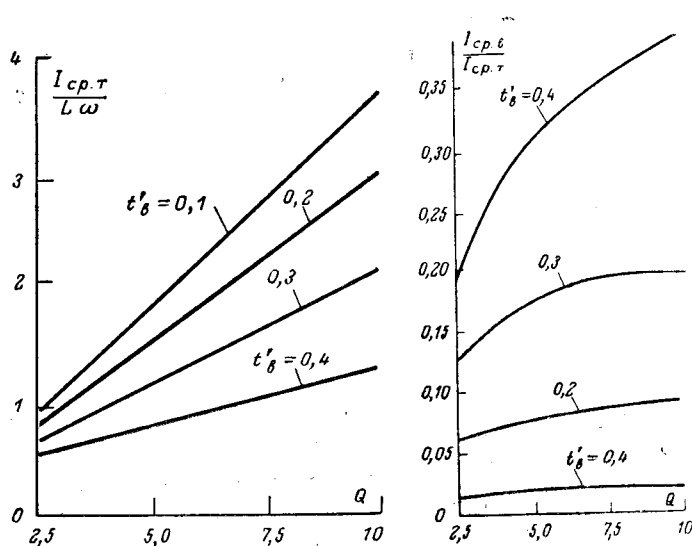


Рис. 4.

Так как $\frac{E}{U_{т.м}} \approx 1$ при $C_{\phi} \gg C$ [Л. 2];

$$I_0 = \frac{\omega}{\theta_3} \int_{t_1}^{t_2+t_2} i_n(t) dt; \quad (27)$$

$$I_{ср.τ} = \frac{\omega}{2\theta_3} \int_{t_1}^{t_2} i_n(t) dt, \quad (28)$$

то в результате получим:

$$k_W = \frac{2 \left\{ e^{-\frac{\delta}{\omega} \theta_3} \left[-\left(\frac{\delta}{\omega} + \frac{\delta^2}{\omega^2} A + A \right) \sin \theta_3 - \cos \theta_3 \right] + 1 \right\}}{\left\{ e^{-\frac{\delta}{\omega} \theta_2} \left[-\left(\frac{\delta}{\omega} + \frac{\delta^2}{\omega^2} A + A \right) \sin \theta_2 - \cos \theta_2 \right] + 1 \right\}}. \quad (29)$$

Задаваясь различными значениями $t'_в$, из вышеприведенных формул можно получить все зависимости, полностью характеризующие работу инвертора.

На рис. 3, а, б и в приведены соответственно зависимости коэффициента k_W , относительного максимального напряжения на емкости $\frac{U_{см}}{E}$ и отношения круговой частоты тока нагрузки $\omega_n = \frac{\pi}{\theta_3}$ к собственной

частоте колебательного контура ω от добротности Q при $t'_в = 0,1; 0,2; 0,3; 0,4$. Из рис. 3,а видно, что изменение k_W в диапазоне добротности $Q = 2,5 \div 10$

незначительно и его величина при $t'_в = 0,1; 0,2; 0,3$ лежит в пределах $0,4 \div 0,495$.

При независимом управлении инвертором [Л. 1] k_W в том же диапазоне изменения Q принимает значения $0,2 \div 0,45$.

Рис. 3,б показывает, что максимальное напряжение на емкости значительно превышает напряжение источника питания.

Кривые, приведенные на рис. 4 а, б и в, характеризуют зависимости относительных значений тока тиристора $\frac{I_{ср.τ}}{L\omega}$, тока, потребляемого от источника питания $\frac{I_0}{L\omega}$ и отношения средних значений тока диода

к току тиристора от добротности колебательного контура для $t'_в = 0,1; 0,2; 0,3; 0,4$.

Работа инвертора была проверена на макете преобразователя мощностью 2 кВт при частоте тока нагрузки до 2 кГц; напряжение источника изменялось в пределах $50 \div 200$ в.

Результаты эксперимента подтвердили правильность аналитического исследования.

Недостатком данного вида инвертора является большая скорость нарастания напряжения и тока тиристора.

Кроме того, при коммутации тока нагрузки с диода на тиристор, вследствие временной потери диодом запирающей способности, возникают броски тока.

Чтобы избежать этих недостатков, в цепь тиристорov нужно включить небольшие добавочные индуктивности и параллельно тиристорам подключить RC-цепочки [Л. 4 и 5].

Самовозбуждение инвертора осуществлялось следующим образом. Последовательно с нагрузкой включалась первичная обмотка трансформатора тока с сердечником из пермалоя. При переходе тока нагрузки через нуль на вторичной обмотке трансформатора возникал импульс напряжения, который подавался на вход ждущего мультивибратора. В результате на выходе мультивибратора формировался прямоугольный импульс напряжения, ширина основания которого определялась задержкой мультивибратора.

Дифференцированный задний фронт импульса подавался на усилитель, а затем с его выхода на управляющие электроды тиристорov. Время задержки мультивибратора выбиралось с таким расчетом, чтобы его величина была больше времени восстановления управляющей способности тиристорov.

Литература

1. Донской А. В., Смородинов В. В., Кулик В. Д., Переходные и установившиеся процессы в преобразователе частоты, «Электротехника», 1967, № 3.
2. Конрад Х., Вибропреобразователи на тиристорах для индукционного нагрева, «Elektrie», 1966, № 10.
3. Glimski B., BBC-Nachrichten, Dez., 1964.
4. Golde E. und Lehman G., Schwingkreisumrichter für induktive Erwärmung, AEG-Mitteilungen, 56 (1966), 7.
5. Кулик В. Д., Тиристорный инвертор с обратными управляемыми вентилями «Электротехническая промышленность», 1968, № 301.

[22.5.1968]

Методы расчета броска намагничивающего тока силовых трансформаторов в энергосистемах

Доктор техн. наук, проф. А. Д. ДРОЗДОВ,
канд. техн. наук В. А. БОРИСОВ

Новочеркасский политехнический институт им. С. Орджоникидзе
и Чувашский электротехнический научно-исследовательский институт

Бросок намагничивающего тока, возникающий при включении трансформаторов на холостой ход или при восстановлении напряжения после отключения внешнего короткого замыкания, оказывает серьезное влияние на работу релейных защит. Расчетам этого тока посвящено много работ, но практические методы по существу отсутствуют. До сих пор расчеты токов срабатывания дифференциальных защит трансформаторов по условию отстройки от бросков намагничивающего тока ведутся по упрощенной формуле [Л. 1]:

$$I_{с.з.мин} = (1 - 1,3) I_{ном}.$$

Такой метод приводит в ряде случаев к неоправданному понижению чувствительности защиты. Ее можно повысить, если учесть влияние сопротивления сети и параметров самого трансформатора на бросок намагничивающего тока. Выигрыш по чувствительности можно еще более увеличить, если учесть затухание тока. Следовательно, разработка методов расчета, пригодных для практических целей, является актуальной задачей.

Известно несколько методов расчета броска намагничивающего тока.

Метод замены кривой намагничивания прямой, проходящей через начало координат [Л. 2—4]. Такая замена кривой намагничивания приводит к простому уравнению для намагничивающего тока и удобна для объяснения качественной картины процесса. Однако метод совершенно не пригоден для установления количественных соотношений, так как неопределенным является наклон прямой. К тому же здесь невозможно (без искажения физической картины и действительной формы тока) учесть остаточную индукцию B_r , так как прямая проходит через начало координат.

Метод интегрируемой нелинейной аппроксимации [Л. 5—9]. В подавляющем большинстве работ кривая намагничивания заменяется гиперболическим синусом $H = \alpha \operatorname{sh} \beta B$. Кривая проходит через начало координат с некоторым наклоном, и по изложенным выше мотивам затруднительно учесть влияние остаточного потока. Поэтому в ряде работ [Л. 5 и 7] анализ произведен без учета остаточной индукции. Для устранения этого недостатка заданную кривую смещают на графике $B(H)$ влево или вверх до совпадения с остаточной индукцией путем добавления к уравнению постоянных членов. Это нарушает значения напряженностей и токов при других индукциях и дает неточные результаты. Метод отличается громоздкостью вычислений и не позволяет по формулам оценить влияние сопротивления сети. Отсутствует решение для трехфазных трансформаторов. Все сказанное относится и к другим интегрируемым нелинейным функциям.

Графо-аналитический метод [Л. 10 и 11]. Метод дает наглядную картину, но не позволяет получить общее решение и оценить влияние сопротивления

сети. Его следует рассматривать лишь как дополнительную возможность для анализа.

Метод кусочно-линейной аппроксимации [Л. 12—16] дает ряд преимуществ. Рассмотрим основы этого метода. У трансформаторов со сталью Э320—Э330 ток холостого хода составляет около 2%, индукция 1,65 тл, максимальная напряженность 800 а/м. Для релейной защиты представляет интерес расчет токов включения, превышающих 100% номинального, когда напряженность поля значительно выше $800 \frac{100}{2} = 4 \cdot 10^4$ а/м, а индукция выше 2,1 тл. При этом с достаточной точностью кривую намагничивания можно считать прямолинейной [Л. 20]:

$$B = \mu_0 H + B_s;$$

$$B_s = \mu_0 J_s = \text{const},$$

где B_s и J_s — индукция и намагниченность насыщения стали.

В [Л. 17] показано, что намагниченность насыщения практически достигается при напряженности 10^5 а/м. Поэтому индукция насыщения может быть определена на основе приведенных там же индукций при напряженности 10^5 а/м:

$$2,06 \text{ тл для стали Э42—Э43; } B_s = 2,06 - \mu_0 10^5 = 1,93 \text{ тл;}$$

$$2,13 \text{ тл для стали Э310—Э330; } B_s = 2,13 - \mu_0 10^5 = 2,00 \text{ тл.}$$

Последние цифры могут быть использованы в расчетах.

Остаточная индукция значительно увеличивает максимально возможные токи включения. В зарубежных источниках [Л. 13—16] даются противоречивые цифры. Для выявления остаточных индукций было испытано 56 отечественных трансформаторов мощностью от 100 до 32 000 кВА в энергосистемах и на Запорожском трансформаторном заводе. К обмотке высшего напряжения подводился постоянный ток, направление которого менялось. Измерение производилось веберметром, подключенным через делитель из магазинов сопротивлений к другой обмотке¹. Пересчет показаний веберметра Δa в значения индукции производится по формуле

$$\Delta B = \frac{m \Delta a}{S \omega},$$

где m — коэффициент, учитывающий делитель напряжения;

S, ω — сечение и число витков обмотки, используемой в качестве измерительной.

Относительное изменение индукции определяется по формуле без числа витков и сечения.

¹ Работа проводилась под руководством автора данной статьи А. С. Засыпкиным, А. В. Баевым и В. И. Люткевичем.

$$\Delta B_* = \frac{\Delta B}{B_{*m}} = \frac{m \Delta x}{S w} \frac{222 S w}{U_n} = 222 \frac{m \Delta x}{U_n},$$

где U_n — номинальное напряжение обмотки, используемой в качестве измерительной.

Процесс измерения включает четыре такта с отсчетом показаний веберметра: ток включен — α_1 , ток отключен — α_2 , отрицательный ток — α_3 , ток отключен — α_4 . Затем подключается ток первоначального направления для проверки замкнутости гистерезисного цикла. Разность $\alpha_1 - \alpha_3 = \Delta \alpha_m$ пропорциональна удвоенной индукции стержня

$$\Delta B_{m*} = 222 \frac{m \Delta \alpha_m}{U_n} = 2 B_{m*}.$$

Изменяя ток, можно подобрать $B_{m*} = 1$, тогда индукция будет равна номинальной. При этом разность $\alpha_2 - \alpha_4 = \Delta \alpha_r$ определяет остаточную индукцию

$$B_{r*} = \frac{B_r}{B_{nm}} = 111 \frac{m \Delta \alpha_r}{U_n}.$$

Опыты показали, что остаточная индукция колеблется в широких пределах. В среднем относительная индукция для трансформаторов:

110—220 кВ с горячекатаной сталью — 0,4;

6—10 кВ с горячекатаной сталью — 0,5;

всех напряжений с холоднокатаной сталью — 0,6.

На участке кривой намагничивания при $B < B_s$ напряженность поля мала и кривая может быть заменена отрезком прямой, совпадающей с осью ординат. На этом участке $H = 0$ проницаемость равна бесконечности, а индукция совпадает с намагниченностью $B = \mu_0 J$. При насыщении ($B > B_s$) можно принять, что дифференциальная магнитная проницаемость падает до проницаемости воздуха. В [Л. 18] показано, что при такой однозначной замене петли гистерезиса получаются вполне допустимые погрешности в расчетах процессов с большими амплитудами напряженностей поля.

Расчет приходится вести по зонам. При $B < B_s$ ток в цепи не протекает и определяется лишь потокосцепление, изменяющееся по синусоидальному закону. При насыщении в цепи начинает протекать ток и процесс аналогичен подключению контура rL на синусоидальное напряжение. При переходе от одного участка кривой намагничивания к другому должно выполняться условие непрерывности потокосцепления. В уравнениях учитываются ненулевые начальные условия и решения припасовываются друг к другу, что затруднительно и громоздко без цифровой вычислительной машины.

Метод достаточно проверен на практике [Л. 12 и 13]. В [Л. 14] приводится решение на цифровой вычислительной машине. Установлено, что отклонение расчетных данных от экспериментальных через 20 периодов не превышает 20%. В работе не учитывалось сопротивление сети. В [Л. 15 и 16] этот метод применен только для максимального броска тока в первый период. Метод разработан только для однофазной сети и с некоторыми допущениями может быть применен для трехфазной сети и трехфазных трансформаторов. Таким образом, метод кусочно-линейной аппроксимации является наиболее совершенным и может учитывать остаточный поток без искажения кривой намагничивания.

Метод определения тока включения приближенным интегрированием. На этом новом упрощенном методе остановимся более подробно. Согласно рис. 1 при переходном процессе

$$ri + \frac{d\Psi}{dt} = E_m \sin(\omega t + \alpha), \quad (1)$$

где $r = r_o + r_T$ — сумма эквивалентного сопротивления сети (включая все генераторы и др. элементы) и обмотки трансформатора;

Ψ — полное потокосцепление сети и обмотки трансформатора;

E_m — эквивалентная э. д. с. сети, которая согласно методу эквивалентного генератора равна напряжению до включения.

Из (1) получаем в относительных единицах [Л. 12]

$$\Psi_* = E_* [\cos \alpha - \cos(\omega t + \alpha)] + \Psi_{r*} - \omega r_* \int_0^t i_* dt, \quad (2)$$

где Ψ_{r*} — потокосцепление, соответствующее остаточной индукции. За базисные величины приняты номинальные параметры трансформатора:

$$U_n; I_{nm}; \Psi_{nm} = \omega S B_{nm} = \frac{\sqrt{2} U_n}{\omega}.$$

Если применить кусочно-линейную аппроксимацию кривой намагничивания, то ток будет протекать лишь при $\Psi_* > \Psi_{s*} = B_{s*}$. Тогда на основании выражения (2)

$$i_* = \frac{\Psi_* - \Psi_{s*}}{x_*} = \frac{E_*}{x_*} \left[A - \cos(\omega t + \alpha) - \frac{\omega r_*}{E_*} \int_0^t i_* dt \right], \quad (3)$$

где $x_* = x_{o*} + x_{T*}$ — сумма сопротивлений сети и обмотки трансформатора при замене стали воздухом;

$A = \frac{E_* \cos \alpha + \Psi_{r*} \Psi_{s*}}{E_*}$ — относительное смещение оси ко-

синусоиды тока по отношению к нулевой линии тока или потокосцепления по отношению к линии насыщения.

Для однофазного трансформатора x_T определяется по формулам для индуктивности катушки в воздухе [Л. 13—16, 20]. У трехфазного трансформатора

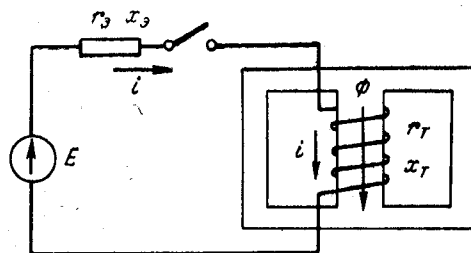


Рис. 1. Схема включения трансформатора.

матора максимальный ток появляется в обмотке крайнего стержня. Благодаря трехстержневому сердечнику и вторичной обмотке, соединенной треугольником, токи двух других фаз производят так называемый «помогающий эффект» [Л. 13]. Они создают дополнительную н. с. и снижают максимальный ток в первой фазе. Этот ток можно приблизительно определить по формуле (3), если индуктивность катушки в воздухе найти с учетом только магнитного сопротивления внутри нее, полагая, что остальное компенсируется токами других фаз, т. е. в соответствии с [Л. 15 и 16]:

$$x_T = \frac{\omega \mu_0 \omega^2 S}{l},$$

где S , l — сечение по среднему диаметру и длина катушки.

В эксплуатации параметры катушки обычно неизвестны. Поэтому для трансформаторов обычного типа (без разделения обмотки одного напряжения на части с включением внутрь обмотки другого напряжения) можно пользоваться приближенным выражением, полученным на основании опытов и расчетов,

$$x_{обм*} = x_{обм.внутр*} + U_{к*},$$

где $x_{обм.внутр*} = 10-14\%$ — индуктивное сопротивление внутренней обмотки, расположенной вблизи стержня. Чем выше ее напряжение, тем большую цифру следует принимать; меньшая цифра соответствует напряжению 6 кВ;

$U_{к*}$ — напряжение короткого замыкания между внутренней обмоткой и обмоткой, которая включается под напряжение.

Наибольший ток получается при $\alpha = 0$, что и принимается в дальнейшем. Так как при $\Psi < \Psi_*$ ток прекращается, то отрицательные значения тока по формуле (3) не принимаются во внимание. Без учета затухания, т. е. полагая в (3) $r = 0$, получим

$$i_* = \frac{E_*}{x_*} (A - \cos \omega t). \quad (4)$$

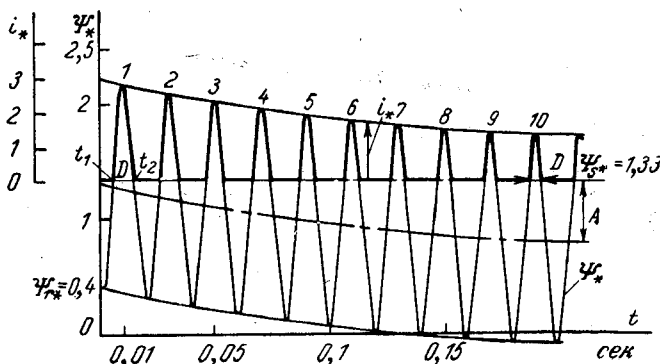


Рис. 2. Потокосцепление и ток при включении трансформатора.

Обозначим t_1 время начала насыщения, t_2 — конца. Тогда угол, соответствующий времени протекания тока, и смещение (рис. 2)

$$D = \omega t_2 - \alpha t_1; A = -\cos \frac{D}{2}. \quad (5)$$

Последние члены в выражениях (2) и (3) характеризуют затухание апериодической слагающей потокосцепления. Интеграл за период можно приблизительно вычислить без учета затухания подстановкой (4) в пределах от t_1 до t_2 . Тогда в (2) и (3) относительное затухание апериодической слагающей потокосцепления за период

$$F = \frac{\omega r_*}{E_*} \int_0^T i_* dt = \frac{\omega r_*}{E_*} \int_{t_1}^{t_2} i_* dt = \frac{r_*}{x_*} (AD + 2\sqrt{1-A^2}). \quad (6)$$

Сюда подставляются A и D , вычисленные в начале периода. При этом получается небольшая погрешность в сторону повышения затухания, но из-за неучета закругления кривой намагничивания и соответствующих этому токов получается дополнительная погрешность другого знака.

Определим максимум тока в первом периоде, положив в (3) $t = \frac{T}{2}$ (что дает высокую точность)

и учтя затухание (6) за полупериод, вычисленное по начальным значениям A и D ,

$$i_{макс*1} = \frac{E_*}{x_*} (A_0 + 1 - 0,5F_0). \quad (7)$$

Новое значение смещения, соответствующее максимуму тока,

$$A_1 = \frac{x_*}{E_*} i_{макс*1} - 1; D_1 = 2 \arccos(-A). \quad (8)$$

По этим значениям вычисляется затухание (6) за период. Тогда на основании (3) во втором и последующих периодах

$$i_{макс*n} = i_{макс*n-1} - F_{n-1} \frac{E_*}{x_*}. \quad (9)$$

Здесь второй член определяется согласно (8) и (6) по максимуму тока в предыдущем периоде. При необходимости можно определить максимум потокосцепления в каждом периоде из формулы (3)

$$\Psi_{макс*} = x_* i_{макс*} + \Psi_{с*}.$$

Иногда может потребоваться построение кривых потокосцепления и тока. Для этого приближенно примем, что апериодическая слагающая потокосцепления затухает по линейному закону в пределах от 0 до $0,5 T$, приобретая в конце найденное выше значение. Тогда в (2) для первого полупериода

$$\omega r \int_0^t i_* dt = \frac{E_* F_0 t}{2 \cdot 0,01},$$

где $\frac{E_* F_0}{2}$ — предельное значение интеграла при $t = 0,5 T$.

Подстановка в (2) дает потокосцепление в пределах от 0 до 0,01 сек и ток от момента насыщения t_1 до 0,01 сек:

$$\Psi_* = E_* (1 - \cos \omega t) + \Psi_{r*} - E_* F_0 \frac{t}{0,02}; i_* = \frac{\Psi_* - \Psi_{s*}}{x_*} \quad (10)$$

Дальнейшее определение потокосцепления лучше производить с новым отсчетом времени для каждого периода, начиная с максимума тока. Формула (2) в пределах от 0 до 0,02 сек для последующих периодов приобретает вид:

$$\Psi_* = E_* (\cos \omega t - 1) + \Psi_{\max * n-1} - F_{n-1} \frac{t}{0,02}$$

График показан на рис. 2. Согласно (10) кривая потокосцепления, лежащая выше Ψ_s , является в некотором масштабе током.

Пример. Трехфазный трансформатор 10 Мва с напряжениями 35/6,6 кВ и соединением звезда — треугольник включался со стороны 35 кВ (нейтраль не заземлена). Активное сопротивление одной фазы обмотки 35 кВ составляет 0,515 Ом, намагничивающий ток 3,8% (горячекатаная сталь), напряжение короткого замыкания 7,55%. Все величины в примере взяты из паспортов трансформаторов. Активные сопротивления включают только сопротивления проводников.

Примем индуктивное сопротивление внутренней обмотки 10% (см. выше), тогда для наружной обмотки 35 кВ

$$x = x_{\text{внутр}} + x_k = 10 + 7,55 = 17,55\%$$

Эквивалентное сопротивление сети включает трансформатор 20 Мва, 110/38,5 кВ, напряжение короткого замыкания 17,2%. Его сопротивление в относительных единицах, приведенных к базисным параметрам включаемого трансформатора, т. е. к базисным [Л. 19]

$$x = 17,2 \frac{10}{20} \left(\frac{38,5}{35} \right)^2 = 10,4\%$$

Автотрансформатор 120 Мва (220/121 кВ, напряжение короткого замыкания 11,6%), воздушные токопроводы и линии, кабели 35 кВ имеют рассчитанное сопротивление 2,0%, приведенное к базисным величинам [Л. 19]. Общее индуктивное сопротивление 30%.

Активное сопротивление обмотки 35 кВ включаемого трансформатора при базисных условиях [Л. 19]

$$r = 0,515 \frac{10 \cdot 100}{35^2} = 0,42\%$$

У трансформатора 20 Мва, 110/38,5 кВ потери короткого замыкания 152,8 кВт, его активное сопротивление

$$r = \frac{0,1528}{20} \frac{10}{20} \left(\frac{38,5}{35} \right)^2 100 = 0,465\%$$

Аналогичным образом пересчитанные сопротивления автотрансформатора 120 Мва, двух параллельных кабелей 35 кВ сечением по 120 мм², длиной 720 м, воздушных токопроводов и линий и других элементов сети составляют 0,43%. Общее активное сопротивление 1,3%.

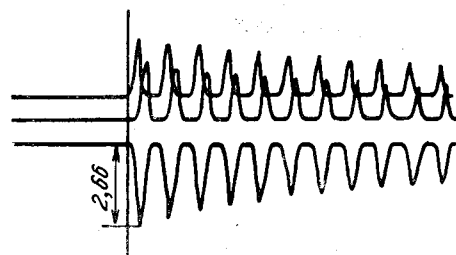
Рассчитаем бросок намагничивающего тока приведенным методом приближенного интегрирования. Включение производилось при пониженном напряжении в сети (до включения) $E_* = 0,9$. Остаточная индукция горячекатаной стали $B_{r*} = \frac{1,93}{1,44} = 1,33$. Сместив в начальный момент (3) и угол протекания тока (5)

$$A_0 = \frac{0,9 + 0,4 - 1,33}{0,9} = -0,033; D_0 = 3,08 \text{ рад.}$$

Максимум тока без учета затухания (4)

$$i_{\max *} = \frac{0,9}{0,3} (-0,033 + 1) = 2,9.$$

Рис. 3. Осциллограмма токов включения трансформатора 10 Мва, 35/6,6 кВ.



Затухание аperiodической слагающей потокосцепления за первые полпериода (6)

$$0,5F = \frac{1,3}{2,30} (-0,033 \cdot 3,08 + 2 \sqrt{1 - 0,033^2}) = 0,041.$$

Максимум тока в первый период с учетом затухания (7)

$$i_{\max *1} = \frac{0,9}{0,3} (-0,033 + 1 - 0,041) = 2,77.$$

Потокосцепление

$$\Psi_{\max *1} = 0,3 \cdot 2,77 + 1,33 = 2,16.$$

Новое значение смещения (9)

$$A_1 = \frac{0,3}{0,9} 2,77 - 1 = -0,0767; D_1 = 2,96 \text{ рад.}$$

Затухание аperiodической слагающей потокосцепления в первом периоде (6)

$$F_1 = \frac{0,013}{0,3} (-0,0767 \cdot 2,96 + 2 \sqrt{1 - 0,0767^2}) = 0,0766.$$

Максимум тока во втором периоде (9)

$$i_{\max *2} = 2,77 - \frac{0,9}{0,3} 0,0766 = 2,54.$$

Далее расчет повторяется. Результаты даны в таблице.

Относительные максимумы тока по периодам

Номер периода	1	2	3	4	5	7	10
Расчет с приближенным интегрированием	2,77	2,54	2,34	2,17	2,01	1,74	1,40
Расчет с приспособыванием по периодам	2,77	2,56	2,38	2,24	2,09	1,85	1,55
Осциллограмма	2,66	2,40	2,28	1,98	1,83	1,55	1,27

Там же приведены результаты расчета с кусочно-линейной аппроксимацией с затуханием аperiodической слагающей потокосцепления и тока только во время насыщения от t_1 до t_2 , когда протекает ток, с приспособыванием результатов. В последней строке даны максимумы тока из осциллограммы включения рассматриваемого трансформатора (рис. 3). Взята осциллограмма с наибольшими токами из 40 опытов. Сравнение опытных данных с расчетными показывает, что погрешность не превышает 10%, что вполне допустимо для выбора тока срабатывания защиты. При этом меньшую погрешность имеет расчет с приближенным интегрированием.

Предлагаемый метод приближенного интегрирования позволяет с достаточной для релейной защиты точностью определить бросок намагничивающего тока силового трансформатора с учетом сопротивления сети и затухания во времени.

Литература

1. Руководящие указания по релейной защите, ч. 4, Госэнергоиздат, 1962.
2. Рюденберг Р., Переходные процессы в электроэнергетических системах, Изд. иностранной литературы, 1955.
3. Петров Г. Н., Электрические машины, ч. I, изд-во «Энергия», 1965.
4. Костенко М. П. и Пиотровский Л. М., Электрические машины, ч. I, изд-во «Энергия», 1964.

5. Богуш А. Г., О броске намагничивающего тока при включении трансформаторов, «Электричество», 1957, № 2.
6. Вишневский А., Анализ токов включения силовых трансформаторов, Известия вузов, «Электромеханика», 1960, № 9.
7. Saviuc V., Corlatearu V., Mirgu Zaira. Regimuri tranzitorii la conectarea transformatoarelor trifazate «Studii si cercetari stiint. Acad. RPR Fil. Iasi Fiz. si stiinte tech.», 1960, 11, № 2, 215—228.
8. Baba Jun-ichi, Mori Takesi. Mitsubisi denki, 1959, 33, № 12, 1749—1752.
9. Певзнер Е. М., Включение ненагруженного трансформатора на синусоидальное напряжение, Известия вузов, «Приборостроение», 1959, № 2.
10. Бессонов Л. А., Переходные процессы в нелинейных электрических цепях со сталью, Госэнергоиздат, 1951.
11. Михайлов Х. Л., Дифференциальная защита трансформаторов, автореферат диссертации на соискание ученой степени кандидата технических наук, МЭИ, 1965.
12. Дроздов А. Д., Электрические цепи с ферромагнитными сердечниками в релейной защите, изд-во «Энергия», 1965.
13. Sonnemman W. K., Wagher G. L., Rocefeller G. B. Magnetizing inrush phenomena in transformer Banks, Power Apparatus and Systems, Oktober, 1958, № 38.
14. Holcomb J. E., Distribution transformer magnetizing inrush current, Power Apparatus and Systems, December, 1961, № 57.
15. Schmidt W., Vergleich der Grosstwerte des Kurzschluss und Einschaltstromes von Einphasentransformatoren, ETZ, Ausg. A, Bd. 79, 1958, nr. 21, S. 801—806; Bd. 82, 1961, № 15, S. 471—474.
16. Huber F., Einschaltstromstösse von Verteiltransformatoren, BVMitt. 1965, Nr T-11-12, S. 908—916.
17. Дружинин В. В., Магнитные свойства электротехнической стали, Госэнергоиздат, 1962.
18. Подгорный Э. В. и Хлебников С. Д., О выборе расчетной характеристики намагничивания трансформаторов тока в переходных режимах, «Электричество», 1966, № 9.
19. Ульянов С. А., Электромагнитные переходные процессы в электрических системах, изд-во «Энергия», 1964.
20. Электротехнический справочник под редакцией проф. Фессоров МЭИ, Госэнергоиздат, 1962.

[26.6.1968]

ОТКРЫТА ПОДПИСКА НА 1969 г.

на ежемесячный научно-технический журнал
Академии наук СССР и Госкомитета по использованию
атомной энергии СССР

«АТОМНАЯ ЭНЕРГИЯ»

(индекс 70025)

ЖУРНАЛ ОСВЕЩАЕТ достижения науки и техники в области мирного использования атомной энергии. Печатает оригинальные и обзорные статьи советских и зарубежных авторов по следующим тематическим направлениям: ядерная энергетика, сырье и материалы для атомной промышленности, применение изотопов и излучений в народном хозяйстве, нейтронная физика, физика плазмы, ускорители заряженных частиц, непосредственное преобразование ядерной энергии в электрическую, радиационная безопасность.

ЖУРНАЛ ИМЕЕТ РАЗДЕЛЫ «Новости науки и техники» и «Библиография», где печатаются отчеты о конференциях, совещаниях и поездках, сообщения об открытиях и новых установках, рефераты и информации о новых книгах и журналах. В журнале регулярно публикуется реклама советских организаций и зарубежных фирм.

ЖУРНАЛ РАССЧИТАН на специалистов в области производства, преобразования и использования атомной энергии, а также на научных работников и специалистов смежных областей науки и техники, профессорско-преподавательский состав, аспирантов и студентов старших курсов.

В СССР подписка на журнал «Атомная энергия» принимается в любое время без ограничения всеми отделами «Союзпечати», конторами и отделениями связи и общественными уполномоченными по подписке на предприятиях и в учреждениях. Подписная цена на год 12 руб.; цена отдельного номера 1 руб.

За рубежом подписку принимают книготорговые фирмы, имеющие деловые связи с В/О «Международная книга» (V/O MEZDUNARODNAJA KNIGA).

Исследование основных показателей расчетных нагрузок городских электрических сетей

Инж. Е. А. НЕРСЕСЯН

Армянский научно-исследовательский институт энергетики

Правильное определение расчетных нагрузок городских электрических сетей зависит не столько от выбора того или другого метода расчета, сколько от достоверности принятых коэффициентов (показателей), характеризующих эти нагрузки. При наличии таких экспериментально обоснованных показателей рациональная методика расчета электрических нагрузок может быть создана только на базе теории вероятностей, ибо нагрузки подвержены существенным случайным колебаниям, носящим, особенно в городских сетях, массовый характер. Исследованиям этих показателей и посвящена настоящая работа.

В течение 1965—1967 гг. группой работников лаборатории электрических сетей Арм. НИИЭ под руководством автора были проведены анкетные обследования 1110 квартир в 57 жилых домах, расположенных на характерных участках Еревана и измерение фактических нагрузок этих домов¹.

Исследования проводились в низковольтных сетях, питающих жилые дома с печным и центральным отоплением, с газификацией быта и без нее, рассматривались только квартиры с посемейным заселением. В части применения стационарных кухонных электроплит, новых приборов в быту и для определения показателей перспективных нагрузок жилых домов были использованы данные отечественной и зарубежной практики.

Ниже приводятся результаты исследований.

Необходимое число и точность измерений. При экспериментальном исследовании электрических нагрузок важную роль играет определение необходимого числа измерений, от чего зависит и точность исходных характеристик нагрузок. Согласно [Л. 1] необходимое число измерений определяется выражением

$$n = 3,84 \left(\frac{\nu \%}{\Delta \%} \right)^2,$$

где ν — коэффициент вариации,

Δ — точность измерений.

Необходимая точность при измерении электрических нагрузок принимается $\pm 10\%$ из того соображения, что более высокая точность не будет менять результаты выбора стандартной мощности трансформатора или сечения кабеля.

Пределы изменения коэффициента вариации электрической нагрузки трансформаторов, питающих жилые и общественные здания, согласно [Л. 2], составляют 10—15%.

В условиях городских низковольтных сетей чи-

сло необходимых измерений нагрузок для одной точки сети находится в пределах

$$\text{от } n = 3,84 \left(\frac{10}{10} \right)^2 \approx 4$$

$$\text{до } n = 3,84 \left(\frac{15}{10} \right)^2 \approx 9.$$

Расчетная продолжительность максимума нагрузки. Как известно, выбор параметров действующих сетей по предельным нагревам зависит от установленной продолжительности максимума нагрузки. По этому показателю судят об интервалах времени, в течение которого необходимо произвести замеры нагрузок.

Согласно [Л. 3], величина интервала осреднения принимается равной трем постоянным времени нагрева проводника. При расчете промышленных сетей в качестве интервала осреднения принимается 30 мин. Так как постоянные времени нагрева для различных марок и сечений проводов и кабелей в зависимости от вида прокладки различны, то интервалы осреднения для различных звеньев городской сети тоже должны быть различными. Для внутриквартирных сетей, имеющих малые сечения проводов, расчетная продолжительность максимума нагрузки принимается 15 мин. Для проводов и кабелей, проложенных в воздухе и в трубах, $T = 30$ мин при сечениях до $3 \times 25 \text{ мм}^2$. Для проводов воздушных линий сечением до 50 мм^2 и для кабелей подземных линий сечением до 25 мм^2 продолжительность максимума можно также принимать 30 мин. Для подземных кабельных линий сечением 240 мм^2 продолжительность максимума доходит до 135 мин, а для воздушных кабельных линий того же сечения — до 270 мин и т. д. В конкретных случаях можно руководствоваться данными, приведенными в табл. 4-29 [Л. 4].

Величина максимума нагрузки. Под величиной максимума нагрузки жилых домов принималась ее фактическая величина длительностью 30 мин. Замеры фактических нагрузок производились на вводах указанных домов через каждые полчаса, в каждом доме не менее 4—9 раз в различные дни зимнего максимума. По результатам получасовых замеров строились суточные графики нагрузок отдельных домов и усредненные графики для жилых домов города. Анализ суточных графиков позволил сделать вывод, что максимальная нагрузка жилых домов зимой приходится от 19 до 21 часа.

Обработка данных замеров фактических нагрузок показала, что максимальная нагрузка жилых домов колеблется в большом диапазоне и является случайной величиной. По данным измерения были

¹ В экспериментах принимали участие работники электротехнического отдела Ереванпроекта и отдела коммунальной энергетики Армянского отделения Энергосетьпроекта.

Таблица 1

Результаты измерений максимальных фазных нагрузок жилых зданий г. Еревана

Характеристика зданий	Число квартир	Число измерений	Максимум нагрузки, а			Удельный максимум нагрузки на квартиру, квт		
			средний	среднеквадратическое отклонение	наибольший измеренный	средний	максимально возможный	наибольший измеренный
Жилые дома с огневыми плитами	12	30	9,3	2,1	15,9	0,51	0,85	0,87
	48	33	31,0	5,9	50,9	0,43	0,67	0,69
	56	32	36,1	6,1	54,0	0,42	0,63	0,63
	60	27	39,5	6,3	55,2	0,42	0,64	0,61
	75	24	44,6	7,0	57,3	0,40	0,58	0,50
	100	19	56,2	9,2	75,0	0,37	0,55	0,49
Жилые дома с газовыми плитами	144	15	77,0	9,5	96,4	0,35	0,48	0,44
	24	83	11,4	3,0	20,0	0,32	0,56	0,55
	32	96	17,0	3,8	25,5	0,33	0,58	0,52
	60	84	28,1	4,9	46,7	0,31	0,47	0,51
	80	27	38,9	6,0	55,2	0,32	0,46	0,45
	129	12	59,1	7,3	74,3	0,30	0,41	0,38
	180	9	79,3	8,1	101,0	0,29	0,38	0,37

построены статистические ряды и полигоны распределения максимальной нагрузки, которые проверялись на согласованность с нормальным законом распределения с помощью критерия Колмогорова.

Результаты измерения и расчет удельных величин нагрузки приведены в табл. 1.

Коэффициент реактивной мощности. До сих пор считалось, что в электрических сетях жилых домов реактивная составляющая общей нагрузки незначительна. Поэтому коэффициент мощности $\cos \varphi$ принимался равным единице. В настоящее время это предположение не соответствует действительности. В связи с широким применением в быту таких массовых электроприемников как холодильники, пылесосы, полотеры, комнатные вентиляторы, телевизоры и т. д., реактивная мощность бытовой нагрузки резко увеличилась. Для выявления этой величины были произведены замеры счетчиками активной и реактивной энергий, потребляемых жилыми домами. На основании этих замеров были построены графики активных и реактивных нагрузок жилых домов. На рисунке приведен один из этих графиков. Дом 120-квартирный, газифицированный, 5-этажный, без лифта. В ночное время реактивная составляющая нагрузки больше активной, что связано с работой холодильников. В вечерние часы она увеличивается из-за подключения в сеть большого количества телевизоров.

Для определения $\cos \varphi$ необходимо измерить, кроме активной мощности, еще ток и напряжение. Наиболее удобным и точным методом определения опытным путем коэффициента мощности является метод определения $\operatorname{tg} \varphi$. Для трехфазной сети определение $\operatorname{tg} \varphi$ удобно и при двух однофазных ваттметрах:

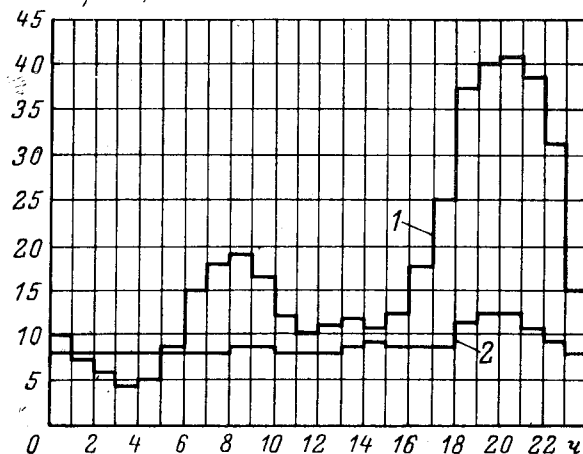
$$\operatorname{tg} \varphi = \sqrt{3} \frac{P_2 - P_1}{P_2 + P_1},$$

где P_1 и P_2 — показания ваттметров фаз А и С.

$\operatorname{tg} \varphi$ непосредственно характеризует реактивную мощность. Поэтому при расчетах электрических сетей вместо $\cos \varphi$ целесообразно ввести коэффициент реактивной мощности $\operatorname{tg} \varphi$.

Средние значения этого коэффициента для отдельных приемников приведены в табл. 2.

квт, квар



Усредненные суточные графики мощностей 120-квартирного жилого дома за январь месяц 1968 г.

1 — активная; 2 — реактивная.

Включенная мощность и коэффициент загрузки приборов. Поскольку не все электробытовые приборы включаются на полную мощность, целесообразно ввести понятие включенной мощности, означающей среднюю величину загрузки данного прибора при его действии.

Коэффициент загрузки k_a есть отношение включенной мощности к номинальной. Для таких электробытовых приборов, как утюги, нагревательные приборы, духовки, стационарные электроплиты и т. д., с регулировкой мощности нагревательных элементов и рабочей температуры конфорок включение зависит от режима электропотребления абонентов и для них $k_a \leq 1$. Средний коэффициент загрузки может быть определен или априорно на основании предполагаемого способа применения приборов в быту или из опыта. Например, если электроплита номинальной мощностью 2 квт за 6 ч работы потребляет 7 квт·ч энергии, то

$$k_a = \frac{\Sigma}{tP_n} = \frac{7}{6 \cdot 2} = 0,58.$$

Таблица 2

Наименование электробытовых приборов	Коэффициент реактивной мощности	Коэффициент загрузки	Мощность			Средняя вероятность участия в максимуме	Современный (исходный период)				Перспективный (расчетный) период					
			активная, <i>вт</i>	реактивная, <i>вар</i>	полная включенная, <i>ва</i>		Квартиры с газовыми плитами		Квартиры с газовыми плитами		Квартиры с газовыми плитами		Квартиры с газовыми плитами		Квартиры с газовыми плитами	
							насыщен- ие	нагрузка, <i>ва</i>	насыщен- ие	нагрузка, <i>ва</i>	насыщен- ие	нагрузка, <i>ва</i>	насыщен- ие	нагрузка, <i>ва</i>	насыщен- ие	нагрузка, <i>ва</i>
Освещение с лампами накаливания	—	1,0	310/350*	—	310/350*	0,5	1,00	155	1,00	155	0,85	149	0,85	149	0,85	149
То же, люминесцентными лампами	1,75	1,0	160	280	320	0,5	—	—	—	—	0,15	24	0,15	24	0,15	24
Радиоприемники	0,40	1,0	68	27	73	0,3	0,75	16	0,73	16	0,95	21	0,95	21	0,95	21
Телевизоры	0,45	1,0	146	66	160	0,5	0,68	55	0,67	54	0,90	72	0,90	72	0,90	72
Утюги	—	0,8	450	—	360	0,07	0,59	15	0,95	24	0,70	18	1,00	25	1,00	25
Холодильники	1,56	1,0	78	122	144	0,2	0,55	16	0,45	13	0,95	27	0,95	27	0,95	27
Стиральные машины	1,17	1,0	251	294	386	0,06	0,21	5	0,40	9	0,30	7	0,50	12	0,50	12
Пылесосы	1,20	1,0	272	326	425	0,04	0,30	5	0,15	2	0,80	14	0,80	14	0,80	14
Плитки	—	1,0	672	—	672	0,14	—	—	0,96	90	—	—	1,00	94	—	—
Духовки	—	0,6	1076	—	646	0,05	—	—	0,16	5	—	—	0,30	10	—	—
Чайники, кастрюли, самовары и пр.	—	0,9	600	—	540	0,1	—	—	0,10	5	—	—	0,30	16	—	—
Радиаторы, камины, рефлекторы	—	0,7	700	—	490	0,2	—	—	0,05	5	—	—	0,15	15	0,15	15
Электроплиты	—	0,57	5 000	—	2 850	0,1	—	—	—	—	—	—	—	—	1,00	235
Прочие неучтенные	1,0	0,9	700	700	900	0,1	0,20	18,0	0,20	18	0,20	18	0,20	18	0,20	18
Новые приборы	1,3	1,0	427	555	700	0,1	—	—	—	—	0,20	14	0,30	21	0,40	28
Итого								285		396		364		518		690

* Мощность освещения для перспективного периода принимается 350 вт.

Средние коэффициенты загрузки для отдельных приборов приведены в табл. 2.

Средняя условная вероятность участия приборов в максимуме нагрузки. Известно, что выбор параметров сети и мощности трансформаторов производится по величине максимальной нагрузки, поэтому необходимо было знать среднюю вероятность p участия отдельных приборов в максимуме нагрузки. Этот показатель характеризует для каждого прибора не собственный максимум, а включенную мощность этого прибора во время максимума общей нагрузки. Дополнительно были собраны 10 000 анкетных данных ежедневных наблюдений жильцами включенного состояния имеющихся у них приборов, на основании которых определилась средняя вероятность

$$p = \frac{\sum_{i=1}^N n}{30N},$$

где n — число, показывающее, сколько раз в течение месяца данный прибор находился во включенном состоянии в 8 ч вечера; N — число квартир, имеющих данный прибор.

Значения p для отдельных приборов приведены в табл. 2. Они не могут оставаться постоянными, а будут изменяться в зависимости от числа квартир, быта семьи и других причин, определяющих электропотребление.

Насыщение квартир электробытовыми приборами. Уровень насыщения квартир различными бытовыми приборами зависит от многих факторов, как, например, местных климатических условий, наличия газификации и теплоснабжения жилых домов, культурного уровня населения и т. д. Этот по-

казатель меняется не только для разных городов, но и в течение времени. Анализ данных обследования жилых помещений г. Еревана за 3 года, после математической обработки и сравнения с аналогичными данными для других городов, позволил выявить средний уровень насыщения квартир бытовыми приборами для нашей страны. Результаты этого анализа для современного и перспективного периодов приведены в табл. 2.

К прочим приборам относятся сушилки для белья, посудомойки, кухонные машины, вентиляторы, швейные машины, электрогрелки, электробритвы и т. д.

К новым электроприборам относятся комнатные кондиционеры, морозильники, мусородробилки, воздухоочистители для кухонь с газовыми плитами и т. д.

По исследованным данным основных показателей электрических нагрузок жилых домов была рассчитана средняя мощность от каждого прибора и всех приборов в целом на квартиру для современного и перспективного периодов. Результаты расчетов сведены в табл. 2.

Литература

1. Панченко А. М., Определение необходимого числа измерений при экспериментальном исследовании электрических нагрузок, «Электричество», 1965, № 10.
2. Федосенко Р. Я., Трансформатор в местной распределительной сети, Изд-во МКХ РСФСР, 1963.
3. Волобрийский Г. Д. и др., Электрические нагрузки промышленных предприятий, изд-во «Энергия», 1964.
4. Справочник по электроустановкам промышленных предприятий, часть 1, проектирование электроустановок промышленных предприятий, Госэнергоиздат, 1963.

[9.2.1968]

Неполнофазные режимы асинхронных электродвигателей с заземленной нейтралью

Инж. М. А. ТЮТЮННИК

Рязань

Один из наиболее частых видов повреждения электрических сетей низкого напряжения — обрыв фазы. Неполнофазные режимы расстраивают технологические процессы и являются причиной сильных повреждений обмоток двигателей. При существующих схемах включения длительная работа двигателя при потере даже одной фазы невозможна, если он загружен до мощности, близкой к номинальной. Однако внезапная остановка двигателя может привести к большим убыткам. Например, при потере фазы двигателей группы металлорежущих станков весь режущий инструмент будет поврежден.

Как показали расчеты и опыты, характеристики двигателя при оборванной одной фазе цепи статора резко меняются при объединении нейтралей двигателя и трансформатора. Кратность максимального момента, например, для некоторых типов электродвигателей может оказаться больше единицы. Следовательно, двигатель самопроизвольно не затормозится и может быть оставлен кратковременно в работе, пока обслуживающий персонал не примет меры к разгрузке и нормальной остановке механизма. В ряде случаев, при острой необходимости, можно осуществить пуск двигателя при оборванной одной фазе сети. Такой опыт был многократно проведен автором на электроприводе одной из задвижек. Никаких повреждений электродвигателя не наблюдалось. После эксперимента он работал нормально.

Если электродвигатель значительно недогружен и нуль его заземлен, он может продолжать работать даже при потере двух фаз.

Как показывает практика, кратковременная (до одной минуты) работа низковольтных электродвигателей на двух фазах с заземленным нулем допустима всегда. Вопрос о возможности того или иного неполнофазного режима электродвигателя должен решаться в каждом конкретном случае отдельно для данного механизма или группы однотипных механизмов. Для этого нужно построить характеристики двигателя, оценить его перегрузку в соответствующем режиме и определить время, в течение которого этот режим возможен.

Комплексные схемы замещения трехфазной электрической сети при обрыве одной и двух фаз изображены на рис. 1, а и б. На этих схемах:

$$\left. \begin{aligned} Z_{\Sigma 1} &= Z_{\Sigma, c1} + Z_{дв1}; \\ Z_{\Sigma 2} &= Z_{\Sigma, c2} + Z_{дв2}; \\ Z_{\Sigma 0} &= Z_{\Sigma, c0}, Z_{дв0}; \end{aligned} \right\} \quad (1)$$

где $Z_{\Sigma, c1}$, $Z_{\Sigma, c2}$, $Z_{\Sigma, c0}$ — прямое, обратное и нулевое эквивалентные сопротивления внешней сети;

$Z_{дв1}$, $Z_{дв2}$, $Z_{дв0}$ — прямое, обратное и нулевое сопротивления асинхронного электродвигателя.

Если не учитывать влияния сети, что, как правило, можно сделать для электродвигателей малой мощности, то

$$\left. \begin{aligned} Z_{\Sigma 1} &= Z_{дв1}; \\ Z_{\Sigma 2} &= Z_{дв2}; \\ Z_{\Sigma 0} &= Z_{дв0}. \end{aligned} \right\} \quad (2)$$

Для определения сопротивления двигателя в схеме прямой последовательности можно воспользоваться обычной схемой замещения (рис. 2, а). При этом в общем случае может учитываться вытеснение тока в активных проводниках ротора [Л. 1].

В роторе поле обратной последовательности наводит э. д. с. с частотой скольжения

$$s_2 = 2 - s. \quad (3)$$

При расчете режима необходимо учитывать, что из-за большой частоты тока, наведенного в роторе полем обратной последовательности, сильно сказывается эффект вытеснения тока. При расчете режима это надо учитывать. Схема замещения электродвигателя для токов прямой и обратной последовательностей показаны на рис. 2, а и б. Сопротивления для заданного скольжения определяются по формулам и кривым [Л. 1].

Остановимся теперь несколько подробнее на величине сопротивления нулевой последовательности двигателя. Как уже отмечалось ранее [Л. 2], для двигателей, имеющих короткозамкнутый ротор или обмотку ротора, соединенную в треугольник, эта величина является переменной, зависящей от скольжения. Измерения, проведенные на различных типах электродвигателей, показали, что для двигателей с трехфазной обмоткой ротора, соединенной в звезду, сопротивление нулевой последовательности не меняется при изменении числа оборотов и очень мало меняется в зависимости от того, уста-

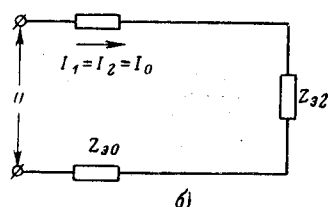
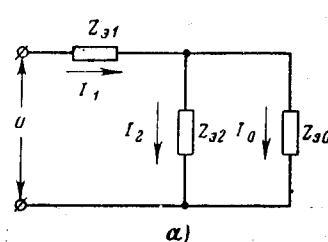


Рис. 1. Комплексные схемы замещения трехфазной сети с заземленной нейтралью. а — обрыв одной фазы; б — обрыв двух фаз.

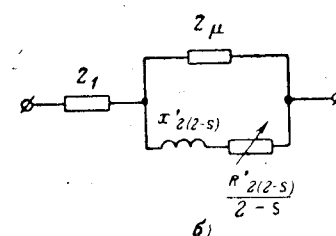
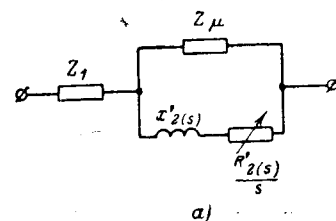


Рис. 2. Схемы замещения электродвигателя для токов прямой (а) и обратной (б) последовательностей.

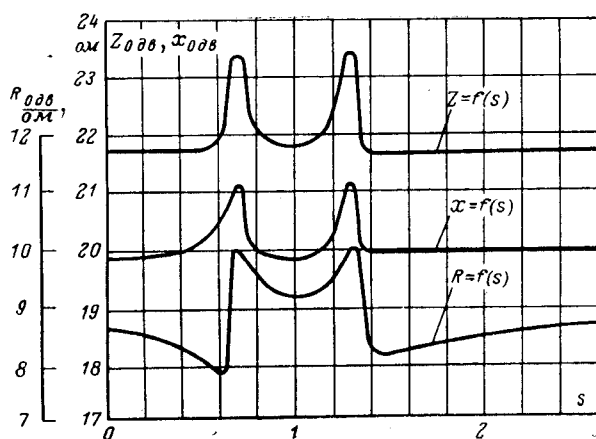


Рис. 3. Зависимость сопротивления нулевой последовательности асинхронного электродвигателя типа А-41-6 от скольжения.

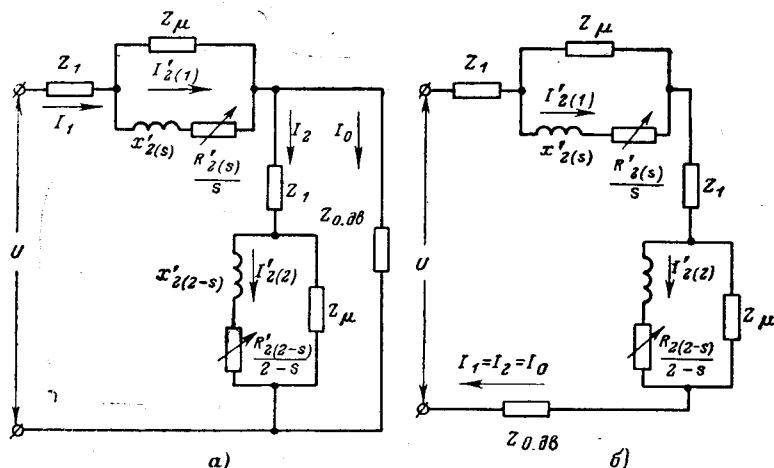


Рис. 4. Схема замещения асинхронного двигателя для работы с заземленной нейтралью.

а — обрыв одной фазы; б — обрыв двух фаз.

новлены торцевые щиты или нет. Ток в обмотке ротора оказался равным нулю.

У двигателей с короткозамкнутым ротором величина сопротивления нулевой последовательности резко изменяется при скорости, равной $1/3$ синхронной. В остальной части кривой сопротивление нулевой последовательности практически остается неизменным. В качестве примера на рис. 3 приведены кривые зависимости сопротивления нулевой последовательности в функции скольжения для электродвигателя типа А-41-6 (380 в, 1 квт, 1 000 об/мин).

С достаточной для практических расчетов точностью можно принимать величину сопротивления нулевой последовательности двигателя неизменной, определенной для скольжения $s=1$ или по приближенным формулам [Л. 1].

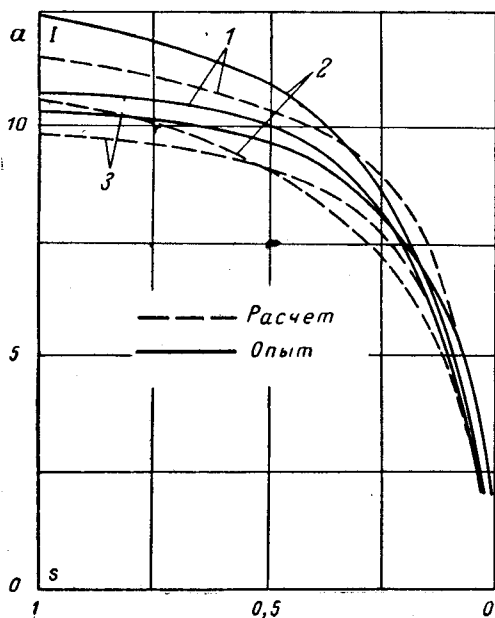


Рис. 5. Зависимость тока асинхронного двигателя типа А-41-6 с заземленной нейтралью от скольжения при обрыве одной фазы.

1 — в фазе с; 2 — в заземляющем проводнике; 3 — в фазе б.

Вышеизложенное позволяет начертить схемы замещения электродвигателя для расчета основных неполнофазных режимов (рис. 4). Из схем видно, что общие формулы основных величин, характеризующих работу двигателя в том или ином режиме, будут громоздкими и не наглядными, особенно если учесть трудность аналитического расчета коэффициентов вытеснения токов в роторе. Поэтому предлагается следующая методика расчета.

По каталожным данным определяют параметры схемы замещения электродвигателя для скольжений $s=1$ и $s=0$.

Вычерчивается общая схема замещения электродвигателя, соответствующая интересующему нас несимметричному режиму.

Произвольно задаются различные определенные величины скольжения s и рассчитываются зависящие от скольжения сопротивления для каждой принятой величины.

По комплексной схеме (рис. 4) рассчитываются симметричные составляющие токов электродвигателя

$$I_1, I_2, I_0, I'_{2(1)}, I'_{2(2)},$$

где I_1 — ток прямой последовательности для принятой величины скольжения;

I_2 — то же для обратной последовательности;

I_0 — то же для нулевой последовательности;

$I'_{2(1)}$ — приведенный к статору ток прямой последовательности ротора для выбранного скольжения;

$I'_{2(2)}$ — то же обратной последовательности.

При расчете симметричных составляющих тока удобно пользоваться следующими формулами, несколько упрощающими расчеты:

$$\left. \begin{aligned} x_{1дв} &= x_1 + x_\mu - x_\mu^2 \frac{x'_{2(s)} + x_\mu}{\left[\frac{R'_{2(s)}}{s} \right]^2 + [x'_{2(s)} + x_\mu]^2}; \\ R_{1дв} &= R_1 + x_\mu^2 \frac{\frac{R'_{2(s)}}{s}}{\left[\frac{R'_{2(s)}}{s} \right]^2 + [x'_{2(s)} + x_\mu]^2}, \end{aligned} \right\} \quad (4)$$

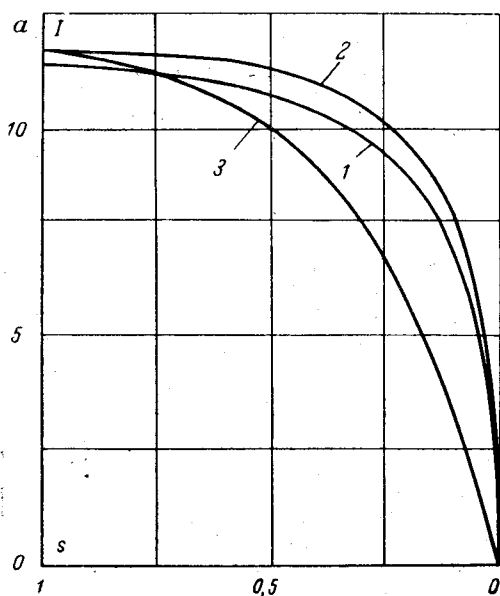


Рис. 6. Зависимость тока асинхронного двигателя типа А-41-6 с заземленной нейтралью от скольжения при обрыве двух фаз.
1 — расчет; 2 — опыт; 3 — трехфазный режим.

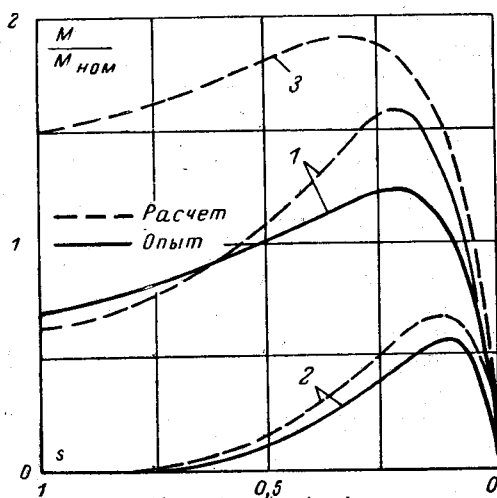


Рис. 7. Зависимость вращающего момента асинхронного двигателя типа А-41-6 с заземленной нейтралью от скольжения.
1 — обрыв одной фазы; 2 — обрыв двух фаз; 3 — трехфазный режим (по каталожным данным).

где $x_{1дв}$ и $R_{1дв}$ — сопротивления двигателя в схеме прямой последовательности;

x_{μ} — сопротивление ветви намагничивания.

Из рис. 4 следует, что формулы (4) можно распространить и на схемы обратной последовательности, если вместо s подставить величину $(2-s)$.

Величины токов в фазах и в заземляющем проводнике определяются по формулам:

а) при потере одной фазы

$$\left. \begin{aligned} I_a &= 0; \\ I_b &= a^2 I_1 + a I_2 + I_0; \\ I_c &= a I_1 + a^2 I_2 + I_0; \\ I_3 &= 3 I_0, \end{aligned} \right\} \quad (5)$$

где a — оператор поворота фазы;

I_3 — ток в заземляющем проводнике;

б) при потере двух фаз

$$\left. \begin{aligned} I_1 &= I_2 = I_0; \\ I_a &= I_3 = 3 I_1. \end{aligned} \right\} \quad (6)$$

Вращающий момент двигателя определяется для каждой заданной величины скольжения в относительных единицах по следующей формуле [Л. 1]:

$$\frac{M}{M_{ном}} = 3 \left[|I'_{2(1)}|^2 \frac{R'_{2(s)}}{s P_{(H)}} - |I'_{2(2)}|^2 \frac{R'_{2(2-s)}}{(2-s) P_{(H)}} \right], \quad (7)$$

где P_{H} — номинальная мощность электродвигателя.

Формула (7) применима для любого вида несимметрии. Для двигателя с заземленным нулем величина критического скольжения определяется по следующим формулам:

при потере одной фазы [Л. 1]

$$\left. \begin{aligned} s'_K &= s_K \frac{1+k}{1+2k}; \\ k &= \frac{x_0}{x_K}, \end{aligned} \right\} \quad (8)$$

где s_K — критическое скольжение в трехфазном режиме;

x_0 — сопротивление нулевой последовательности двигателя;

x_K — сопротивление короткого замыкания двигателя;

при потере двух фаз [Л. 1]

$$\left. \begin{aligned} s'_K &\approx \frac{c'_1 R'_{2(s)}}{2x_1 + x_0 + c'_1 x''_{2(s)} + x''_{2(2-s)}}; \\ c'_1 &= 1 + \frac{2x_1 + x_0 + x''_{2(2-s)}}{x_{\mu}}, \end{aligned} \right\} \quad (9)$$

где $R'_{2(s)}$, $x''_{2(s)}$, $x''_{2(2-s)}$ — приведенные активное и реактивные сопротивления одной фазы обмотки ротора прямой и обратной последовательностей при скольжениях, близких к нулю.

После расчета момента для $s=s'_K$ определяется кратность максимального момента.

Определив токи и зная сопротивления отдельных последовательностей, несложно найти напряжения на зажимах двигателя.

По предложенной методике были рассчитаны и получены экспериментально характеристики электродвигателя типа А-41-6 (380 в, 1 квт). Результаты расчета основных параметров режима и опытные данные изображены графически на рис. 5, 6 и 7.

Выводы. 1. В подавляющем большинстве случаев асинхронный электродвигатель с заземленной нейтралью при потере им одной фазы может быть кратковременно оставлен в работе.

К вопросу об измерении величин зарядов статического электричества

В. Н. ШИХОВ, В. В. ТКАЧЕВ, Г. В. МЕДВЕДЕВ и Н. В. ШИХОВА

Свердловск

В производственных условиях, при протекании самых разнообразных технологических процессов, где имеет место контакт и разделение материалов, возникают заряды статического электричества. Генерация и накопление зарядов нарушают нормальное протекание технологического процесса, увеличивают брак готовой продукции, ограничивают производительность машин и механизмов, нередко являются причиной взрывов и пожаров.

Текстильная, полиграфическая, бумажная, резинотехническая, нефтяная, лакокрасочная, парфюмерная, горнорудная и угольная отрасли промышленности, изготовление искусственного меха и кожи, производство фотокиноплёнки, взрывчатых веществ и ракетных топлив — вот далеко не полный перечень производств, где статическое электричество вызывает значительные затруднения в работе [Л. 1—4].

Мероприятия по снижению нежелательных и опасных проявлений статического электричества требуют применения простых и надежных приборов для измерения величин зарядов, так как эти данные позволяют обоснованно подойти к расчету и конструированию нейтрализаторов статического электричества и объективно оценить эффективность защитных мероприятий.

Многие из используемых в настоящее время приборов основаны на принципе электростатического генератора [Л. 5] и состоят из усилителей-преобразователей сигнала, снимаемого с электрода-датчика, устанавливаемого вблизи наэлектризованной поверхности диэлектрика.

Наэлектризованный диэлектрик можно рассматривать в виде поверхности с распределенной емкостью C_1 по отношению к земле и заряженной до напряжения U_1 . При поднесении к нему электрода-датчика ЭД измерительного прибора, соединенного с конденсатором C_3 измерительной схемы прибора, на этих емкостях индуцируется заряд с потенциалом U_3 .

Поднесение электрода датчика к заряженной поверхности с распределенной емкостью C_1 аналогично подключению параллельно ей двух последовательно соединенных конденсаторов C_2 и C_3 . На рис. 1 приведена эквивалентная схема этой системы.

В момент поднесения электрода-датчика к наэлектризованной поверхности произойдет перераспределение заряда между этими емкостями.

Для указанной системы справедливы следующие выражения:

$$C_1 U_1 = \left(C_1 + \frac{C_2 C_3}{C_2 + C_3} \right) U'_1, \quad (1)$$

где U'_1 — напряжение в точках АВ при установке датчика.

Для последовательно соединенных C_2 и C_3 можно записать:

$$U'_1 - U_2 - U_3 = 0, \quad (2)$$

$$C_2 U_2 = C_3 U_3. \quad (3)$$

Выразив U'_1 из (1) и U_2 из (3) и подставив их в выражение (2), получим:

$$U_3 = \frac{C_{\Sigma\Phi}}{C_3} U_1, \quad (4)$$

где

$$C_{\Sigma\Phi} = \frac{1}{\frac{1}{C_1} + \frac{1}{C_2} + \frac{1}{C_3}}. \quad (5)$$

Из выражений (4) и (5) получим:

$$Q_3 = Q_1 \frac{1}{\frac{C_1}{C_3} + \frac{C_1}{C_2} + 1}. \quad (6)$$

В указанных выше приборах емкость C_1 не учитывается, что в отдельных случаях может привести к ошибке на два-три порядка величины. Это отмечалось и ранее [Л. 1, 3].

2. В случае острой необходимости можно осуществить пуск двигателя с оборванной одной фазой, если нулевая точка его заземлена.

3. Обрыв одной или двух фаз асинхронного двигателя с заземленной нейтралью характеризуется резким по сравнению с любым трехфазным режимом увеличением тока в заземляющем проводнике, что дает возможность в случае необходимости осуществить простую и надежную защиту двигателя, используя это явление для сигнализации или включения резервного оборудования.

4. Сопротивление нулевой последовательности двигателей с короткозамкнутым ротором является величиной переменной, имеющей пики только при скоростях, равных $1/3$ синхронной.

5. Применяя схемы работы двигателей с заземленной нейтралью, можно заземлять нуль непосред-

ственно на корпус электродвигателя или на любую заземленную конструкцию, однако при этом следует особенно тщательно проверять заземление корпуса двигателя или конструкции.

6. Заземление нейтралей двигателя и трансформатора особенно целесообразно для электродвигателей малой мощности, внезапная остановка которых может привести к аварии основного оборудования.

Литература

1. Сыромятников И. А., Режимы работы асинхронных электродвигателей, Госэнергоиздат, 1955.
2. Камень И. М., Работа асинхронного двигателя при несимметричных схемах и сопротивление нулевой последовательности, «Электричество», 1949, № 10.

[17.6.1968]

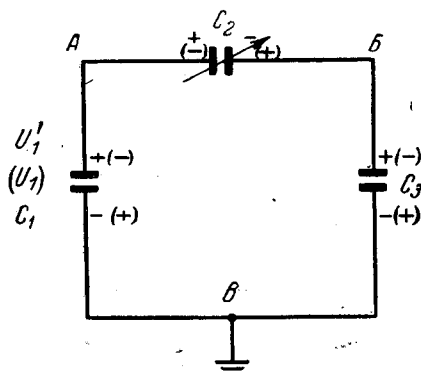


Рис. 1. Эквивалентная схема.

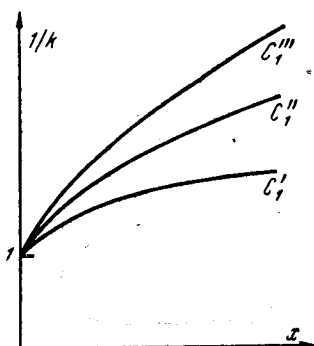
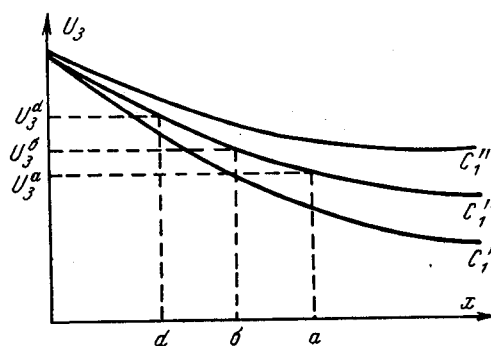
Рис. 2. Зависимость поправочного (емкостного) коэффициента $1/k$ от распределенной емкости C_1 и расстояния электрода датчика x от наэлектризованной поверхности.

Рис. 3. График для оценки или измерения распределенной емкости наэлектризованного тела.

При использовании в измерительном приборе большой входной емкости C_3 , т. е. при $C_1 \ll C_3$, слаженным C_1/C_3 в выражении (6) можно пренебречь. Тогда это выражение примет следующий вид:

$$Q_3 = Q_1 \frac{1}{\frac{C_1}{C_2} + 1}$$

или

$$Q_3 = Q_1 k,$$

где

$$k = \frac{C_2}{C_1 + C_2}.$$

Емкость C_2 может быть найдена исходя из геометрических размеров электрода-датчика, выполненного обычно в виде плоского конденсатора с соответствующим охранным кольцом вокруг электрода-датчика

$$C_2 = \frac{\epsilon \epsilon_0 S}{x},$$

где $\epsilon = 1$ — относительная диэлектрическая проницаемость (для воздуха);

$\epsilon_0 = 8,854 \cdot 10^{-12}$, ф/см;

S — площадь электрода датчика, см²;

x — расстояние между обкладками, см;

$$\frac{1}{k} = \frac{C_1 x}{\epsilon_0 S} + 1.$$

Отсюда видно, что емкость C_1 оказывает существенное влияние на измерение величины зарядов статического электричества.

Как показывает анализ производственных условий, эта емкость может меняться в довольно широких пределах (от 0,001 нф/см² до 10 нф/см²) даже для одной и той же машины или технологического процесса (например, ременная передача). Следовательно, также в широких пределах может меняться и коэффициент пропорциональности k .

Этот коэффициент может быть подсчитан для широкого интервала встречающихся в практике измерения C_1 , разных ϵ_0 , применяемых в приборах площадей датчиков S и практически удобных расстояний x для установки датчиков над заряженным телом.

Вид такой зависимости при $C_1' < C_1'' < C_1'''$, а также $S = \text{const}$ и $\epsilon_0 = \text{const}$ приведен на рис. 2.

Далее, вследствие того, что U_3 является функцией C_1 и x , то для одного и того же заряда на наэлектризованной поверхности (т. е. $Q = \text{const}$) путем измерения U_3 на различных расстояниях x электрода-датчика от этой поверхности можно построить семейство характеристик $U_3 = f(x)$ при различных C_1 . Эта зависимость будет градуировочным графиком прибора. Она может быть рассчитана заранее и иметь вид, аналогичный приведенному на рис. 3.

Измерения производят следующим образом. Электрод-датчик устанавливают на каком-то расстоянии от наэлектризованной поверхности a (на рис. 3). Записывают показания прибора U_3^a . Затем приближают датчик к заряженной поверхности (точки b , d и т. д.), каждый раз записывая соответствующие показания U_3^b , U_3^d и т. д.

Полученные результаты на градуировочном графике (рис. 3) укладываются на кривую, соответствующую определенной распределенной емкости C_1 наэлектризованной поверхности, например, C_1'' . Далее по графику на рис. 2 находят коэффициент $1/k$ и, умножив на него результат, рассчитывают U_1 .

При исследовании процессов электризации в производственных условиях определяют величины зарядов статического электричества от каких-либо технологических факторов (скорости движения диэлектрика, давления рабочих органов машины и т. п.). Для этого производят замеры зарядов в одних и тех же точках. Предварительная оценка распределенной емкости диэлектрика в каждой точке измерения упрощает отсчеты, так как коэффициент $1/k$ остается для этих точек постоянным.

Литература

1. Дроздов Н. Г., Статическое электричество в промышленности, Госэнергоиздат, 1949.
2. Староба И. и Шиморда И., Статическое электричество в промышленности, Госэнергоиздат, 1960.
3. Лебель В. и др., Статическое электричество при переработке химических волокон, изд-во «Легкая индустрия», М., 1966.
4. Полоник П. А., Борьба со статическим электричеством в текстильной и легкой промышленности, изд-во «Легкая индустрия», М., 1966.
5. Имянитов И. М., Приборы и методы для изучения электричества атмосферы, Гостехиздат, М., 1957.

[26.6.1968]



Уравнения регуляторов возбуждения синхронных генераторов для расчета на ЭЦВМ

Канд. техн. наук В. Ф. ЧЕСАЧЕНКО

Москва

Регуляторы возбуждения при больших возмущениях сильно влияют на качество переходных процессов энергосистемы. Они вырабатывают форсировочные сигналы или посредством реле форсировки или сигналами первых производных режимных величин (I' , Δf , $\Delta \delta'$). Сигналы вторых производных (I'' , f' , S') при больших возмущениях устраняют явление самораскачивания и могут создавать очень сильное демпфирование колебаний. Добавление к этим сигналам производных напряжения генератора и колец ротора (U' , u'_f) снимает автоколебания (электрическую неустойчивость) в замкнутой цепи регулирования. Эксперименты на динамических моделях и решения на аналоговых вычислительных машинах [Л. 1] показывают, что из-за различных механических частот колебаний первые вылеты взаимных углов некоторых генераторов могут оказаться меньшими, чем вторые или третьи вылеты. Поэтому для сложных систем может оказаться недостаточным суждение о динамической устойчивости по первым вылетам взаимных углов. Таким образом, возникает необходимость не только учитывать при расчетах динамической устойчивости все сигналы современных регуляторов, но и более точно описывать каждый элемент регулятора, так как малые постоянные времени могут существенно повлиять на процесс в течение нескольких циклов колебаний роторов.

Структура регулятора и допущения. Структура регулятора и возбудителя показана на рис. 1. Она отвечает разработкам ВЭИ [Л. 2]. Сделаны следующие допущения и предположения:

1. Сеточное управление ионного возбудителя арккосинусоидальное [Л. 2]. При этом можно одинаковым образом описать машинный и ионный возбудители.
2. В магнитных усилителях и возбудителях зависимость между входным и выходным сигналами линейная, с ограничениями сверху и снизу. Питание усилителей стабильно.
3. Так как последовательно с обмотками управления суммирующего магнитного усилителя включаются большие активные сопротивления, пренебрегаем его эквивалентной постоянной времени.
4. Жесткие обратные связи, предназначенные для линеаризации характеристик усилителей и стабилизации их питания, в идеализированном регуляторе отсутствуют.

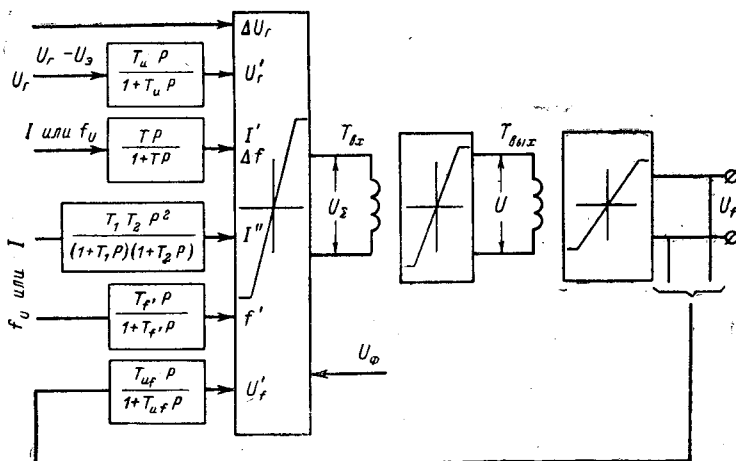


Рис. 1. Структурная схема регулятора возбуждения сильного действия.

5. Не учитываются динамические характеристики датчика частоты. Сигнал частоты клеммового напряжения получается из соотношений напряжений генератора по продольной и поперечной осям.

Ниже будут рассмотрены следующие типы регуляторов:

- I тип ΔU , U' , u'_f , I' , I'' ;
- II тип ΔU , U' , u'_f , Δf , f' ;
- III тип ΔU , U' , u'_f , ΔS , S' (где $\Delta S = \Delta f_{Ed}$; $S' = f'_{Ed}$).

Для регуляторов пропорционального типа с постоянными времени возбудителя 0,1—0,3 сек исключают сигналы по производным тока, частоты или частоты э. д. с. генератора [Л. 2 и 3].

Уравнения идеализированного регулятора. Начнем с вывода уравнений дифференцирующих элементов. Схемы дифференцирующих цепочек изображены на рис. 2. В схеме на рис. 2,а входным сигналом является напряжение $u_{вх}$, а выходным сигналом ток $i_{вх}$, так как управление суммирующим магнитным усилителем производится токами обмоток управления. Сопротивление R включено последовательно обмотке управления, которая на схеме не показана. Сопротивление R_v является настроенным. Из рассмотрения рис. 2,а можно написать следующие уравнения электрического равновесия:

$$u_{вх} = \frac{1}{\omega C} \int i_{вх} dt + i_{вх} R_v, \quad (1)$$

$$i_{вх} = i + i_{вх} R, \quad (2)$$

$$i_{вх} R_v = i_{вх} R. \quad (3)$$

Разделив на $R i_{вх}$ уравнение (1), получим:

$$u_{вх} = \frac{1}{T} \int i_{вх} dt + i_{вх}, \quad (4)$$

где

$$T = \frac{\omega RC}{1 + \xi}; \quad \xi = \frac{R}{R_v},$$

$i_{вх}$ — базисный ток суммирующего магнитного усилителя.

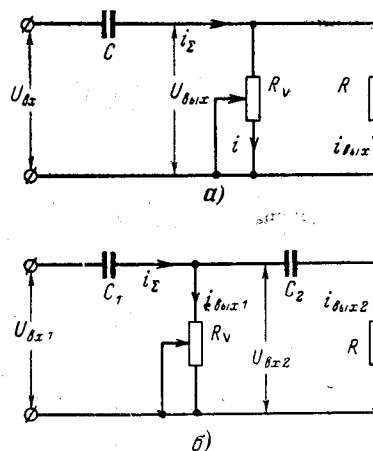


Рис. 2. Дифференцирующие цепи регулятора.

Обозначим через y_2 следующую величину:

$$y_2 = \int i_{\text{вх}} d\omega t, \quad (5)$$

а через y_1 величину $i_{\text{вх}}$. Тогда получим из (5):

$$\frac{dy_2}{dt} = y_1. \quad (6)$$

С учетом уравнений (5) и (6) из (4) получим:

$$\frac{dy_2}{dt} = u_{\text{вх}} - \frac{1}{T} y_2. \quad (7)$$

Это и есть уравнение дифференцирующей цепочки, удобное для использования на ЭЦВМ, причем выходной сигнал, как видно из (6), равен y'_2 .

Перейдем к выводу уравнений цепочки двойного дифференцирования (рис. 2,б). Как и раньше, R — сопротивление, включенное последовательно обмотке управления магнитного усилителя; R_v — настроенное сопротивление. Входным сигналом является напряжение $u_{\text{вх}}$, а выходным сигналом — ток $i_{\text{вх}2}$; C_1 и C_2 — дифференцирующие емкости. Из схемы получим следующие уравнения электрического равновесия:

$$u_{\text{вх}1} = \frac{1}{\omega C_1} \int i_{\text{вх}1} d\omega t + i_{\text{вх}1} R_v, \quad (8)$$

$$u_{\text{вх}2} = \frac{1}{\omega C_2} \int i_{\text{вх}2} d\omega t + i_{\text{вх}2} R, \quad (9)$$

$$i_{\Sigma} = i_{\text{вх}1} + i_{\text{вх}2}, \quad (10)$$

$$u_{\text{вх}2} = i_{\text{вх}1} R_v. \quad (11)$$

Используя зависимости (8) — (11) и введя обозначения

$$y_2 = \int i_{\text{вх}1} d\omega t; i_{\text{вх}1} = y_1 \int i_{\text{вх}2} d\omega t = y_4; i_{\text{вх}2} = y_3,$$

получим следующие уравнения цепочки двойного дифференцирования (оба уравнения отнесены к Ri_0):

$$\left. \begin{aligned} \frac{dy_2}{dt} &= \xi \left[u_{\text{вх}1} - \frac{y_2}{T_1} - \frac{y_4}{T_1} \right], \\ \frac{dy_4}{dt} &= u_{\text{вх}1} - \frac{y_2 + y_4}{T_1} - \frac{y_4}{T_2}. \end{aligned} \right\} \quad (12)$$

Выходной сигнал равен y'_4 ; $T_1 = \omega RC_1$; $T_2 = \omega RC_2$; $\xi = \frac{R}{R_v}$.

Начальные условия уравнений (7) и (12) определяются из следующих физических условий. При заданном входном сигнале $u_{\text{вх}0}$ величины y'_2 в уравнении (7) и y'_4 в (12) равны нулю. Из этого условия определяются y_{20} по (7) и y_{20} и y_{40} по (12).

Перейдем к определению уравнений выходного магнитного усилителя и возбудителя (совместно машинного или ионного). Как видно из структурной схемы регулятора (рис. 1), входное напряжение второй ступени усиления обозначено u_{Σ} . Это напряжение приложено к обмотке управления с параметрами r_y и L_y , причем выходное напряжение усилителя пропорционально току управления. Тогда уравнения усилителя будут:

$$u_{\Sigma} = r_y i_y + L_y \frac{di_y}{dt}, \quad (13)$$

$$u_{\text{вх}1} = k_1 i_y. \quad (14)$$

Напряжение выхода второй ступени усилителя равно напряжению входа фазосмещающего устройства ионного возбудителя или напряжению обмотки возбуждения машинного возбудителя:

$$u_{\text{вх}1} = u_{\text{вх}2}.$$

Напряжение $u_{\text{вх}2}$ приложено к активно-индуктивной цепи. Выходное напряжение ионного или машинного возбудителя состоит из напряжения, пропорционального току управления, и напряжения, которое создается постоянным сдвигом угла зажигания выпрямителя или дополнительной обмоткой возбуждения машинного возбудителя, причем взаимной индукцией между обмоткой управления и обмоткой постоянного возбуждения пренебрегаем. Тогда уравнения машинного и ионного возбудителей будут:

$$u_{\text{вх}2} = ri + L \frac{di}{dt}, \quad (15)$$

$$u_{\text{вх}2} = k_2 i + u_{\text{вх}1}. \quad (16)$$

Подставив уравнение (16) в (15) и разделив на r , получим:

$$\frac{k_2}{r} u_{\text{вх}2} = u_{\text{вх}2} - u_{\text{вх}1} + T_B \frac{du_{\text{вх}1}}{dt}. \quad (17)$$

Базисные величины определим следующим образом:

$$u_{\Sigma 0} = ri_0; u_{\text{вх}2 0} = k_2 i_0 = \frac{k_2}{r} u_{\Sigma 0} = \frac{k_2}{r} u_{\text{вх}1 0};$$

$$u_{\text{вх}1 0} = \frac{r}{k_2} u_{\text{вх}2 0}; u_{\text{вх}2 0} = u_{f 0}.$$

Разделим уравнение (17) на $u_{\text{вх}2 0} = \frac{r}{k_2} u_{\text{вх}1 0}$, тогда, учитывая, что $u_{f 0} = u_{\Sigma 0}^*$; $u_{\Sigma} = u_{\Sigma}^*$; $u_f = u_{\Sigma}^*$ (знак * обозначает величину в относительных единицах), окончательно получим:

$$\frac{du_f}{dt} = \frac{1}{T_B} (u_{f 0} - u_f + u_{\Sigma}). \quad (18)$$

Перейдем к уравнению второй ступени магнитного усилителя. Подставив (14) в (13), получим:

$$\frac{k_1}{r_y} u_{\Sigma} = u_{\text{вх}1} + T_p \frac{du_{\text{вх}1}}{dt}. \quad (19)$$

Разделив обе части уравнения на $u_{\text{вх}1 0}$ и учитывая, что $u_{\Sigma} = u_{\Sigma}^*$; $u_{\text{вх}1} = u_{\Sigma}^*$; $u_{\Sigma} = u_{\Sigma}^*$, получим:

$$\frac{du}{dt} = \frac{1}{T_p} (u_{\Sigma} - u). \quad (20)$$

Базисные соотношения для (19) будут следующие:

$$u_{\Sigma 0} = \Sigma_y i_{y 0}; u_{\text{вх}1 0} = k_1 i_{y 0} = \frac{k_1}{r_y} u_{\Sigma 0},$$

где $i_{y 0}$ — базисный ток обмотки управления выходной ступени усиления.

Начальное условие для (20) принимаем $u_0 = 0$. Это соответствует настройке эталонного напряжения, при которой в установившемся режиме сигнал на выходе регулятора равен нулю. Учитывая это, из (18) легко получить начальное условие для (18): $u_{f 0} = u_{f 0}$. Выходной сигнал суммирующего магнитного усилителя u_{Σ} состоит из суммы различных сигналов в зависимости от типа регулятора. Нами рассмотрено, как отмечалось выше, три типа регуляторов. I тип — стабилизация по I' , I'' , U' , u'_f .

$$u_{\Sigma} = -k_u (1' u_a^2 + u_q^2 - U_0) + k'_u \frac{dy_u}{dt} + k_a \frac{dy_a}{dt} + k_c \frac{dy_c}{dt} + k'_{uf} \frac{dy_{uf}}{dt}. \quad (21)$$

При этом величины y'_u , y'_{uf} находятся из уравнений:

$$\frac{dy_u}{dt} = \sqrt{u_a^2 + u_q^2} - \frac{y_u}{T_u}, \quad \frac{dy_{uf}}{dt} = u_f - \frac{y_{uf}}{T_{uf}}, \quad (22)$$

где T_u ; T_{uf} — постоянные времени дифференцирующих цепочек сигналов напряжения на зажимах генератора и колец ротора.

Величина y'_a получается из уравнения (7), а величина y'_c из системы уравнений (12) в виде y'_a .

II тип — стабилизация по Δf , f' , u' , u'_f .
Напряжение u_{Σ} имеет вид (21). Однако сигналы Δf и f' получаются из уравнений одинакового типа (7). Сигнал Δf определяется из уравнения:

$$\frac{dy_a}{dt} = S - S_a - \frac{y_a}{T_{\Delta f}}. \quad (23)$$

Сигнал f' имеет уравнение:

$$\frac{dy_c}{dt} = S - S_a - \frac{y_c}{T_{f'}}. \quad (24)$$

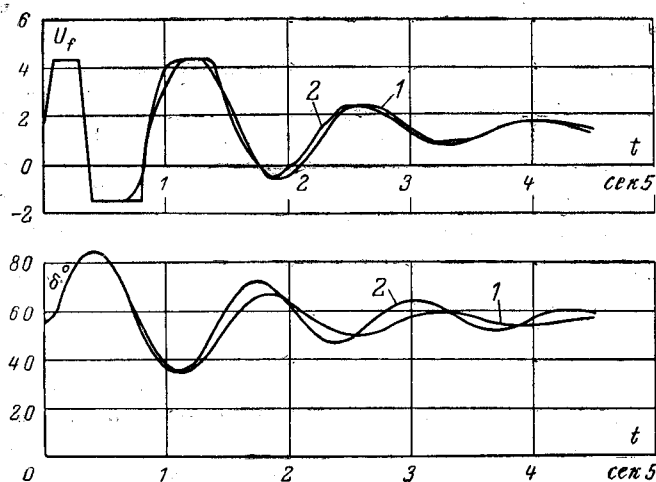


Рис. 3. Зависимость угла ротора генератора и напряжения на кольцах от времени. I тип стабилизации.

1 — $k'_u = -22,9$; $k_a = 0$; $k_c = 0,1$; 2 — $k'_u = -22,9$; $k_a = 4$; $k_c = 0,1$; $k'_{uf} = 0$.

Качественное различие уравнений (23) и (24) состоит в том, что постоянная времени T_{df} в несколько тысяч раз больше постоянной T_f . При этом схема, описываемая уравнением (23), задерживает во входном сигнале постоянную составляющую, не ослабляя выходного сигнала. Схема, которая описывается уравнением (24), дифференцирует входной сигнал, ослабляя при этом сигнал на выходе. Как видно из уравнений (23) и (24), входной сигнал частоты клеммового напряжения f представлен как разность скольжений ротора относительно синхронной оси и скорости изменения внутреннего угла генератора δ_v . При этом отбрасывается постоянная составляющая частоты, равная единице (50 гц), так, что сигнал $S - S_B$ является приращением сигнала f . Однако при больших возмущениях в энергосистеме конечной мощности может подняться или снизиться общая частота и в сигнале $S - S_B$ появится постоянная составляющая, которую и необходимо отфильтровать цепью, описанной уравнением (23). Скорость S_B изменения внутреннего угла генератора определяется следующим образом:

$$S_B = \frac{d\delta_B}{dt} = \frac{d}{dt} \left(\arctg \frac{u_d}{u_q} \right) = \frac{(i_f - x_d i_d) x_q \frac{di_q}{dt} - x_q i_q \left(\frac{di_f}{dt} - x_d \frac{di_d}{dt} \right)}{u_d^2 + u_q^2} \quad (25)$$

Составляющие напряжения генератора взяты без учета переходной э. д. с. и активного сопротивления статора:

$$u_q = i_f - x_d i_d; \quad u_d = -x_q i_q.$$

Таким образом, уравнения (7), (12), (18), (20) и (22) определяют математическую модель регулятора, структура которого показана на рис. 1. Система уравнений будет:

$$\frac{dy_u}{dt} = \sqrt{u_d^2 + u_q^2} - \frac{y_u}{T_u} = d;$$

$$\frac{dy_{uf}}{dt} = u_f - \frac{y_{uf}}{T_{uf}} = l;$$

$$\frac{dy_a}{dt} = a; \quad \frac{dy_b}{dt} = b; \quad \frac{dy_c}{dt} = c.$$

Тип I. Стабилизация по I' и I''

$$a = \sqrt{i_d^2 + i_q^2} - \frac{y_a}{T_f}; \quad b = \xi \left(\sqrt{i_d^2 + i_q^2} - \frac{y_b + y_c}{T_1} \right);$$

$$c = b \frac{1}{\xi} - \frac{y_c}{T_2}.$$

Тип II. Стабилизация по Δf и f'

$$a = S - S_B - \frac{y_a}{T_{df}}; \quad b = 0; \quad c = S - S_B - \frac{y_c}{T_f}.$$

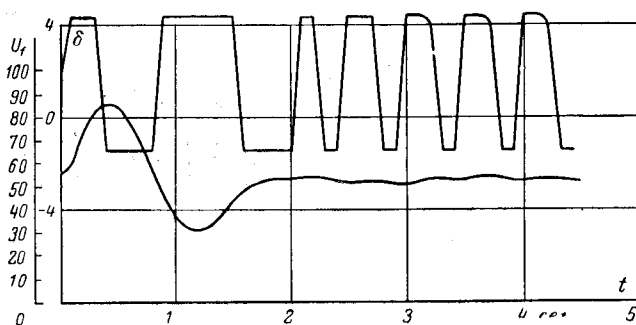


Рис. 4. Зависимость угла ротора генератора и напряжения на кольцах от времени. I тип стабилизации.

$k'_u = 0$; $k_a = 0$; $k_c = 0,1$; $k'_{uf} = 0$.

Тип III. Стабилизация по ΔS и S'

$$a = S - \frac{y_a}{T_{df}}; \quad b = 0; \quad c = S - \frac{y_c}{T_f}.$$

Напряжение суммирующего усилителя

$$u_\Sigma = -k_u \left(\sqrt{(u_d + x_T i_d)^2 + (u_q^2 - x_T i_d)^2} - U_0 \right) + k'_u d + k_a a + k_c c + k'_{uf} l.$$

Если $u_\Sigma \geq u_{\Sigma \max}$, то $u_\Sigma = u_{\Sigma \max}$.

Если $u_\Sigma < u_{\Sigma \min}$, то $u_\Sigma = u_{\Sigma \min}$.

$$\frac{du}{dt} = \frac{1}{T_{вх}} (u_\Sigma - u).$$

Если $u \geq u_{\max}$, то $u = u_{\max}$.

Если $u < u_{\min}$, то $u = u_{\min}$.

$$\frac{du_f}{dt} = \frac{1}{T_{вхf}} (u_{f\Sigma} - u_f + u).$$

Если $u_f \geq u_{f \max}$, то $u_f = u_{f \max}$.

Если $u_f < u_{f \min}$, то $u_f = u_{f \min}$.

Релейная форсировка возбуждения осуществляется при снижении напряжения генератора U_r ниже заданной величины U_K . Математически это выражается так: если $U_r(t) \leq U_K$, то $u_\Sigma = u_{\Sigma \max}$ от t до $t + t_\Phi$; где t_Φ — продолжительность форсировки. Приведенная система уравнений полностью подготовлена для программирования и решения на ЭЦВМ.

Уравнения регулятора вместе с другими уравнениями переходного процесса применялись для расчетов на ЭЦВМ динамической устойчивости при коротких замыканиях на длинной линии с промежуточным отбором мощности, связывающей гидростанцию с шинами бесконечной мощности. Константы регулятора приняты следующие:

$$u_{\Sigma \max} = \pm 20 u_{f \min}; \quad u_{\max} = \pm 6 u_{f \min}; \quad u_{f \max} = 3 u_{f \min};$$

$$u_{f \min} = -u_{f \min}; \quad T_f = T_1 = T_2 = T_{вх} = T_{вхf} = 0,02 \text{ сек};$$

$$T_{df} = 50 \text{ сек}; \quad \xi = 0,615; \quad k_u = 40; \quad t_\Phi = 0,3 \text{ сек}.$$

Важным результатом проведенных расчетов по трем типам стабилизации является возможность простого осуществления квазиоптимального движения ротора генератора при больших возмущениях.

Считается, что регулятор возбуждения настроен нормально, т. е. в предаварийном режиме отсутствует неустойчивость при малых колебаниях. При большом возмущении (короткое длительностью 0,1 сек) система также получается устойчивой (рис. 3), причем демпфирование колебаний ротора оценивается как среднее. Демпфирование ротора можно приблизить к оптимальному, если в момент короткого замыкания отключить сигнал по первой производной напряжения генератора и колец ротора. При этом появится электрическая неустойчи-

* Если в системе уравнений постоянные времени выражены в радианах, то коэффициенты k'_u , k_a , k'_{uf} умножаются на 314, а k_c на 314². Всегда: $k'_u < 0$; $k''_{uf} \leq 0$.

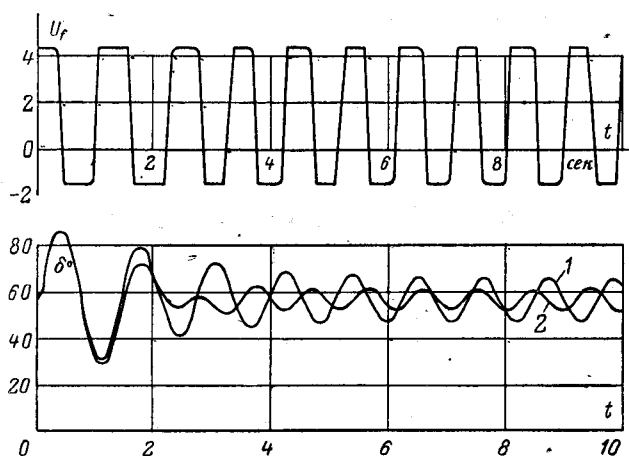


Рис. 5. Зависимость угла ротора генератора и напряжения на кольцах от времени. I тип стабилизации.

1 — $k'_u=0$; $k_a=4$; $k_c=0,06$; $k'_{uf}=0$; 2 — $k'_u=0$; $k_a=1$; $k_c=0,032$; $k'_{uf}=0$.

ность¹ (рис. 4). По прошествии колебаний ротора (напря-

¹ Допущение электрической неустойчивости для получения квазиоптимального движения ротора (при регулировании по первой и второй производной угла δ) путем форсирования сигнала по второй производной угла вплоть до его затухания впервые указано в [Л. 4].

мер, при $t=2$ сек, рис. 4) сигнал k'_u , k'_{uf} опять включается и снимается электрическая неустойчивость. Если нормальная настройка регулятора имеет малую величину k_c (например, по второй производной тока статора, рис. 5), то демпфирование даже при $k'_{uf}=k'_u=0$ получается слабым и необходимо для получения квазиоптимальных колебаний ротора одновременно отключать сигнал k'_u , k'_{uf} и форсировать сигнал k_c . По прошествии колебаний ротора сигналы восстанавливаются до нормальной величины настройки.

Расчеты показали, что аналогичный эффект быстрого гашения колебаний получается как при стабилизации по частоте на зажимах генератора, так и по частоте э. д. с. генератора.

Литература

1. Применение аналоговых вычислительных машин в энергетических системах. Под редакцией Н. И. Соколова, изд. «Энергия», 1964.
2. Труды ВЭИ, вып. 73, 1966, изд-во «Энергия».
3. Каштелян В. Е., Глебов Н. И., Герценберг Г. Р., Эффективность быстрогодействия систем возбуждения и условия автоматического регулирования напряжения мощных турбогенераторов, «Электричество», 1963, № 10.
4. Пищиков В. И., Соколов Н. И., Влияние сильного регулирования возбуждения на устойчивость параллельной работы синхронных генераторов, труды ВНИИЭ, вып. 9, ГЭИ, 1959.



УДК 621.313.322:621.314.63:621.3.015.3:621.3.072

Исследование перенапряжений на вентилеях синхронного генератора при самосинхронизации

Канд. техн. наук С. И. ЛОГИНОВ, инж. Г. Б. ЛЮБОМИРОВА

Ленинград

В настоящее время как в СССР, так и за рубежом ведутся интенсивные разработки, исследования и внедрение бесщеточных синхронных машин. В таких машинах выпрямители располагаются на роторе, поэтому имеются значительные ограничения по габаритам преобразователя с устройствами защиты вентилей. Вместе с тем при переходных процессах синхронной машины на обмотке ротора могут возникнуть значительные напряжения, которые должны привести к выходу вентилей из строя. Однако режимы работы синхронной машины при наличии выпрямителей в цепи ротора недостаточно изучены.

Авторами были проведены на аналоговой вычислительной машине МНБ-1 исследования перенапряжений, возникающих на обмотке ротора при самосинхронизации с сетью большой мощности, синхронного генератора мощностью $P=750$ квт, $U_{ст}=400$ в, $I_{ст}=1360$ а, $t_p=690$ а, $U_p=22$ в, 1500 об/мин. Параметры генератора представлены в таблице.

Исследование процесса самосинхронизации производилось на основе полных уравнений синхронной машины Горева — Парка:

$$\begin{aligned} p\psi_d &= U \sin \delta - (1+s)\psi_q - rI_d; & (1) \\ p\psi_q &= -U \cos \delta + (1+s)\psi_d - rI_q; & (2) \\ p\psi_f &= I_f - r_f I_f; & (3) \\ p\psi_{kd} &= -r_{kd} I_{kd}; & (4) \\ p\psi_{kq} &= -r_{kq} I_{kq}; & (5) \\ \omega_s T_j p^2 \delta &= M_T - (\psi_d I_q - \psi_q I_d); & (6) \\ \psi_d &= (x_{ad} + x_i) I_d + x_{ad} (I_f + I_{kd}); & (7) \\ \psi_q &= (x_{aq} + x_i) I_q + x_{aq} I_{kq}; & (8) \end{aligned}$$

$$\psi_f = x_f I_f + x_{ad} (I_d + I_{kd}); \quad (9)$$

$$\psi_{kd} = x_{kd} I_{kd} + x_{ad} (I_d + I_f); \quad (10)$$

$$\psi_{kq} = x_{kq} I_{kq} + x_{aq} I_q; \quad (11)$$

$$U_f = -P\psi_f. \quad (12)$$

Уравнение контура возбуждения с вентилем записывается в следующем виде:

$$p\psi_f = I_f - r_f I_f - r_{\Sigma} (I_f) I_f, \quad (13)$$

Наименование величины	Значение, отн. ед.
Активное сопротивление обмотки возбуждения r_f	0,0056
Активное сопротивление обмотки статора — r	0,0186
Активное сопротивление демпферной обмотки по продольной оси — r_{kd}	0,053
Активное сопротивление демпферной обмотки по поперечной оси — r_{kq}	0,0514
Индуктивное сопротивление рассеяния обмотки статора — x_i	0,109
Синхронное индуктивное сопротивление по продольной оси — x_d	2,31
Синхронное индуктивное сопротивление по поперечной оси — x_q	1,11
Индуктивное сопротивление демпферной обмотки по продольной оси — x_{kd}	2,356
Индуктивное сопротивление демпферной обмотки по поперечной оси — x_{kq}	1,312
Индуктивное сопротивление обмотки возбуждения — x_f	2,35

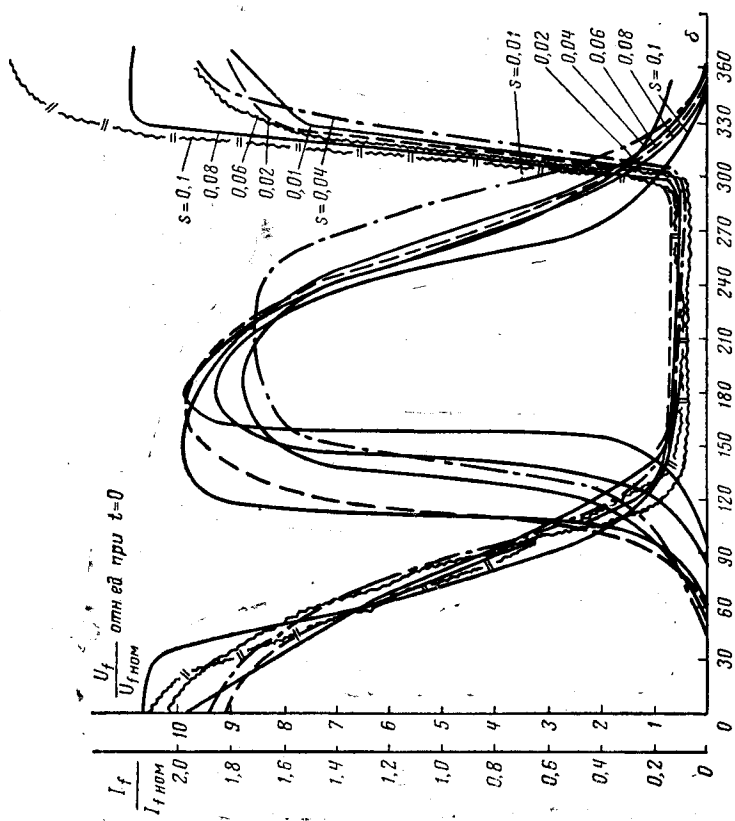
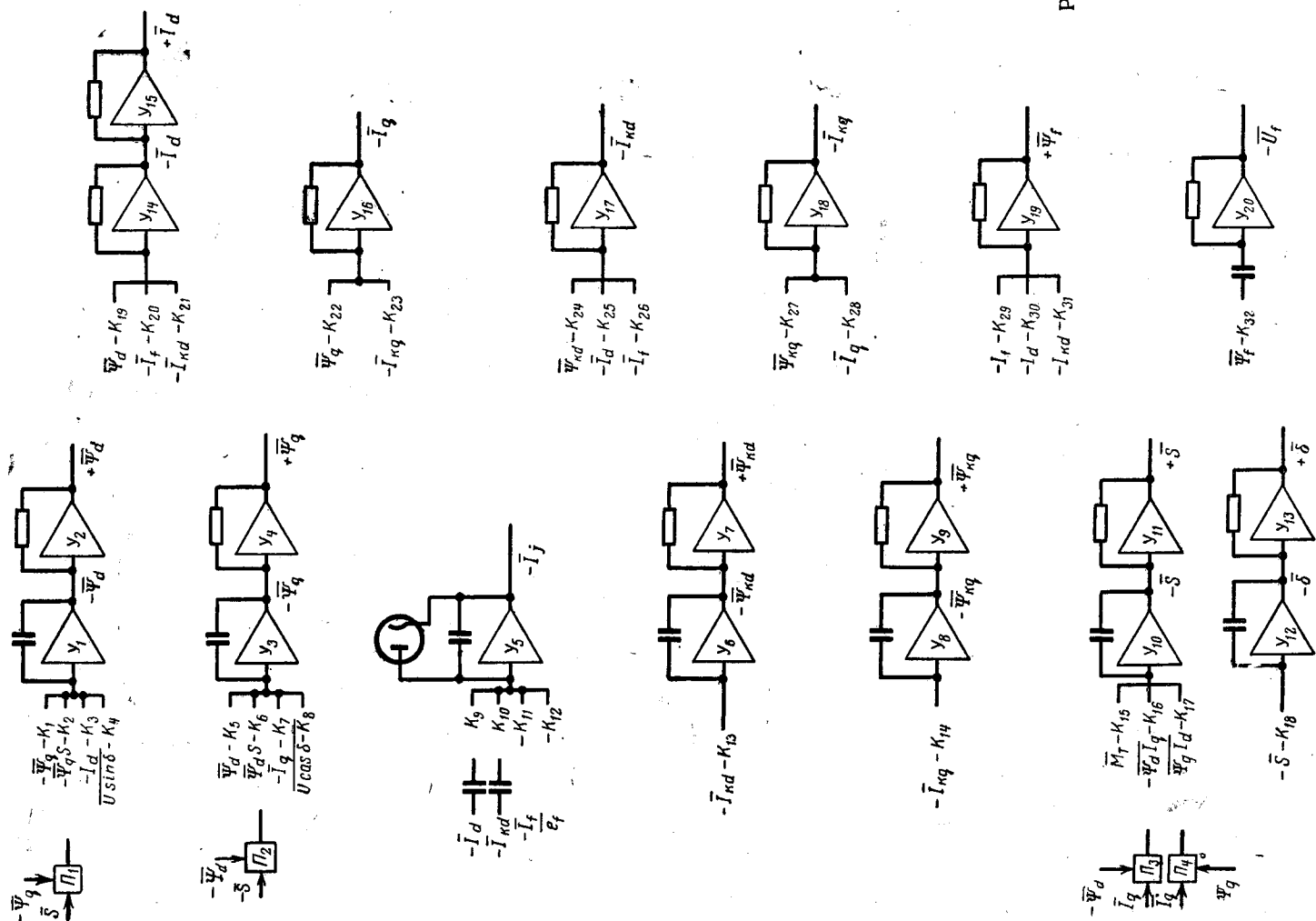


Рис. 2. Кривые токов и напряжений на обмотке ротора при различных начальных скольжениях.

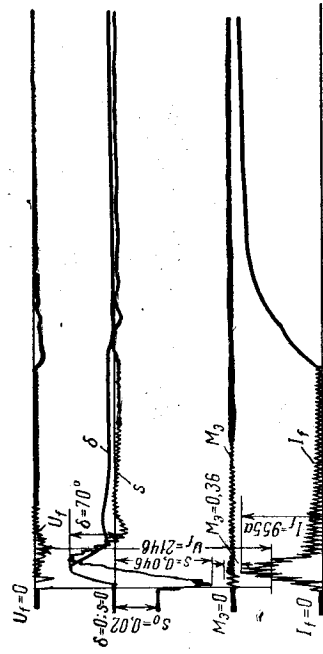


Рис. 1. Блок-схема набора задачи на математической модели МНБ-2.

Рис. 3. Процесс самосинхронизации генератора мощностью 750 кВт при $s_0 = 0,02$.

U_f — напряжение на обмотке возбуждения; s — скольжение; M_g — электромагнитный момент; I_f — ток обмотки возбуждения.

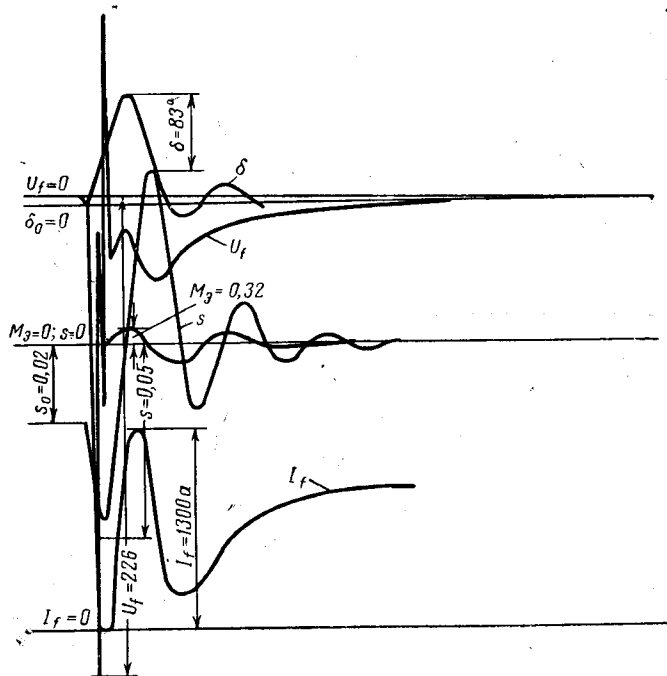


Рис. 4. Процесс самосинхронизации генератора мощностью 750 кВт при $s=0,04$.

где $r_v(I_f)$ — нелинейное сопротивление вентиля, равное $r_{пр}(I_f) = 0$ при $I_f > 0$ и $r_{обр}(I_f) = \infty$ при $I_f < 0$.

Подставив в уравнение (13) выражение (9), получим соотношение для тока возбуждения:

$$I_f = \frac{1}{p} \left[-\frac{x_{ad}}{x_f} p I_d - \frac{x_{ad}}{x_f} p I_{kd} - \frac{r_f}{x_f} I_f - \frac{r_v(I_f)}{x_f} I_f + \frac{I_f}{x_f} \right]. \quad (14)$$

При этом уравнение движения записано следующим образом:

$$ps = M_T - \psi_d I_q + \psi_q I_d; \quad (15)$$

$$p\delta = \omega_s s. \quad (16)$$

Блок-схема набора задачи по уравнениям синхронной машины показана на рис. 1.

Исследования перенапряжений было проведено как для управляемых вентилях, так и для диодов.

Исследования перенапряжений на обмотке ротора, включенной на диоды, были проведены для различных начальных скольжений ($s_0 = 0,01 \div 0,1$) и начальных углов включения ($\delta_0 = 0 \div 360^\circ$). При заданном скольжении изменялся угол включения.

На рис. 2 показаны кривые напряжений и токов обмотки ротора в зависимости от угла включения δ_0 при $t=0$. Из рис. 2 видно, что во время включения, когда вентили не проводят тока, на обмотке ротора появляются перенапряжения (более $10 U_{f \text{ ном}}$). Значительные перенапряжения при этом возникают на обмотке возбуждения при углах включения $0 \div 90^\circ$ и $320 \div 360^\circ$. Сдвиг тока относительно напряжения составляет 180° . Это обусловлено наличием выпрямителя в цепи ротора.

В зависимости от угла включения δ_0 напряжение ротора в момент $t=0$ может быть положительным или отрицательным, следовательно, вентиль либо будет проводить ток, либо

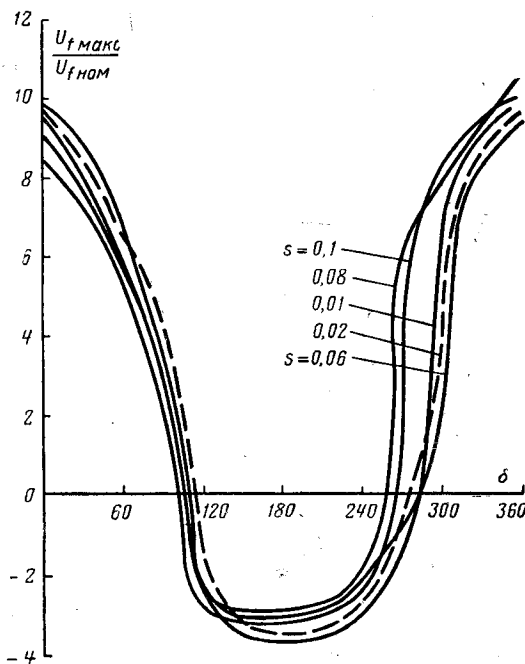


Рис. 5. Кривые напряжений на обмотке ротора при разомкнутой обмотке возбуждения.

тока не будет и обмотку возбуждения при этом можно практически считать разомкнутой. Вследствие этого на обмотке ротора и вентилях возникают значительные напряжения. Исследования также показали, что с увеличением начального скольжения перенапряжения на обмотке ротора имеют место не только при $t=0$, но и при $t>0$. Например, при $s_0 = 0,04$ перенапряжения наблюдались при углах включения $\delta_0 = 30, 90, 150, 210, 270$ и 330° в различные моменты времени.

На рис. 3 и 4 показаны процессы самосинхронизации генератора при различных начальных скольжениях и углах включения.

Исследования перенапряжений на обмотке ротора, включенной на управляемые вентили, были также проведены для различных начальных углов включения ($\delta_0 = 0 \div 360^\circ$) и начальных скольжений ($s = 0,02 \div 0,1$).

Так как в момент самосинхронизации управляемые выпрямители закрыты, то можно считать, что обмотка ротора разомкнута. Следовательно, задача сводится к исследованию перенапряжений на разомкнутой обмотке возбуждения.

На рис. 5 показаны кривые напряжений в зависимости от угла включения при различных начальных скольжениях на разомкнутой обмотке ротора. Эти кривые построены для максимальных значений напряжений в первый полупериод после включения машины. Несимметрия кривых относительно оси абсцисс объясняется влиянием аperiodической составляющей тока статора. Перенапряжения возникают при углах включения $0 \div 75^\circ$, $150 \div 210^\circ$ и $285 \div 360^\circ$.

Выводы. 1. При самосинхронизации генератора при наличии выпрямителей в цепи ротора могут возникнуть значительные перенапряжения в обмотке ротора, которые способны вывести вентили из строя.

2. Для обеспечения надежной работы выпрямителей необходимо предварительно определить уровень перенапряжения, а затем либо установить защитные устройства, либо применить вентили соответствующего класса.



О ВЛИЯНИИ КОЭФФИЦИЕНТА ЗАПРЕССОВКИ НА ЭЛЕКТРИЧЕСКУЮ ПРОЧНОСТЬ СИЛОВОГО КОНДЕНСАТОРА

В статье Н. И. Назарова «Влияние коэффициента запрессовки на электрическую прочность силового конденсатора» («Электричество», 1968, №1) содержится ряд, по нашему мнению, неправильных утверждений.

На стр. 52 автор сообщает: «... при переходе от бумаги с плотностью 0,8 к бумаге с плотностью 1 г/см³ электрическая прочность увеличивается». Далее автор утверждает: «Изменение коэффициента запрессовки... эквивалентно изменению плотности бумаги» (стр. 53) и «Увеличение коэффициента запрессовки также эквивалентно увеличению плотности диэлектрика» (стр. 54). Этим утверждениям противоречит вывод автора: «Величина коэффициента запрессовки практически не влияет на кратковременную электрическую прочность бумажных силовых конденсаторов».

Вывод сам по себе ошибочен и противоречит данным теории и практики. Ссылаясь на труды И. К. Федченко и Ю. В. Багалея, Д. С. Варшавский [Л. 1] пишет «О росте кратковременной электрической прочности многослойного бумажного диэлектрика при увеличении его степени сжатия» и «Теоретически и на основании опыта было показано, что уменьшение толщины зазоров между листами конденсаторной бумаги приводит к упрочнению диэлектрика. Более того, «... наилучшим путем увеличения кратковременной электрической прочности является повышение степени запрессовки».

Проф. В. Т. Ренне констатирует: «Секции с повышенным коэффициентом запрессовки обычно дают более высокие значения электрической прочности, так как в них меньше толщина зазоров, заполняемых пропиточной массой, что затрудняет развитие пробоя» [Л. 2].

Ошибочна величина показателя степени n в формуле (8) статьи; $4 < n < 8$ справедливо для оценки срока службы конденсаторов на постоянном токе, в случае же переменного тока (а именно такой случай и рассматривает автор) n достигает значения 11 [Л. 3]. Д. С. Варшавский, ссылаясь на труды G. P. Meueur, H. Veith и M. И. Мантрова, проводит значения n от 4 до 15 [Л. 1], а согласно новейшим данным $6 < n < 22$ [Л. 4].

Отдельные формулировки статьи отличаются неопределенностью. Так, автор утверждает: «Увеличение коэффициента запрессовки приводит к уменьшению срока службы». Уместно спросить, в каком диапазоне величин упоминаемое увеличение приводит к уменьшению срока службы? В статье нет ответа на этот существенный вопрос.

Автор статьи утверждает, что увеличение коэффициента запрессовки имеет своим следствием уменьшение срока службы диэлектрика и сокращение срока службы силовых бумажных конденсаторов. Этому утверждению противоречит практика мирового конденсаторостроения. Так, фирме «Дженерал Электрик» (США) «удалось заметно увеличить коэффициент запрессовки» [Л. 5]. У шведской фирмы «Сивертс Кабельверк» «секции наматываются с большим натяжением для увеличения коэффициента запрессовки» [Л. 5], у шведской фирмы АСЕА «Секции прессуются так же, как и на фирме «Сивертс

Кабельверк». ... Коэффициент запрессовки секции равен 0,9—0,95» [Л. 5].

Следует заметить, что конденсаторы указанных фирм отличаются большим сроком службы. Конденсаторы американского производства имеют среднегодовой выход из строя 0,085%, а шведские — 0,1—0,2%.

На Усть-Каменогорском конденсаторном заводе коэффициент запрессовки был доведен до 0,95—0,98 [Л. 1].

Указанная практика основана на обширных исследованиях, в результате которых были найдены оптимальные значения коэффициента запрессовки в зависимости от рода тока и пропитки, напряжения и частоты и других факторов. При этом было учтено, что «Величина коэффициента запрессовки оказывает заметное влияние на уровень электрической прочности, емкость, тангенс угла диэлектрических потерь и др.» [Л. 6]. Учитывалось также, что «При изменении коэффициента запрессовки от 0,85 до 0,95 емкость секции увеличивается на 18—20%, вследствие чего можно существенно сократить расход дорогостоящих активных материалов» [Л. 2].

Конечно, при этом учитывалось, что в известных пределах повышение коэффициента запрессовки, как это было доказано в ряде исследований, «затрудняет развитие пробоя» [Л. 2] и, следовательно, содействует повышению срока службы конденсатора в противоположность утверждениям автора рассматриваемой статьи.

Из сказанного следует, что в вопросах, касающихся электрической прочности конденсаторов, определения их срока службы и выбора коэффициента запрессовки автор, по нашему мнению, не везде правильно ориентирует читателя.

Литература

1. Варшавский Д. С., Пути повышения качества силовых конденсаторов, Центральный институт научно-технической информации приборостроения, электропромышленности и средств автоматизации, 1963.
2. Ренне В. Т., Расчет и конструирование конденсаторов, изд-во «Техника», 1966.
3. Menkartz C. R., Waldon P. L., New SxT formula uses temperature and voltage as key to long life capacitors, Докл. СИГРЭ, 1964—1/58.
4. Held W. und Rolvien W., Alterung und Lebensdauer von Leistungs kondensatoren, Bull. A. S. E. 1967, № 23.
5. Варшавский Д. С., Состояние силового конденсаторостроения за рубежом, вып. I, ВНИИЭМ, 1964.
6. Варшавский Д. С., Повышение рабочего градиента и удельной мощности силовых конденсаторов, научно-технический сборник «Развитие силового конденсаторостроения», ЦИТИЭЛЕКТРОПРОМ, 1962.

Инж. Г. М. Гольденберг



Профессор Игорь Моисеевич СИРОТА

(К 60-летию со дня рождения)

10 сентября 1968 г. исполнилось 60 лет со дня рождения доктора технических наук, профессора Игоря Моисеевича Сироты.

После окончания в 1930 г. Киевского электротехнического института Игорь Моисеевич работал в проектных организациях Харькова. В 1933 г. он перешел в созданное на ХЭМЗ конструкторское бюро релестроения, где разработал и внедрил в производство несколько оригинальных конструкций реле. В предвоенные годы И. М. Сирота работал в Киевэнерго руководителем группы электрических сетей, начальником проектного отдела и старшим инженером ЦСРЗ. Предложенные им новые конструкции сетевых распределительных устройств и методы расчета городских сетей использовались проектными организациями.

В этот период И. М. Сирота разработал оригинальную конструкцию грузовых приводов для автоматического включения масляных выключателей. На основе этой разработки в Киевэнерго и в некоторых других энергосистемах в предвоенные годы было впервые осуществлено большое количество устройств механического АПВ кабельных линий 6÷10 кВ и автоматического ввода резерва.

С 1941 г. И. М. Сирота служил в армии, воевал на фронтах Отечественной войны, участвовал в освобождении от гитлеровских захватчиков Румынии



и Болгарии; был награжден орденами и медалями. В 1943 г. он вступил в партию.

С 1946 г. и до настоящего времени И. М. Сирота работает в Институте электродинамики АН УССР.

В 1948 г. он успешно защитил кандидатскую диссертацию, а в 1963 г. — докторскую.

И. М. Сирота провел в институте ряд важных исследований, к числу ко-

торых относится широко известный комплекс работ по созданию чувствительных защит от замыканий на землю генераторов и сетей с малым током замыканий на землю.

Предложенные И. М. Сиротой трансформаторы тока нулевой последовательности с подмагничиванием для защиты генераторов, работающих на сборные шины, и синхронных компенсаторов внедрены почти во всех энергосистемах Советского Союза и в некоторых зарубежных странах.

Под его руководством и при непосредственном участии проводится разработка новых методов дифференциальных защит генераторов, методов дистанционного измерения токов без трансформаторов тока, систем телеуправления по проводам распределительных сетей на четных гармониках и др.

И. М. Сирота имеет свыше 80 опубликованных работ, в том числе две монографии: им написан ряд статей для Украинской Советской энциклопедии.

На протяжении многих лет И. М. Сирота принимает активное участие в общественно-политической жизни Института электродинамики. Чуткий и отзывчивый товарищ, он всегда с большой охотой передает свои знания молодежи.

Поздравляя Игоря Моисеевича с днем рождения, желаем ему хорошего здоровья и дальнейших творческих успехов.

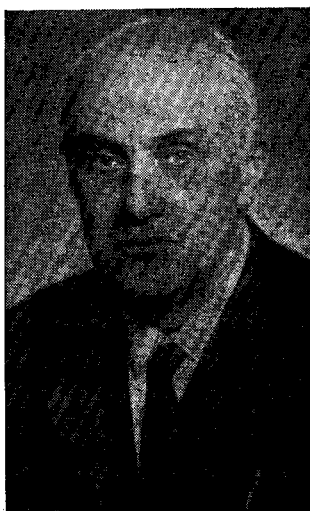
Группа товарищей

Дмитрий Александрович ЗАВАЛИШИН

После тяжелой болезни скончался Дмитрий Александрович Завалишин, крупный ученый в области электромашиностроения, заслуженный деятель науки и техники РСФСР, член-корреспондент АН СССР, профессор, доктор технических наук.

Д. А. Завалишин родился 13 апреля 1900 г. Он прошел путь от студента до профессора, доктора технических наук в Ленинградском политехническом институте им. М. И. Калинина. Здесь в период 1927—1940 гг. Д. А. Завалишин ведет большую педагогическую и учебно-методическую работу: пишет ряд учебников по электрическим машинам для вузов, совместно с академиком М. П. Костенко проводит широкие исследования в области коллекторных машин переменного тока и каскадных схем, выполняет фундаментальные работы по созданию новых схем вентильных двигателей и разработке их теории и методов расчета.

В 1936—1940 гг. Д. А. Завалишиным предлагаются схемы вентильных преобразователей частоты с коротко-



замкнутым ротором, впервые в стране создаются экспериментальные установки и проводятся теоретические исследования преобразователей частоты непосред-

ственного типа и с промежуточным звеном постоянного тока. Этим же вопросам была посвящена его докторская диссертация, защищенная в 1940 г.

В годы Великой Отечественной войны Д. А. Завалишин отдавал много сил и энергии подготовке инженерных кадров для Советской Армии и Военно-Морского Флота СССР, одновременно руководя выполнением ряда специальных научно-исследовательских работ.

С июля 1946 г. и до последних дней жизни Д. А. Завалишин возглавлял кафедру электрических машин Ленинградского института авиационного приборостроения.

Замечательный педагог, прекрасный лектор и организатор учебно-методической работы в вузе, Д. А. Завалишин непрерывно работал над созданием учебной литературы для студентов. Им были написаны учебники по электрическим машинам постоянного и переменного тока, по электрическим машинам малой мощности; изданы конспекты лекций по специальным электрическим машинам и по вентильным преобразо-

вателям в силовых цепях электрических машин.

Наряду с педагогической деятельностью Д. А. Завалишин с 1953 г. вел большую научно-организационную и научно-исследовательскую работу в Институте электромеханики АН СССР. Он фактически явился организатором двух лабораторий института: лаборатории систем статического возбуждения синхронных машин и лаборатории вентильно-электромашинных систем переменного тока. Под его руководством и непосредственным участием выполнены основополагающие работы по исследованию вентильных систем возбуждения крупных турбо- и гидрогенераторов и асинхронно-вентильных каскадов, разработан ряд схем вентильных преобразователей частоты, предназначенных для систем частотно-регулируемых приводов переменного тока.

Д. А. Завалишин активно участвовал в работе ряда организаций, являясь до последних дней жизни членом ученых советов Ленинградского института авиаприборостроения, Института электромеханики, Высшего инженерно-технического Краснознаменного училища, членом НТС завода «Электросила», членом НТС Министерства электротехнической промышленности, членом секции «Силовые полупроводниковые преобразователи» Научного совета АН СССР по раз-

делу «Физика и химия полупроводников». Он был членом редколлегий ряда научных журналов.

Имя Д. А. Завалишина широко известно отечественным и зарубежным электротехникам, ряд его работ переведен на иностранные языки.

Большая и разносторонняя научно-педагогическая деятельность Д. А. Завалишина отмечена правительственными наградами. Он награжден орденами Ленина, Трудового Красного Знамени и медалями СССР.

Светлый образ большого ученого, доброго и отзывчивого человека навсегда сохранится в памяти знавших его людей.

*Отделение физико-технических проблем АН СССР
Ленинградский институт авиаприборостроения
Институт электромеханики ЛЭО «Электросила»
Высшее инженерно-техническое Краснознаменное
училище*

К ИЗДАНИЮ СБОРНИКА «СОВЕТСКИЕ ЭНЕРГЕТИКИ»

Всесоюзный научно-исследовательский институт гидротехники (ВНИИГ) им. Б. Е. Веденеева и Президиум Совета старейших энергетиков Москвы и Ленинграда приступили к составлению и изданию сборника кратких биографических сведений о работниках, внесших творческий вклад в развитие энергетики СССР, — «Советские энергетики». Служебной запиской Н-3980 от 24.IV.1968 г. Министр энергетики и электрификации СССР П. С. Непорожний обязал все организации Министерства выслать ВНИИГ (Ленинград, К-220, Гжатская ул., 21, ВНИИГ ОНТИ) списки лиц, заслуживших быть помещенными в указанный сборник вместе с необходимыми сведениями о них. Со своей стороны ВНИИГ и Президиум Совета старейших энергетиков обращается ко всем энергетическим организациям (проектирующим, строящим, эксплуатирующим и др.) с просьбой оказать посильную помощь в этом весьма важном деле.

Ввиду того что сборник должен быть издан к столетию со дня рождения В. И. Ленина и пятидесятилетию утверждения VIII Съездом Советов плана электрификации РСФСР (ГОЭЛРО), просим подачу материалов по возможности не задерживать.

Право быть включенными в сборник заслуживают руководящие работники Министерств, Главков и их отделов, проектных, научных и учебных институтов, трестов, энергосистем, действующих крупных энергообъектов и т. д.; руководители проектирования энергообъектов и лица, принимавшие в их составлении руководящее участие (проектировщики, изыскатели); руководители строительства энергообъектов (начальники, главные инженеры, начальники крупных участков, производственно-технических отделов и т. д.); руководители эксплуатации (начальники ОДУ ЭЭС и их заместители, управляющие районными энергетическими управлениями и их заместители, директора и главные инженеры крупных электро-

станций и т. д.); руководители теоретического и экспериментального обоснования проектирования, строительства и эксплуатации энергообъектов); лица, воспитавшие значительное количество научных работников, инженеров, техников, экономистов, квалифицированных рабочих и др. (ректоры вузов и вузов и их заместители, деканы и их заместители, руководители соответствующих кафедр, профессора, доценты, преподаватели и т. д.); руководящий персонал заводов, изготовляющих основное оборудование для электростанций — турбин, генераторов, котлов и т. п. (директора, главные инженеры, главные конструкторы и т. д.). Наряду с указанными лицами в сборник намечено включить и рядовых работников (инженеров, техников, экономистов, рабочих), отличившихся в изысканиях, научных исследованиях, проектировании, строительстве и эксплуатации энергообъектов, предложивших новые прогрессивные теории и методы расчета, новые более совершенные конструктивные решения, новые более эффективные способы производства работ, усовершенствования в области эксплуатации электростанций, их сооружений и оборудования, Герои Социалистического труда, заслуженные деятели, заслуженные инженеры, заслуженные строители и т. д., руководители передовых бригад, лица, делившиеся своими знаниями и опытом с широкими массами энергетиков (авторы ценных монографий, статей в журналах, сборниках и т. д.).

Количество лиц в списке не ограничивается.

Справки о содержании сведений и др. можно получить во ВНИИГ.

*Всесоюзный научно-исследовательский институт
гидротехники им. Б. Е. Веденеева*

*Президиум Совета старейших энергетиков Москвы
и Ленинграда*

РЕДАКЦИОННАЯ КОЛЛЕГИЯ:

В. В. Афанасьев, А. И. Бертинов, В. Г. Бирюков, В. А. Веников, Б. Б. Воронцов, И. С. Ефремов, Л. А. Жекулин, Д. Г. Жимерин, А. М. Залесский, П. М. Ипатов, М. П. Костенко, В. С. Кулебакин, 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., д. 2/10. Телефон 294-24-80.

Почтовый адрес: Москва, Главный почтамт, абонентный ящик № 648

Адрес для телеграмм: МОСКВА, ЭЛЕКТРИЧЕСТВО

Сдано в пр-во 12/VIII 1968 г.
Формат бумаги 60×90¹/₈
Т-13183

Усл. печ. л. 12
Тираж 10 682 экз.

Подписано к печати 30/IX 1968 г.
Уч.-изд. л. 13,88
Зак. 1424

Московская типография № 10 Главполиграфпрома Комитета по печати при Совете Министров СССР. Шлюзовая наб., 10.

СОДЕРЖАНИЕ

Д. А. Арзамасцев и В. П. Обоскалов — Выбор оптимального состава агрегатов станций энергосистемы	А. Г. Здрок — Аналитический метод учета гистерезиса в магнитных усилителях с самоподмагничиванием	57
В. А. Карпов, М. Н. Розанов и И. Б. Федяев — Принципы построения устройств, выявляющих опасные динамические возмущения на электропередачах от мощных электростанций	1 Л. В. Шопен — Расчет магнитного усилителя с самоподмагничиванием в схеме стабилизатора напряжения	62
Е. В. Лысенко — Измерительные элементы органов тока или напряжения для релейной защиты	5 В. А. Бушуев — Графо-аналитический метод расчета времени срабатывания и тягового усилия магнитоуправляемых контактов	65
Э. Г. Куренный — Применение теории массового обслуживания к расчету колебаний электрических нагрузок	11 А. В. Донской и В. Д. Кулик — Анализ работы самовозбуждающегося последовательного инвертора на тиристорах	69
Е. М. Лопухина и Г. А. Семенчуков — Исследование механической характеристики двухфазного асинхронного двигателя	16 А. Д. Дроздов и В. А. Борисов — Методы расчета броска намагничивающего тока силовых трансформаторов в энергосистемах	72
С. А. Стома — Влияние несинусоидальности магнитного поля в зазоре на пусковой момент гистерезисного двигателя	21 ИЗ ОПЫТА РАБОТЫ	
Г. А. Ковальков и А. В. Мисюлин — О бесщеточном возбудителе турбогенератора 30 Мвт и индукционном датчике тока ротора	Е. А. Нерсисян — Исследование основных показателей расчетных нагрузок городских электрических сетей	77
Б. Ш. Бургин — Анализ амплитудной частотной характеристики электропривода с упругой связью при вариации параметров электромеханической системы	30 М. А. Тютюнник — Неполнофазные режимы асинхронных электродвигателей с заземленной нейтралью	80
В. П. Чистов, П. П. Матафонов и В. А. Троян — Оптимальное по быстродействию управление электроприводами постоянного тока при ограниченных фазовых координатах	В. Н. Шихов, В. В. Ткачев, Г. В. Медведев и Н. В. Шихова — К вопросу об измерении величин зарядов статического электричества	83
К. И. Кожевников — Оптимизация программы перемещения верхнего вала обжимного стана с экстремальным управлением	33 СООБЩЕНИЯ	
В. В. Пырков — Исследование чувствительности силовых тиристорных к скорости нарастания прямого напряжения	В. Ф. Чесаченко — Уравнения регуляторов возбуждения синхронных генераторов для расчета на ЭЦВМ	85
С. Б. Юдицкий, С. Е. Немчин, Ф. Г. Амалин, А. М. Шлыков, В. М. Курцин и И. В. Зайцев — Диффузионно-сплавные силовые вентили типа ВКЗ-200	37 С. И. Логинов и Г. Б. Любомирова — Исследование перенапряжений на вентиллях синхронного генератора при самосинхронизации	88
Л. А. Цейтлин — О расчете плоскопараллельных электростатических полей методом возмущения границ	44 ЗАМЕТКИ И ПИСЬМА	
	О влиянии коэффициента запрессовки на электрическую прочность силового конденсатора	91
	ХРОНИКА	
	51 Профессор Игорь Моисеевич Сирота. <u>Дмитрий Александрович Завалишин</u>	92
	54 К изданию сборника «Советские энергетики»	93

CONTENTS

Determining the Optimum Composition of Generators at Power Stations in a System — D. A. Arzamastsev, V. P. Oboskalov	Calculating Parallel — Plane Electrostatic Fields by the Perturbed Boundary Method — L. A. Tsaytlin	54
Design Principles for Devices that Detect Dangerous Dynamical Disturbances on Transmission Lines from Large Power Stations — V. A. Karpov, M. N. Rozanov, I. B. Fedyaev	1 An Analytical Method of Accounting for Hysteresis in Magnetic Amplifiers with Self-magnetization — A. G. Zdrok	57
Measuring Elements for Current and Voltage Units in Protective Relaying Circuits — E. V. Lisenko	5 Design of a Magnetic Amplifier with Self-magnetization in a Voltage Stabilizer Circuit — L. V. Chopin	62
Application of Queueing Theory to the Calculation of Electrical Load Fluctuations — E. G. Kurenniy	11 A Graphical Method for Determining the Operating Time and Tractive Force of Magnetically Controlled Contacts — V. A. Bushuyev	65
A Study of the Mechanical Characteristics of a Two-phase Induction Motor — E. M. Lopukhina, G. A. Semenchukov	16 Analysis of the Performance of a Self-excited Series Thyristor Type Inverter — A. V. Donskoi, V. D. Kulik	69
How a Non-sinusoidal Magnetic Field in the Air Gap Influences the Starting Torque of a Hysteresis Motor — S. A. Stoma	21 Methods for Calculating Power Transformer Magnetizing Current Surges in Power Systems — A. D. Drozdov, V. A. Borisov	72
Concerning a Brushless Exciter for a 30 MW Turbogenerator and an Induction Transducer for the Rotor Circuit — G. A. Kovalkov, A. V. Misiulin	25 FROM OPERATING EXPERIENCE	
Analysis of the Amplitude Frequency Characteristic of an Electric Drive with Elastic Coupling for Variations in the Parameters of the Electromechanical System — B. S. Burgin	30 A Study of the Basic Parameters of Design Loads in Urban Networks — E. A. Nersesyan	77
Optimum Control as to Speed of D. C. Drives with Restricted Phase Coordinates — V. P. Chistov, P. P. Mataphonov, V. A. Troyan	30 Open Phase Operation of Induction Motors with Grounded Neutrals — M. A. Tiutiunnik	80
Optimization of the Program for Translating the Upper Roller of a Blooming Mill with Extremal Control — K. I. Kodievnikov	On Measuring the Charge of Static Electricity — V. N. Shikhov, V. V. Tkachev, G. V. Medvedev, N. V. Shikhova	83
A Study of the Sensitivity of Power Thyristors to the Rate of Rise of the Direct Voltage — V. V. Pirkov	33 REPORTS	
Type BK3-200 Diffusion — Alloy Power Valves — S. B. Uditski, S. E. Nemchin, F. G. Amelin, A. M. Shlikov, V. M. Kurtzin, I. V. Zaitsev	37 Equations of Excitation Regulators for Synchronous Generators to be Used in Digital Computer Studies — V. F. Chesachenko	85
	44 A Study of Overvoltages Across the Protector Valves of a Synchronous Generator During the Self-synchronization Process — S. I. Loginov, G. B. Liubomirova	88
	48 NOTES AND LETTERS	91
	51 CHRONICLE	92

УДК 621.311.16

Выбор оптимального состава агрегатов станций энергосистемы

Арзамасцев Д. А. Обоскалов В. П.
«Электричество», 1968, № 9

Предложен метод определения оптимального состава работающих агрегатов энергосистемы, алгоритм которого основан на двухэтапной оптимизации. Первый этап является вспомогательным и служит для сокращения числа независимых переменных. Второй этап использует метод покомбинаторного спуска в сочетании с направленным перебором. Приводится алгоритм решения задачи при учете пусковых характеристик в самом общем виде. Рассмотрены изменения и упрощения алгоритма для частных случаев функции пусковых затрат. При линейности пусковой характеристики получено необходимое и достаточное условие выгодности состояния агрегата. Даны соображения по учету времени пуска и останова, а также износа оборудования от пусков.

УДК 621.315 : 621.3.019.38 : 631.142

Принципы построения устройств, выявляющих опасные динамические возмущения на электропередачах от мощных электростанций

Карпов В. А. Розанов М. Н. Федяев И. Б.
«Электричество», 1968, № 10

Рассматривается один из возможных путей построения блока, выявляющего опасные динамические возмущения на электропередачах от мощных электростанций. Показывается, что алгоритм и структура блока, а также необходимая для его работы информация могут быть определены из анализа функций Ляпунова. В основу алгоритма блока положены границы областей синхронной динамической устойчивости, построенные в координатах доаварийного значения передаваемой мощности и сброса мощности в момент аварийного нарушения режима. При этом учитывается длительность и место возникновения динамического возмущения.

Результаты экспериментальной проверки предложенного алгоритма на динамических моделях свидетельствуют о его эффективности. Илл. 7, библи. 13.

УДК 621.316.925.1

Измерительные элементы органов тока или напряжения для релейной защиты.

Лысенко Е. В.
«Электричество», 1968, № 10

Рассматриваются измерительные органы тока и напряжения, состоящие из элемента формирования измеряемой величины и измерительного элемента. На основе требований к измерительным органам, предъявляемым современной техникой релейной защиты, сформулированы требования к измерительным элементам. Рассматривается выполнение измерительных элементов на основе сравнения измеряемого тока с опорным и измеряемого напряжения с опорным, с магнитно-электрическим реле в качестве нуль-индикатора. Приведен анализ работы двух вариантов измерительного элемента, регулировки уставки и коэффициента возврата, включения нескольких измерительных элементов с различными уставками на один элемент формирования, и наоборот одного измерительного элемента на несколько элементов формирования по схеме «или», а также по схеме «и». Рассматриваются основные расчетные соотношения измерительных элементов.

Илл. 6.

УДК 621.3.016.33.001.1

Применение теории массового обслуживания к расчету колебаний электрических нагрузок

Куренный Э. Г.
«Электричество», 1968, № 10

Поставлена и решена в общем виде задача определения величины, длительности и частоты колебаний нагрузки от группы массовых электроприемников (аппараты дуговой и контактной электросварки, печи, прессы, краны и др.), для которых неизвестны индивидуальные графики нагрузки, а заданы лишь показатели их режима работы, коэффициенты загрузки, включения и частоты включений в единицу времени. Показатели колебательности определяются с применением метода А. Я. Хинчина из математической теории массового обслуживания, с существенными изменениями и дополнениями, вызванными отличиями задач теории электрических нагрузок от задач, характерных для телефонных сетей.

В общем виде указаны условия появления на групповом графике набросов и сбросов нагрузки от заданного уровня и определены их вероятности.

Практическое применение полученных результатов сводится к использованию достаточно простых формул и иллюстрируется примером расчета.

Выводы статьи подтверждены экспериментальными исследованиями, выполненными автором в действующих электрических сетях.

Илл. 2, табл. 1, библи. 6.

УДК 621.313.333.025.2

Исследование механической характеристики двухфазного асинхронного двигателя

Лопухина Е. М., Семенчуков Г. А.
«Электричество», 1968, № 10

Выводится выражение для электромагнитного вращающего момента двухфазной асинхронной машины при несимметричных сопротивлениях фаз и смещений осей обмоток в пространстве на 90° эд. град. Особенностью этого выражения является непосредственная связь момента со скоростью вращения, что удобно при анализе схем автоматических устройств с двухфазными асинхронными исполнительными двигателями. Получен метод определения теоретической скорости холостого хода, скорости при заданной нагрузке для двигателей общего применения и исполнительных, а также скорости при максимальном моменте для двигателя общего применения. Найдены условия устойчивости механической характеристики и отсутствия методического самохода. Приведены числовые примеры. Табл. 1, илл. 3, библи. 6.

УДК 621.313.39

Влияние несинусоидальности магнитного поля в зазоре на пусковой момент гистерезисного двигателя

Стома С. А.
«Электричество», 1968, № 10

На основе анализа магнитного поля в активной зоне получены выражения для пускового момента гистерезисного двигателя. Для случая $q=1$ формулы момента выведены в замкнутой форме, что позволяет анализировать зависимость пускового момента двигателя от размеров активной части и магнитных свойств материала ротора. В частности, с помощью предложенных выражений легко определить оптимальное значение воздушного зазора гистерезисного двигателя.

Для двигателей с $q>1$ результирующий момент представляется как сумма составляющих от отдельных гармоник поля и н. с. обмотки статора.

Для учета несинусоидальности поля предлагается использовать расчетный коэффициент, представляющий собой отношение результирующего момента на валу к моменту основной волны. Приведенные опытные данные хорошо совпадают с расчетными. Табл. 2. Илл. 6, библи. 2.

УДК 621.313.322—81 : 621.313.126

О бесщеточном возбудителе турбогенератора 30 Мвт и индукционном датчике тока ротора

Ковальков Г. А., Мисюлин А. В.
«Электричество», 1968, № 10

Приводится анализ некоторых результатов испытания бесщеточного возбудителя турбогенератора 30 Мвт и индукционного датчика тока ротора на стенде завода «Электротяжмаш».

Возбудитель — многофазный генератор с двумя перпендикулярными обмотками возбуждения, одна из которых сосредоточенная, другая — распределенная; обмотка якоря подключена к нагрузке через мостовой выпрямитель. В такой машине независимо от числа фаз ток в вентиле протекает в течение $\sim$ полупериода.

Индукционный датчик тока — ненасыщенный синхронный генератор с обмоткой возбуждения, включенной в цепь ротора турбогенератора.

Приводится уравнение нагрузочной характеристики возбудителя с учетом упрощений, принятых при проектировании, и с выделением параметров, подвергшихся технологическим изменениям.

Испытания показали: 1) правильность основных теоретических выводов и достаточную точность разработанных методов расчета, 2) малую кратность коммутационных перенапряжений, что позволяет отказаться от защитных $R-C$ цепочек, 3) высокое быстродействие возбудителя, 4) достаточную точность измерений с помощью индукционного датчика тока.

Илл. 4, библи. 2.

УДК 621.3

Анализ амплитудной частотной характеристики электропривода с упругой связью при вариации параметров электромеханической системы

Бургин Б. Ш.
«Электричество», 1968, № 10

Амплитудная частотная характеристика двухмассовой электромеханической системы с упругой связью и фиксированным напряжением питания может характеризоваться функцией безразмерных величин: отношения электромагнитной и электромеханической постоянных времени, квадрата отношения собственных частот упругих и электромеханических колебаний системы, отношения частот возмущающих и упругих колебаний, коэффициента распределения масс.

В статье приведены результаты расчетов на вычислительной машине при сканировании параметров, изменяющихся в характерных для них диапазонах. Также выявлены особенности указанной системы в резонансных режимах и выявлены условия возможности упрощения системы.

Полученные результаты могут быть использованы при расчетах конкретных систем электропривода. Библи. 1, Илл. 3.

Оптимальное по быстродействию управление электроприводами постоянного тока при ограниченных фазовых координатах

Чистов В. П., Матафонов П. П., Троян В. А.
«Электричество», 1968, № 9

Рассматривается оптимальное по быстродействию управление электроприводами постоянного тока при позиционном перемещении рабочего механизма с ограничением тока якорной цепи и скорости. Анализируются способы управления электроприводами при ослаблении потока возбуждения двигателя.

Рассмотрены два варианта управления, близких к оптимальному. Произведено сравнение результатов моделирования оптимальных и близких к оптимальным режимов управления. Илл. 5, библи. 3.

УДК 62—83 : 669

Оптимизация программы перемещения верхнего вала обжимного стана с экстремальным управлением.

Кожевников К. И.
«Электричество», 1968, № 10.

Рассматривается система для оптимизации программы перемещения верхнего вала с использованием вычислительной машины, которая периодически, после прокатки слитка, улучшает результаты расчета на основании информации о прокатанных ранее слитках.

Для ускорения сходимости программы, рассчитанной машиной, и рациональной программы алгоритм вычислительной машины должен учитывать данные аналитического исследования влияния программы на режим двигателя. В статье приводится такое исследование. Табл. 1, илл. 5, библи. 5.

УДК 621.314.632.4

Диффузионно-сплавные силовые вентили типа ВКЗ-200

Юдицкий С. Б., Немчин С. Е., Амелин Ф. Г., Шлыков А. М., Курцин В. М. и Зайцев И. В.
«Электричество», 1968, № 9

Описываются разработанные в ВЭИ им. В. И. Ленина и освоённые на опытном заводе ВЭИ диффузионно-сплавные вентили типа ВКЗ-200.

В отличие от сплавной и диффузионной технологии разработанная технология сочетает в себе преимущества и той и другой технологии. В результате удалось получить приборы с малым временем восстановления вентильных свойств без увеличения напряжения.

Табл. 1, илл. 8, библи. 8.

УДК 621.3

Аналитический метод учета гистерезиса в магнитных усилителях с самоподмагничиванием

Здрок А. Г.
«Электричество», 1968, № 9

Рассмотрены формы идеализированной петли гистерезиса электро-технических сталей и сплавов. Исследованы электромагнитные процессы в схеме магнитного усилителя, работающего на активно-индуктивную нагрузку.

Получены аналитические выражения напряжений и токов для режима усиления и при работе усилителя в области магнитного насыщения.

Режим коммутации вентилей представлен четырьмя интервалами, для каждого из которых вычислены токи цепи, напряжения на участках схемы и углы, характеризующие их продолжительность. Эти параметры позволили получить характеристику управления в аналитической форме, что позволяет оценить влияние отдельных параметров на свойства системы в целом. Илл. 5, библи. 6.

УДК

Графо-аналитический метод расчета времени срабатывания и тягового усилия магнитоуправляемых контактов

Бушуев В. А.
«Электричество», 1968, № 10

Дано описание переключающих устройств — магнитоуправляемых контактов, получивших в последние годы широкое распространение в электроавтоматике. Рассмотрен графо-аналитический метод расчета времени срабатывания и тягового усилия таких контактов, позволяющий учитывать потоки рассеяния, изменения сечения магнитопровода и наличие паразитного воздушного зазора. Илл. 8, библи. 5.

УДК 621.314.572

Анализ работы самовозбуждающегося последовательного инвертора на тиристорах

Донской А. В., Кулик В. Д.
«Электричество», 1968, № 10

Известные схемы тиристорных инверторов, работающих с независимым управлением тиристором, имеют существенные недостатки: незначительное время, представляемое тиристором для восстановления управляющих свойств; низкий коэффициент использования тиристором по току при больших добротностях колебательного контура. Эти недостатки устраняются при использовании схем инвертора в режиме самовозбуждения.

Результаты анализа тиристорного инвертора с самовозбуждением показали, что величина коэффициента использования тиристором по мощности k_W в мостовом варианте схемы инвертора при широком диапазоне изменения добротности колебательного контура лежит в пределах $0,42 \div 0,482$, в то время как при независимом управлении $k_W = 0,2 \div 0,45$.

Анализ также показал, что максимальные напряжения на емкости и нагрузке при больших добротностях колебательного контура могут значительно превышать напряжение источника питания.

Экспериментальное исследование инвертора подтвердило результаты анализа.

Илл. 4, библи. 5.

УДК 621.314.21.014.332.001.24

Методы расчета броска намагничивающего тока силовых трансформаторов в энергосистемах

Дроздов А. Д., Борисов В. А.
«Электричество», 1968, № 10.

Расчет броска намагничивающего тока силового трансформатора при включении на холостой ход или при восстановлении напряжения после короткого замыкания имеет большое значение для правильного проектирования релейных защит. В статье описан новый метод с кусочно-линейной аппроксимацией кривой намагничивания и приближенным интегрированием. Метод позволяет рассчитать токи включения с учетом сопротивления сети и определить затухание тока по периодам. Илл. 3, библи. 20.

Исследование основных показателей расчетных нагрузок городских электрических сетей

Нерсисян Е. А.
«Электричество», 1968, № 10

Приводятся результаты исследования основных показателей жилищно-бытовых нагрузок городских электрических сетей, проведенные Арм. НИИЭ в течение 1964—1967 гг. В качестве основных показателей рассмотрены: необходимое число и точность измерений, расчетная продолжительность и величина максимума нагрузки, коэффициент реактивной мощности бытовой нагрузки, включенная мощность и коэффициент загрузки электробытовых приборов, средняя вероятность участия в максимальной нагрузке и насыщение сетей этими приборами. Результаты исследования всех показателей сведены в таблицы. По данным исследования рассчитана средняя мощность от каждого прибора и от всех приборов в целом на квартиру для современного и перспективного периодов. Табл. 2, илл. 1, библи. 4.

УДК 621.313.333.001.24

Неполнофазные режимы работы асинхронных электродвигателей с заземленной нейтралью

Тютюнник М. А.
«Электричество», 1968, № 10

Рассчитываются неполнофазные режимы асинхронных электродвигателей с заземленной нейтралью. Учитывается эффект вытеснения тока ротора на поверхность активных проводников для токов прямой и обратной последовательностей. Результаты расчета сравниваются с экспериментальными данными, полученными для двигателя типа А-41-6 (380 в, 1 квт, 1000 об/мин), приводится экспериментальное исследование изменения сопротивления нулевой последовательности в зависимости от скольжения.

На основании расчетных и экспериментальных данных сделаны выводы о возможности кратковременной работы двигателей при потере одной фазы, а также о возможности их пуска под нагрузкой.

Предложен принцип построения простой сигнализации или защиты от неполнофазных режимов путем заземления нуля и включения в заземляющий проводник токового или теплового реле.

Илл. 7, библи. 2.

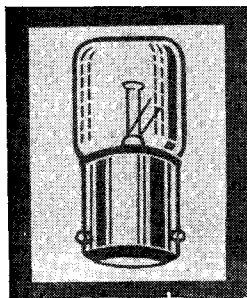
УДК 621.319.74

К вопросу измерения величин зарядов статического электричества

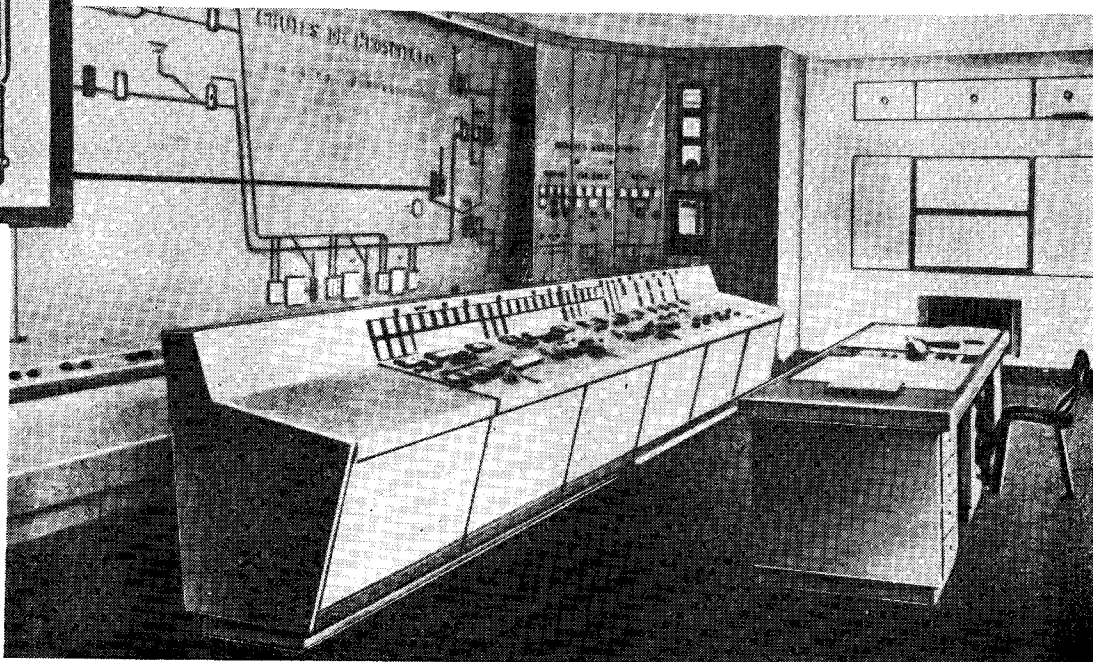
Шихов В. Н., Ткачев В. В., Медведев Г. В. и Шихова Н. В.
«Электричество», 1968, № 10

Показана необходимость учета распределенной емкости диэлектрика при определении величин зарядов статического электричества. Показаны преимущества приборов на принципе измерения напряжения на большой входной емкости. Описана методика измерения величин зарядов статического электричества на поверхности твердых тел с учетом или предварительным измерением распределенной емкости диэлектрика. Илл. 3, библи. 5.

ЭТОТ АНСАМБЛЬ АВТОМАТИЧЕСКОЙ СИГНАЛИЗАЦИИ
ВКЛЮЧАЕТ НЕСКОЛЬКО СОТЕН ЛАМП РАЗЛИЧНЫХ МОДЕЛЕЙ



Лампы
Ж. Рошэ
Ссылка
18 353
Размер
цоколя 18 мм
Тотальная
длина 35 мм



БЕПРЕРЫВНО
РАБОТАЮТ ВО
ФРАНЦИИ

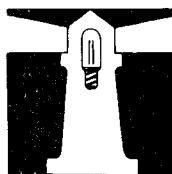
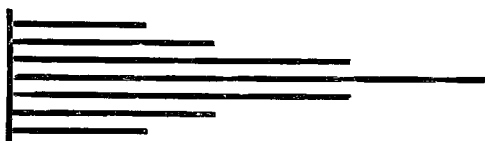
И В ДРУГИХ
СТРАНАХ

МИЛЛИОНА ЛАМП ЖАН РОШЭ

Обеспечивая

- ШИРОКИЙ ОПЫТ В ВОПРОСАХ
СВЕТОВОЙ СИГНАЛИЗАЦИИ
- Совершенно разработанную тех-
нику
- Самые современные производ-
ственные методы
- Абсолютную безопасность.

На службе АВТОМАТИЗАЦИИ,
Предприятия Жан РОШЭ находятся
в вашем распоряжении для изучения
ваших особых проблем или для осу-
ществления специальной лампы, отве-
чающей вашим нуждам



По запросу документация
высылается бесплатно

JEAN ROCHET

5, rue Mauriceau, ASNIERES (Seine)
Tél. GREsillons 00-84 - France

О Т К Р Ы Т А П О Д П И С К А

на ЖУРНАЛЫ издательства «ЭНЕРГИЯ» на 1969 г.

«ЭЛЕКТРИЧЕСТВО»

Научно-технический журнал
Орган Академии наук СССР,
Государственного комитета
Совета Министров СССР
по науке и технике
и Центрального правления
Научно-технического общества
энергетики и электротехнической
промышленности
Год издания 89-й 12 номеров в год
Подписная цена:
на год — 9 р. 60 к.,
на 6 мес. — 4 р. 80 к.
Цена одного номера 80 коп.

«ТЕПЛОЭНЕРГЕТИКА»

Научно-технический журнал
Орган Академии наук СССР,
Государственного комитета
Совета Министров СССР
по науке и технике
и Центрального правления
Научно-технического общества
энергетики и электротехнической
промышленности
Год издания 16-й 12 номеров в год
Подписная цена:
на год — 9 р. 60 к.,
на 6 мес. — 4 р. 80 к.
Цена одного номера 80 коп.

«СВЕТОТЕХНИКА»

Научно-технический
и производственный журнал
Орган Министерства
электротехнической промышленности
СССР
и Центрального правления
Научно-технического общества
энергетики и электротехнической
промышленности
Год издания 15-й 12 номеров в год
Подписная цена:
на год — 3 р. 60 к.,
на 6 мес. — 1 р. 80 к.
Цена одного номера 30 коп.

«ЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ СТАНЦИИ»

Производственно-технический журнал
Орган Министерства энергетики
и электрификации СССР
и Центрального правления
Научно-технического общества
энергетики и электротехнической
промышленности
Год издания 40-й 12 номеров в год
Подписная цена:
на год — 9 р. 60 к.,
на 6 мес. — 4 р. 80 к.
Цена одного номера 80 коп.

«ЭНЕРГЕТИК»

Производственно-массовый журнал
Министерства энергетики
и электрификации СССР
и Центрального комитета профсоюза
рабочих электростанций и
электротехнической промышленности
Год издания 17-й 12 номеров в год
Подписная цена:
на год — 2 р. 40 к.,
на 6 мес. — 1 р. 20 к.
Цена одного номера 20 коп.

«ЭЛЕКТРОТЕХНИКА»

Научно-технический журнал
Министерства электротехнической
промышленности СССР
и Центрального правления
Научно-технического общества
энергетики и электротехнической
промышленности
Год издания 40-й 12 номеров в год
Подписная цена:
на год — 8 р. 40 к.,
на 6 мес. — 4 р. 20 к.
Цена одного номера 70 коп.

«ЭНЕРГОХОЗЯЙСТВО ЗА РУБЕЖОМ»

(Приложение к журналу
«Электрические станции»)
Производственно-технический журнал
Орган Министерства энергетики
и электрификации СССР
и Центрального правления
Научно-технического общества
энергетики и электротехнической
промышленности
Год издания 14-й 6 номеров в год
Подписная цена:
на год — 2 р. 40 к.,
на 6 мес. — 1 р. 20 к.
Цена одного номера 40 коп.

«ПРОМЫШЛЕННАЯ ЭНЕРГЕТИКА»

Производственно-технический журнал
Орган Министерства энергетики
и электрификации СССР
и Центрального правления
Научно-технического общества
энергетики и электротехнической
промышленности
Год издания 24-й 12 номеров в год
Подписная цена:
на год — 4 р. 80 к.,
на 6 мес. — 2 р. 40 к.
Цена одного номера 40 коп.

«ГИДРОТЕХНИЧЕСКОЕ СТРОИТЕЛЬСТВО»

Научно-технический
и производственный журнал
Министерства энергетики
и электрификации СССР
и Центрального правления
Научно-технического общества
энергетики и электротехнической
промышленности
Год издания 39-й 12 номеров в год
Подписная цена:
на год — 7 р. 20 к.,
на 6 мес. — 3 р. 60 к.
Цена одного номера 60 коп.

Произвести подписку на журналы можно у общественных распространителей печати в пунктах подписки «Союзпечать» по месту работы и учебы, в агентствах Союзпечати, а также в любом почтамте и отделении связи.