

*Да здравствует созданная Лениным славная
Коммунистическая партия Советского Союза!*

(Из Призывов ЦК КПСС к 48-ой годовщине
Великой Октябрьской социалистической революции)

УДК 537.212.001.24

Анизотропный эллипсоид в анизотропной среде

Инж. Б. В. ВАНИН
ВНИИЭ

В ряде теоретических и практических задач, например при электрическом моделировании различных полей на анизотропной или не вполне изотропной проводящей бумаге, при исследовании влияния примесей и инородных тел на свойства изолирующих материалов и т. д., необходимо вычислять напряженность поля внутри анизотропных включений, находящихся в анизотропной среде. Описаний методов таких вычислений в литературе даже для многих простейших случаев не имеется. Это относится и к такому распространенному частному случаю, когда включение имеет форму эллипсоида, среда и включение прямолинейно анизотропны и их оси анизотропии совпадают с главными осями эллипсоида. Ниже показано, что задача о вычислении поля внутри такого включения сводится к аналогичной задаче для изотропных среды и включения, решение которой известно [Л. 1].

Пусть в описанной выше системе действует однородное в удаленных от эллипсоида точках поле, напряженность которого параллельна одной из главных осей эллипсоида. Обозначая через φ и φ_1 потенциалы соответственно вне и внутри эллипсоида, имеем:

$$\epsilon_x \varphi''_x + \epsilon_y \varphi''_y + \epsilon_z \varphi''_z = 0; \quad (1)$$

$$\epsilon_{1x} \varphi''_{x1} + \epsilon_{1y} \varphi''_{y1} + \epsilon_{1z} \varphi''_{z1} = 0, \quad (2)$$

где ϵ_x , ϵ_y , ϵ_z — составляющие диэлектрической проницаемости среды;

ϵ_{1x} , ϵ_{1y} , ϵ_{1z} — составляющие диэлектрической проницаемости эллипсоида.

В соответствии с методом изотропизации [Л. 2] применим линейную деформацию среды и эллипсоида по формулам:

$$x_1 = Ax; \quad y_1 = By; \quad z_1 = Cz, \quad (3)$$

выбрав постоянные коэффициенты преобразования A , B и C таким образом, чтобы:

1) потенциалы в соответственных точках пространства были одинаковы;

2) потоки смещения через соответственные площадки были одинаковы;

3) среда вне эллипсоида после преобразования стала изотропной.

Первое и третье условия выполняются, если A , B и C удовлетворяют равенствам:

$$\epsilon_x A^2 = \epsilon_y B^2 = \epsilon_z C^2 = \epsilon D, \quad (4)$$

где ϵ — диэлектрическая проницаемость среды вне эллипсоида;

D — безразмерный коэффициент.

Второе условие применительно к области вне эллипсоида дает

$$D = ABC. \quad (5)$$

Например, выбрав элементарную площадку, перпендикулярную оси x , получим:

$$\epsilon_x \varphi'_x dy dz = \epsilon \varphi'_{x1} dy_1 dz_1$$

или

$$\epsilon_x \varphi'_{x1} A dy dz = \epsilon \varphi'_{x1} B dy C dz,$$

откуда

$$\epsilon_x A^2 = \epsilon ABC,$$

что с учетом равенства (4) дает (5). Применяя аналогичным образом второе условие к области внутри эллипсоида, получаем, что

$$D = 1. \quad (6)$$

Использовав равенства (4), (5) и (6), найдем:

$$\epsilon^3 = \epsilon_x \epsilon_y \epsilon_z. \quad (7)$$

Внутренность эллипсоида при этом преобразовании остается анизотропной, но составляющие его диэлектрической проницаемости изменяются, так что выражение (2) принимает вид:

$$A^2 \epsilon_{1x} \varphi''_{x1} + B^2 \epsilon_{1y} \varphi''_{y1} + C^2 \epsilon_{1z} \varphi''_{z1} = 0. \quad (8)$$

Отсюда определяются составляющие диэлектрической проницаемости внутренности эллипсоида:

$$\epsilon'_{1x} = \epsilon_{1x} A^2; \quad \epsilon'_{1y} = \epsilon_{1y} B^2; \quad \epsilon'_{1z} = \epsilon_{1z} C^2, \quad (9)$$

где постоянные A , B и C определяются при помощи уравнений (4), (6) и (7).

Таким образом, задача о вычислении поля внутри анизотропного включения, находящегося в анизотропной среде, сводится к аналогичной задаче для линейно анизотропного включения в изотропной среде. Последняя задача при принятом условии, что действующее в системе поле однородно в точках, удаленных от эллипсоида, не отличается от задачи о вычислении поля внутри изотропного эллипсоида, находящегося в изотропной среде, в которой действует однородное поле. Действительно, нетрудно убедиться в том, что выражение для потенциала внутри и вне изотропного эллипсоида удовлетворяет как дифференциальным уравнениям для областей внутри и вне анизотропного эллипсоида, так и условию непрерывности смещения на границе этих областей, если составляющая диэлектрической проницаемости анизотропного эллипсоида в направлении, параллельном напряженности внешнего однородного поля, равна диэлектрической проницаемости изотропного эллипсоида. Поскольку изотропный эллипсоид при таких условиях поляризуется однородно, анизотропный эллипсоид также имеет однородную поляризацию. Напряженность поля внутри него E_{1x} при приложении внешнего однородного поля E_x , например, вдоль оси x выражается тогда по известной формуле [Л. 1]

$$\frac{E_{1x}}{E_x} = \frac{1}{1 + \left(\frac{\epsilon'_{1x}}{\epsilon} - 1 \right) F_x}$$

или с учетом равенств (4), (6) и (9)

$$\frac{E_{1x}}{E_x} = \frac{1}{1 + \left(\frac{\epsilon_{1x}}{\epsilon_x} - 1 \right) F_x}, \quad (10)$$

где коэффициент деполяризации F_x [Л. 1] выражается формулой

$$F_x = \frac{abc}{2} \int_0^{\infty} \frac{ds}{(a^2 A^2 + s) \sqrt{(a^2 A^2 + s)(b^2 B^2 + s)(c^2 C^2 + s)}}, \quad (11)$$

где a , b , c — заданные длины полуосей эллипсоида до преобразования равенства (3).

Формулы (10) и (11) дают возможность вычислить напряженность поля внутри анизотропного эллипсоида в зависимости от напряженности внешнего однородного поля и являются решением поставленной выше задачи.

Полученные результаты позволяют также вычислить потенциал в области вне анизотропного эллипсоида, если подставить значения x_1 , y_1 , z_1 из (3) в известное [Л. 1] выражение для потенциала вне изотропного эллипсоида, находящегося в изотропной среде. Это приводит к окончательному выражению в виде

$$\varphi = E_x x \frac{1 + \left(\frac{\epsilon_{1x}}{\epsilon_x} - 1 \right) F_x \psi}{1 + \left(\frac{\epsilon_{1x}}{\epsilon_x} - 1 \right) F_x}, \quad (12)$$

где

$$\psi = \frac{\int_0^{\xi} \frac{ds}{(a^2 A^2 + s) \sqrt{(a^2 A^2 + s)(b^2 B^2 + s)(c^2 C^2 + s)}}}{\int_0^{\infty} \frac{ds}{(a^2 A^2 + s) \sqrt{(a^2 A^2 + s)(b^2 B^2 + s)(c^2 C^2 + s)}}};$$

ξ — положительный корень уравнения

$$\frac{x^2 A^2}{a^2 A^2 + \xi} + \frac{y^2 B^2}{b^2 B + \xi} + \frac{z^2 C^2}{c^2 C^2 + \xi} = 1.$$

Пример 1. Изотропный эллиптический цилиндр в анизотропной среде. Подобные задачи возникают при моделировании полей на анизотропной или не вполне изотропной проводящей бумаге. Цилиндр рассматривается как вырожденный эллипсоид при бесконечно большой длине одной из его полуосей. Полагая в (11), что $c \rightarrow \infty$, получаем после интегрирования:

$$F_x = \frac{bB}{aA + bB}. \quad (13)$$

Кроме того, после интегрирования будет:

$$\psi = \frac{\sqrt{b^2 B + \xi} - bB}{\sqrt{a^2 A^2 + \xi} - aA}, \quad (14)$$

а ξ является положительным корнем уравнения

$$\frac{x^2 A^2}{a^2 A^2 + \xi} + \frac{y^2 B^2}{b^2 B + \xi} = 1.$$

Формулы (13) и (14) совместно с (12) выражают потенциал поля вне цилиндра. Поле внутри цилиндра однородно, и его напряженность выражается формулами (10) и (13).

Пример 2. Средняя диэлектрическая проницаемость статистической смеси одинаково ориентированных разнородных частиц. Как было показано ранее [Л. 3], приближенные значения составляющих средней диэлектрической проницаемости ϵ_x , ϵ_y и ϵ_z — компонентной смеси одинаково ориентированных частиц можно вычислить из системы уравнений вида

$$\sum_{k=1}^n f_{kx} \theta_k (\epsilon_{kx} - \epsilon_x) = 0, \quad (15)$$

где ϵ_{kx} , θ_k — соответственно составляющая диэлектрической проницаемости и объемная концентрация k -й компоненты смеси;

f_{kx} — отношение средней напряженности поля в k -й компоненте к средней напряженности поля в системе.

Два других уравнения этой системы получаются заменой индекса x индексами y и z . В этом методе вычисления средней диэлектрической проницаемости важную роль играет изложенный способ вычисления напряженности поля внутри анизотропного эллипсоида, так как при приближенном вычислении напряженности поля в компонентах смеси частицы смеси рассматриваются как эллипсоидальные анизотропные включения в промежуточной [Л. 3] однородной анизотропной среде с исковыми значениями ϵ_x , ϵ_y , ϵ_z составляющих диэлектрической проницаемости. Коэффициенты $f_{kx} = \frac{E_{kx}}{E_x}$ при

этом вычисляются по формулам вида (10) и (11) [или (13)].

Учет анизотропии системы по описанному методу приводит к заметно лучшим результатам по сравнению с получающимися в предположении, что система изотропна. Это видно на простейшем примере двухмерной (плоское параллельное поле), двухкомпонентной системы, являющейся статистической.

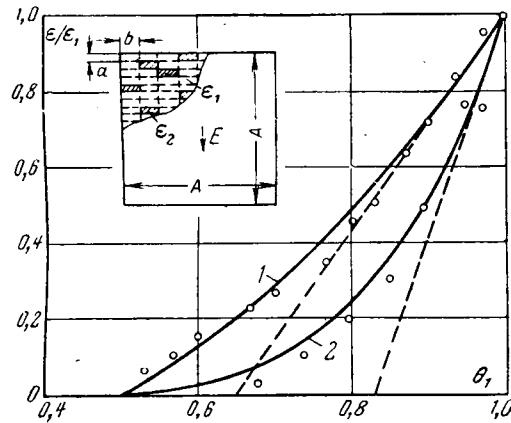


Рис. 1. Зависимость диэлектрической проницаемости статистической смеси одинаково ориентированных проводящих и непроводящих частиц от концентрации проводящих частиц при различной их форме.

1 — $a=8$ мм, $b=15$ мм, $A=450$ мм; 2 — $a=5$ мм, $b=25$ мм, $A=500$ мм. Сплошные линии — по формулам (16), (17) и (18); пунктирные — по формулам (16) и (17) при $t=t_0$; точки — эксперимент на проводящей бумаге.

[Л. 3 и 4] смесью одинаково ориентированных проводящих ($0 < \epsilon_1 < \infty$) и непроводящих ($\epsilon_2=0$) частиц одинаковой формы. При этих условиях уравнения (10), (13) и (15) дают:

$$\frac{\epsilon_x}{\epsilon_1} = \theta_1 - \theta_2 t, \quad (16)$$

$$\frac{\epsilon_y}{\epsilon_1} = \theta_1 - \frac{\theta_2}{t}, \quad (17)$$

$$t = \frac{2\mu_0^2 \theta_1}{\theta_2 (\mu_0^2 - 1) + \sqrt{\theta_2^2 (\mu_0^2 - 1)^2 + 4\mu_0^2 \theta_1^2}}, \quad (18)$$

где

$$\mu_0 = \frac{b}{a},$$

a — меньшая полуось эллипсоида;

b — большая полуось;

ϵ_x — составляющая диэлектрической проницаемости в направлении меньшей полуоси;

ϵ_y — составляющая диэлектрической проницаемости в направлении большей полуоси.

Если же в этих вычислениях не учитывать последовательно анизотропию системы и принять в (13), что $A=B$, то для ϵ_x и ϵ_y получаются те же формулы (16) и (17), но величина t в них имеет постоянное значение $t=t_0$, соответствующее значению t из (18) при $\theta_1=1$. Неудивительно поэтому, что в последнем случае согласие теоретических и опытных данных хуже (рис. 1).

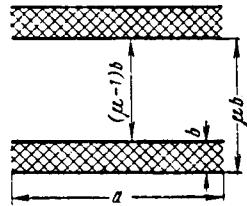
Пример 3. Средняя диэлектрическая проницаемость волокнистого материала. Как известно, волокнистые материалы большей частью анизотропны. Это относится и к таким волокнистым материалам, как электротехнические бумаги и картоны. Их анизотропия зависит от степени ориентации волокон и проявляется сильнее всего в предельном случае, когда все волокна имеют одинаковую ориентацию (вдоль листа). Тогда составляющие диэлектрической проницаемости соответственно для направлений вдоль, поперек и перпендикулярно листу соотносятся согласно неравенству

$$\epsilon_x > \epsilon_y > \epsilon_z. \quad (19)$$

Ранее было показано [Л. 5], что волокнистый материал такого вида можно рассматривать как двухмерную статистическую смесь двухслойных элементарных включений, представляющих собой длинное волокно вместе с прилегающей к нему щелевидной порой (рис. 2). Ширина включения равна средней ширине волокна a , а высота — средней толщине волокна b , умноженной на коэффициент μ , зависящий от тол-

Рис. 2. Двухслойное включение внутри структуры, моделирующей волокнистый материал.

b — толщина волокна; μb — высота двухслойного включения; a — ширина волокна.



шине поры. Зависимость объемной концентрации $p(\theta, \mu)$ включений, имеющих высоту, не превышающую μ , от объемной концентрации волокон θ и от μ была получена ранее [Л. 5]. Она имеет вид:

$$p(\theta, \mu) = 1 - \theta \left(\mu + \frac{1}{k\theta} \right) e^{-k\theta\mu}, \quad (20)$$

где k — функция θ , определяемая из трансцендентного уравнения

$$(1 - \theta)k = e^{-k\theta}. \quad (21)$$

Вычисление средней диэлектрической проницаемости волокнистого материала, как и в предыдущем примере, сводится к вычислению напряженности поля внутри анизотропного эллипсоидального включения, находящегося в анизотропной среде.

Вычисление содержит следующие упрощающие допущения:

1) Внутренность двухслойного включения заменяется однородной средой, имеющей составляющие диэлектрической проницаемости, вычисляемые по известным формулам для диэлектрической проницаемости слоистого диэлектрика. Для составляющей, параллельной широким граням включения, имеем:

$$\xi_2 = \frac{1 + \eta(\mu - 1)}{\mu}, \quad (22)$$

где ξ_2 — отношение рассматриваемой составляющей диэлектрической проницаемости включения к диэлектрической проницаемости материала волокон;

η — отношение диэлектрической проницаемости вещества, заполняющего поры, к диэлектрической проницаемости материала волокон.

Для составляющей, нормальной широким граням включения, получим:

$$\xi_3 = \frac{\mu\eta}{\eta + (\mu - 1)}, \quad (23)$$

где ξ_3 — отношение рассматриваемой составляющей диэлектрической проницаемости включения к диэлектрической проницаемости материала волокон.

2) Включение рассматривается как уединенное в анизотропной промежуточной среде с искомыми значениями составляющих диэлектрической проницаемости ϵ_x , ϵ_y , ϵ_z .

3) Принимается, что включение имеет форму эллиптического цилиндра, имеющего отношение длин полуосей, равное отношению ширины волокна к его высоте. Тогда коэффициент деполяризации относительно большей полуоси включения выразится формулой

$$F_y = \frac{\mu}{\mu + \mu_p \sqrt{\frac{\xi_x}{\xi_y}}}, \quad (24)$$

а коэффициент деполяризации относительно меньшей полуоси выразится формулой

$$F_z = \frac{\mu_0}{\mu_0 + \mu \sqrt{\frac{\xi_y}{\xi_z}}}, \quad (25)$$

где μ_0 — средняя величина отношения ширины волокна к его толщине;

ξ_y , ξ_z — отношение ϵ_y , ϵ_z к диэлектрической проницаемости материала волокон.

При этих допущениях по аналогии с формулой (15) получаем два трансцендентных уравнения:

$$\left[\frac{P(\xi_2 - \zeta_y)}{1 + \left(\frac{\xi_2}{\zeta} - 1 \right) F_y} \right]_{\mu=1} + \int_{\mu=1}^{\infty} \frac{\partial P}{\partial \mu} \cdot \frac{(\xi_2 - \zeta_y) d\mu}{1 + \left(\frac{\xi_2}{\zeta_y} - 1 \right) F_y} = 0 \quad (26)$$

и

$$\left[\frac{P(\xi_3 - \zeta_z)}{1 + \left(\frac{\xi_3}{\zeta_z} - 1 \right) F_z} \right]_{\mu=1} + \int_{\mu=1}^{\infty} \frac{\partial P}{\partial \mu} \cdot \frac{(\xi_3 - \zeta_z) d\mu}{1 + \left(\frac{\xi_3}{\zeta_z} - 1 \right) F_z} = 0. \quad (27)$$

После интегрирования и преобразований уравнения (26) и (27) дают:

$$\zeta_y = \frac{-B_y - \sqrt{B_y^2 - 4A_y B_y}}{2A_y} \quad (28)$$

и

$$\zeta_z = \frac{-B_z - \sqrt{B_z^2 - 4A_z C_z}}{2A_z}, \quad (29)$$

где

$$A_y = -\left(\frac{\theta}{q_y} + \frac{1-\theta}{\eta} \right) + \frac{1-\theta}{q_y} \left(1 - \frac{\eta}{q_y} \right) \left(\frac{q_y}{\eta} - 1 \right) \Phi_y;$$

$$B_y = 1 - 2 \frac{q_y - 1}{q_y} \left[\theta + (1-\theta) \left(1 - \frac{\eta}{q_y} \right) \Phi_y \right];$$

$$C_y = \frac{q_y - 1}{q_y} \left[\theta + (1-\theta) \left(1 - \frac{1}{q_y} \right) \eta \Phi_y \right];$$

$$A_z = -\frac{q_z - 1}{q_z} \left[\theta + \frac{1-\theta}{\eta} \cdot \frac{q_z - 1}{q_z} \Phi_z \right];$$

$$B_z = -1 + 2 \frac{q_z - 1}{q_z} \left[\theta + (1-\theta) \left(1 - \frac{1}{q_z \eta} \right) \Phi_z \right];$$

$$C_z = \eta + \left(\frac{1}{q_z} - \eta \right) \left[\theta + (1-\theta) \left(1 - \frac{1}{q_z \eta} \right) \Phi_z \right];$$

$$\begin{aligned} \Phi_y &= \Phi(\chi_y), \Phi_z = \Phi(\chi_z); \\ \Phi(\chi) &= \chi [1 + \chi e^{\chi} Ei(-\chi)]; \\ -Ei(-\chi) &= \int_{\chi}^{\infty} \frac{e^{-t} dt}{t}; \end{aligned}$$

$$\chi_y = \frac{k\theta q_y}{\eta}, q_y = 1 + \omega_0 \sqrt{\zeta_y \zeta_z};$$

$$\chi_z = k\theta q_z \eta, q_z = 1 + \frac{\mu_0}{\sqrt{\zeta_y \zeta_z}}.$$

Искомые величины ζ_y и ζ_z определяются из формул (28) и (29) методом последовательных приближений.

Что касается ζ_x — величины отношения ε_1 к диэлектрической проницаемости материала волокон, то она при принятых допущениях, очевидно, определяется по простой формуле арифметического смещения диэлектрических проницаемостей компонент:

$$\zeta_x = \theta + \eta(1-\theta). \quad (30)$$

Формулы (28), (29) и (30) выражают предельные значения составляющих диэлектрической проницаемости волокнистого материала в зависимости от величин объемных концентраций и диэлектрических проницаемостей его компонент, а также формы волокон. Формулы (28) и (29) ввиду упрощающих допущений, положенных в основу их вывода, справедливы при не очень большой разнице (порядка 1:10) в диэлектрических проницаемостях компонент материала.

Литература

- Стрэттон Дж. А., Теория электромагнетизма, ОГИЗ, 1948.
- Нетушил А. В., Электрические поля в анизотропных средах, «Электричество», 1950, № 3.
- Ванин Б. В., Диэлектрическая проницаемость неупорядоченных неоднородных сред, Труды ВНИИЭ, вып. 20, 1965.
- Одесевский В. И., Обобщенная проводимость гетерогенных систем, ЖТФ, 1951, стр. 678.
- Ванин Б. В., О связи между электрическими свойствами электрокартона и его структурой, Труды ВНИИЭ, вып. 11, Госэнергоиздат, 1961.

[26.12.1964]



Слава Великому Октябрю, открывшему новую эру в истории человечества — эру крушения капитализма и утверждения коммунизма!

(Из Призывов ЦК КПСС к 48-ой годовщине Великой Октябрьской социалистической революции)

Трудящиеся Советского Союза! Шире развертывайте социалистическое соревнование в честь XXIII съезда КПСС!

(Из Призывов ЦК КПСС к 48-ой годовщине Великой Октябрьской социалистической революции)

УДК 621.313.323 : 0.77.1

Основные направления работ в области систем возбуждения синхронных двигателей

Доктор техн. наук И. А. ГЛЕБОВ и кандидат техн. наук С. И. ЛОГИНОВ
Институт электромеханики, Ленинград

Синхронные двигатели находят все более широкое применение для электропривода всевозможных механизмов. Вследствие ряда технико-экономических преимуществ синхронных двигателей, в первую очередь возможности регулирования напряжения в узлах нагрузки, их удельный вес в промышленности будет непрерывно повышаться [Л. 1 и 2].

Для возбуждения синхронных двигателей в СССР и за рубежом преимущественно применяются машины постоянного тока с приводом от вала синхронного двигателя или от отдельно стоящего асинхронного двигателя.

В ряде случаев применение машинных возбудителей не обеспечивает надежности и устойчивости работы агрегатов, а отдельно стоящие возбудители имеют, кроме того, и существенные эксплуатационные недостатки.

В связи с этим в последние годы началось внедрение статических систем возбуждения синхронных машин с полупроводниковыми ионными преобразователями. Для статических систем возбуждения разрабатываются и исследуются системы с трансформаторами, магнитными усилителями и полупроводниковыми выпрямителями, а также ионные системы возбуждения. Ведутся работы по созданию систем возбуждения с управляемыми полупроводниковыми вентилями.

В ряде установок химической, газовой и горной промышленности двигатели работают во взрывоопасной среде. В этих условиях особый интерес представляют бесконтактные системы возбуждения синхронных двигателей с вращающимися полупроводниковыми выпрямителями.

В Чехословакии выполнено несколько синхронных двигателей мощностью каждый 15 000 квт, напряжением 6 000 в, с параметрами обмотки возбуждения 110 в, 635 а. Система возбуждения статическая с трехобмоточным компаундирующим трансформатором и полупроводниковыми выпрямителями [Л. 3].

В Англии выполнен двигатель мощностью 5 000 л. с., 11 000 в, 1 500 об/мин с бесконтактной системой возбуждения (с вращающимися кремниевыми полупроводниковыми вентилями). Двигатель принят для серийного производства фирмой AEI для химической промышленности [Л. 4].

В США разработана серия синхронных двига-

телей мощностью 60—5 000 л. с. с вращающимися полупроводниковыми вентилями [Л. 5].

В СССР Институтом электромеханики совместно с ЦКБ КЭМ разработана и исследована бесконтактная система возбуждения с вращающимися полупроводниковыми выпрямителями синхронного двигателя мощностью 1 000 квт.

Следует отметить, что в СССР проведена значительная работа по исследованию, разработке и внедрению различных систем возбуждения и устройств автоматического регулирования синхронных двигателей. Однако как в СССР, так и за рубежом без достаточного обоснования принимаются различные решения при выборе законов автоматического регулирования и систем возбуждения синхронных двигателей. В настоящей статье рассмотрены основные направления работ по автоматическому регулированию и системам возбуждения синхронных двигателей, рекомендованные Всесоюзным совещанием по автоматическому регулированию и системам возбуждения синхронных двигателей [Л. 6].

Автоматическое регулирование возбуждения. Основные направления научно-исследовательских работ по автоматическому регулированию и системам возбуждения синхронных двигателей определяются задачами и вытекающими из них законами автоматического регулирования тока возбуждения синхронных двигателей.

Задачи автоматического регулирования возбуждения заключаются в следующем.

Автоматическое регулирование тока возбуждения должно обеспечить устойчивую работу синхронных двигателей при заданных режимах нагрузки, а также способствовать поддержанию номинального напряжения в узле нагрузки при допустимом тепловом режиме двигателей.

Для повышения устойчивости синхронных двигателей и выдачи повышенной реактивной мощности при кратковременных (до 1 мин) снижениях напряжения во всех случаях должна использоваться реальная или параметрическая форсировка возбуждения.

Законы автоматического регулирования возбуждения синхронных двигателей следует выбирать в соответствии с изложенными выше задачами регулирования и в зависимости от рода нагрузки и типов двигателей в рассматриваемом узле нагрузки.

При этом могут быть даны следующие рекомендации:

1. На предприятиях как со слабо, так и с сильно изменяющейся нагрузкой и напряжением сети следует автоматически регулировать ток возбуждения синхронных двигателей на поддержание постоянства напряжения в узле нагрузки. При этом автоматическое регулирование тока возбуждения должно обеспечивать посредством релейной или параметрической форсировкой достижение потолка возбуждения при снижении напряжения на величину 15—20% от номинального значения.

2. Для синхронных двигателей, работающих с резкопеременной нагрузкой, может быть рекомендовано регулирование в функции активного тока статора с поддержанием напряжения в узле нагрузки. В случае необходимости для повышения устойчивости синхронных двигателей и интенсив-

ного демпфирования качаний может применяться сильное регулирование возбуждения.

3. Для синхронных двигателей, подключенных к узлу нагрузки, обеспеченному реактивной мощностью от более экономичных источников, возможно применение автоматического регулирования на постоянство оптимального значения $\cos \phi$ (близкого к единице). Однако этот вопрос еще подлежит уточнению при последующих исследованиях.

На предприятиях с равномерной нагрузкой и незначительным изменением уровня напряжения сети нет необходимости применения автоматического регулирования возбуждения. Достаточно иметь форсировку возбуждения.

Ниже рассмотрены основные разработки, выполненные рядом организаций по устройствам автоматического регулирования тока возбуждения синхронных двигателей.

Заводом «Красное Сормово» совместно с ЧЭТНИИ разработан и исследован регулятор электромашинного возбудителя постоянного тока синхронных двигателей мощностью 2 300 квт, 1 600 квт и 540 квт, работающих с резко переменной нагрузкой (рис. 1). Возбудительный агрегат состоял из генератора П102 (160 квт, 460 в), электромашинного усилителя ЭМУ-50 (2,2 квт, 230 в), асинхронного двигателя (200 квт, 380 в, 1 460 об/мин). Регулирование тока возбуждения синхронных двигателей осуществлялось по активному току статора и поддержанию $\cos \phi$. Регулятор, состоящий из блоков регулирования по току и $\cos \phi$, воздействует на обмотки управления электромашинного усилителя, которые управляют током якоря электромашинного усилителя, осуществляющим изменение тока возбуждения возбудителя, а следовательно, и тока возбуждения синхронного двигателя. Применение быстродействующей форсировки возбуждения за счет использования блока регулирования по активному току обеспечивало динамическую устойчивость двигателей при ударных нагрузках 4—5-кратной величины номинального момента [Л. 7]. Опыт показал, что при применении в этом случае автоматического регулирования возбуждения на постоянство реактивной мощности двигатель при перегрузках работал неудовлетворительно.

Институтом электромеханики и Центральным конструкторским бюро крупных электрических машин были проведены исследования специальных регуляторов возбуждения, обеспечивающих искусственное демпфирование при вынужденных колебаниях. В результате исследований натурных и модельных машин была разработана методика расчета вынужденных колебаний синхронной машины. Исследования показали значительную эффективность применения искусственного демпфирования по производным тока статора при гашении вынужденных колебаний [Л. 8].

В Институте электродинамики АН УССР разработан автоматический регулятор для мощных синхронных двигателей, реализующий сложный закон регулирования, который учитывает как условия работы электропривода, так и требования со стороны питающей энергосистемы (рис. 2). Регулятор предназначен для синхронных двигателей с электрома-

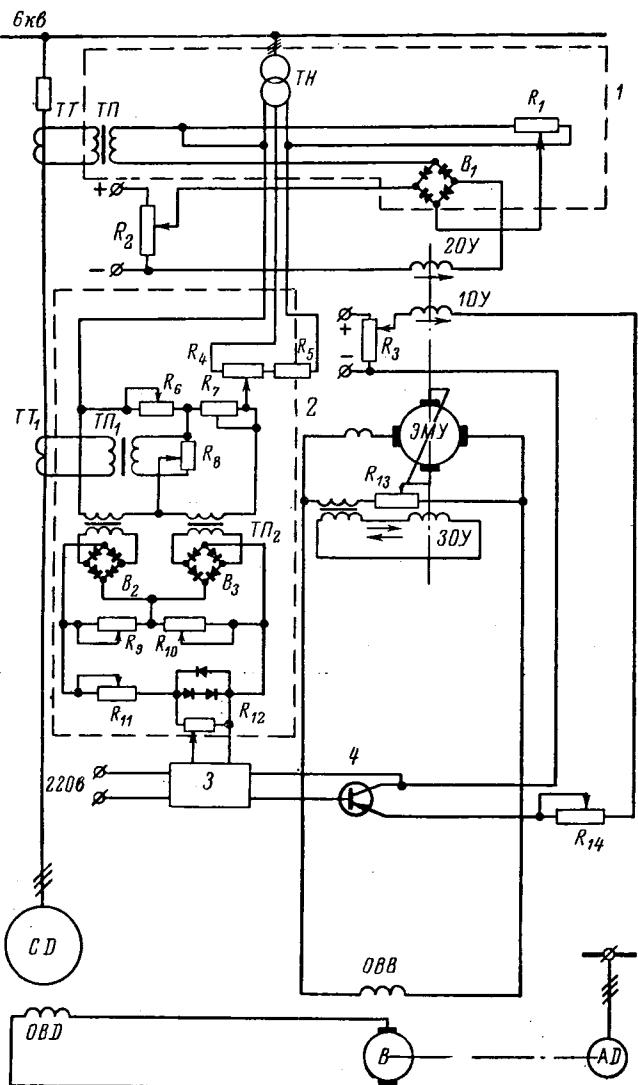
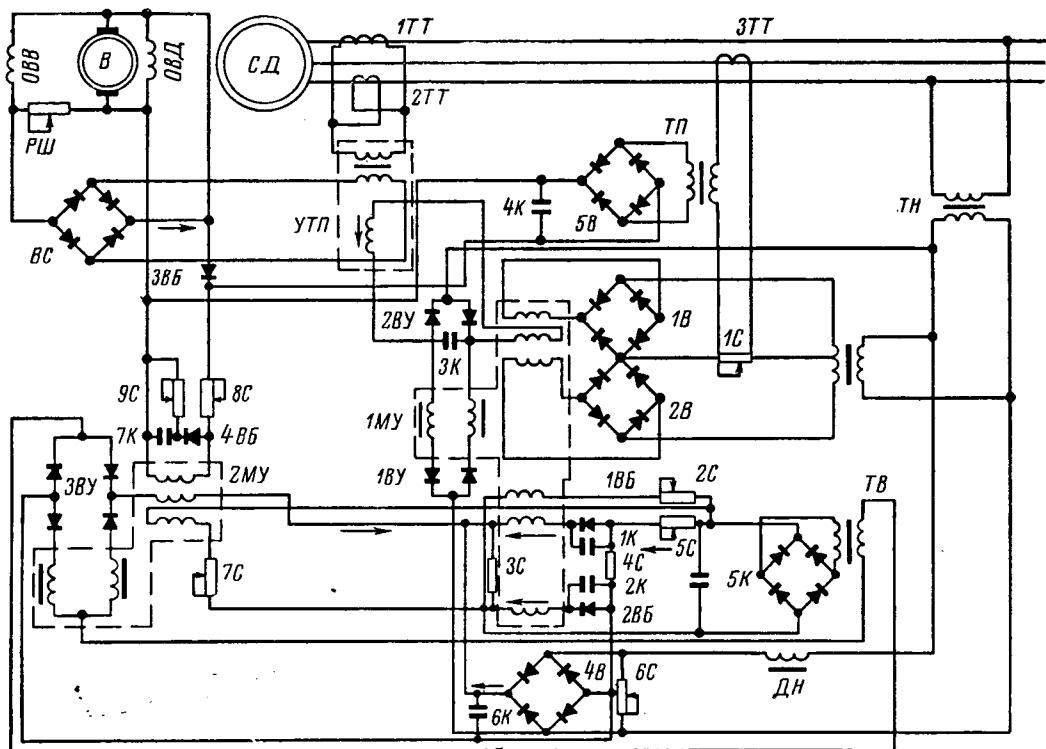


Рис. 1. Схема возбуждения синхронного двигателя, работающего с резкопеременной нагрузкой.

1 — блок регулирования по активному току статора: TT — трансформатор тока, TP — промежуточный трансформатор, B_1 — выпрямитель, R_1 — установочное сопротивление; 2 — блок регулирования по поддержанию $\cos \phi$: TT_1 — трансформатор тока, TP_1 — промежуточный трансформатор, R_6 , R_7 , R_8 — сопротивления, TP_2 , B_2 и B_3 , R_9 и R_{10} — промежуточный трансформатор, выпрямители и сопротивления фазочувствительного устройства; 3 — усилитель; 4 — триод цепи управления электромашинного усилителя.

Рис. 2. Принципиальная схема системы возбуждения синхронного двигателя с плавным изменением нагрузки.

Основные элементы схемы: IT_1 , $2T_1$, $3T_1$ — трансформаторы тока; UTP — трансформатор с подмагничиванием; BC — селеновые выпрямители; $1M_1$ — магнитный усилитель корректора напряжения и коэффициента мощности; $1B$, $2B$, $1C$ — выпрямители и со-противление дифференциальной фазочувствительной схемы; TH — трансформатор напряжения; TB , $3B$ и $5C$ — входной трансформатор, выпрямитель и сопротивление линейного элемента системы управления корректора напряжения; $4H$, $4B$ и $6C$ — дроссель насыщения, выпрямитель и сопротивление нелинейного элемента системы управления корректора напряжения; $2M_1$ — магнитный усилитель цепи ограничителей напряжения ротора и тока статора; TP , $5B$ — промежуточный трансформатор и выпрямитель цепи ограничителя тока статора.



шинным возбудителем постоянного тока, с относительно плавным изменением нагрузки [Л. 9]. При нормальном напряжении в сети регулятор поддерживает заданный $\cos \phi$, обеспечивая наиболее выгодный для потребителя режим двигателя. При понижении напряжения сети регулятор увеличивает возбуждение машины для поддержания постоянства напряжения питающей сети. При достижении максимально допустимых значений напряжений ротора или тока статора регулятор автоматически переходит к ограничению этих величин с целью предотвращения перегрузки соответствующих цепей.

Компаундирование двигателя по току статора управляется регулятором стабилизации коэффициента мощности с уставкой, изменяемой в зависимости от величин напряжения сети, тока статора и напряжения ротора синхронного двигателя.

В. В. Юховым также был разработан и исследован автоматический регулятор для синхронных двигателей с плавным изменением нагрузки с электромашинным возбудителем постоянного тока. Регулятор имеет измерительный орган, блок регулирования по напряжению сети, блок регулирования по току статора, устройства, ограничивающие перегрузку по току ротора и статора, блоки форсирования по величине сетевого напряжения и по первой производной тока статора. Регулятор выполнен с использованием трансформаторов с подмагничиванием и полупроводниковых диодов и триодов.

Ленинградским отделением ГПИ Тяжпромэлектропроект совместно с Институтом электромеханики разработаны и исследованы регуляторы для синхронных двигателей преобразовательных агрегатов прокатных станов (рис. 3). Как показали исследования, на модели и натурной машине эффективным и в то же время простым средством умень-

шения угла вылета ротора является форсировка возбуждения [Л. 10]. Для повышения динамической устойчивости оказалось необходимым применение быстродействующего регулирования. В разработанном регуляторе были применены:

- а) первая и вторая производные тока статора;
 - б) коррекция тока возбуждения по постоянству напряжения сети;
 - в) форсировка тока возбуждения в функции тока и напряжения двигателя.

Регулятор был применен для ионной системы возбуждения синхронного двигателя мощностью 13 300 ква, $\cos \phi = 0.8$. Регулятор, состоящий из блоков эталонного напряжения, регулирования постоянства напряжения и регулирования возбуждения по производным тока статора, воздействует на обмотку управления блока магнитных усилителей. Последние управляют фазосмещающим импульсным устройством, осуществляющим изменение угла регулирования ионных вентиляй, а следовательно, и величины выпрямленного напряжения.

В блоке регулирования по производным тока статора второй ток трансформатора тока TT выпрямляется выпрямителем $B_{БТ}$, сглаживается фильтром $\Phi_{БТ}$, а затем дифференцируется посредством трансформатора Tp_i , (первая производная) и трансформатором $Tp_{i''}$, и последовательным соединением $R_{i''}, C_{i''}$, (вторая производная). Токи, полученные после дифференцирования, также подаются в блок магнитных усилителей, которые воздействуют на устройства управления ионных вентилей, что приводит к изменению тока возбуждения синхронного двигателя.

Релейная форсировка возбуждения осуществляется блоком форсирования в зависимости от ве-

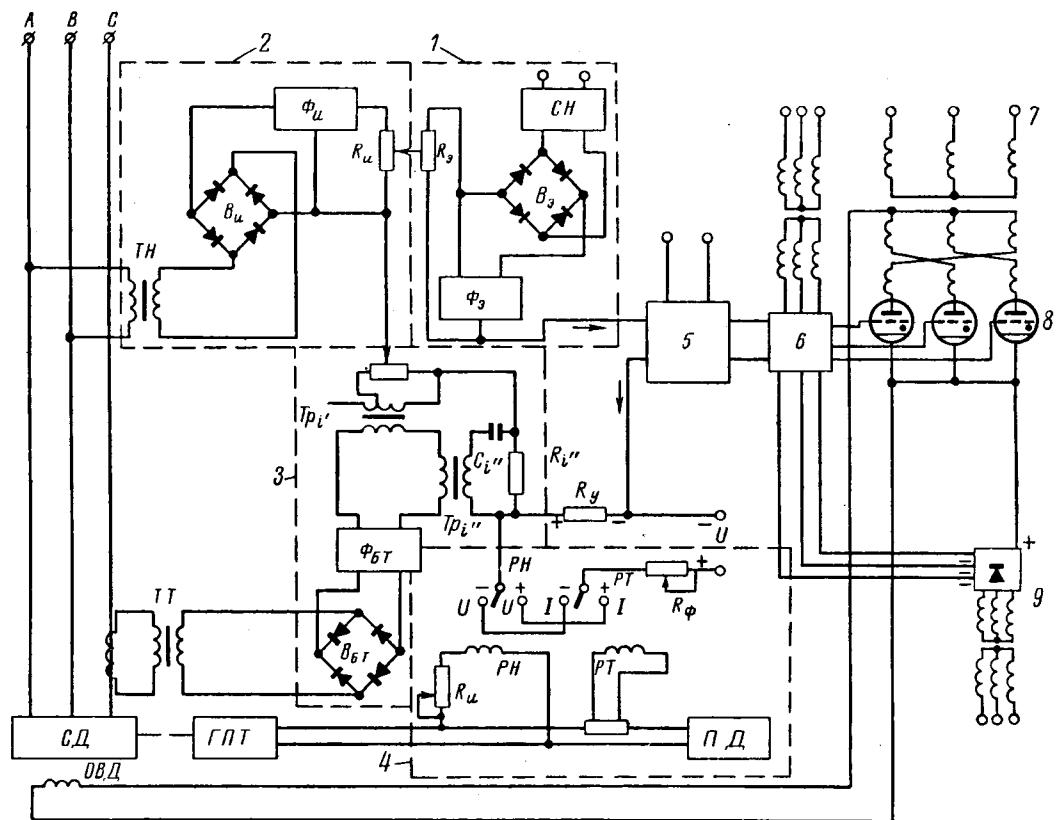


Рис. 3. Схема быстродействующего автоматического регулятора возбуждения синхронного двигателя, работающего с резкопеременной нагрузкой.

1 — блок эталонного напряжения; 2 — стабилизатор напряжения; B_u — выпрямитель; Φ_u — фильтр; R_u — сопротивление уставки; 2 — блок регулирования постоянства напряжения; TH — трансформатор напряжения; B — выпрямитель; Φ_3 — фильтр; R_3 — сопротивление уставки; 3 — блок регулирования по производным тока статора; TT — трансформатор тока; B_{BT} — выпрямитель; Φ_{BT} — фильтр; Tp_i' и Tp_i'' — дифференцирующие трансформаторы; R_{BT} — сопротивление уставки; $C_{i''}$ и $R_{i''}$ — емкость и сопротивление дифференцирующего контура; 4 — блок форсировки возбуждения; RH и PT — реле напряжения и тока; PD — прокатный двигатель; 5 — блок магнитных усилителей; 6 — фазосмещающее импульсное устройство; 7 — анодный трансформатор; 8 — ртутный выпрямитель; 9 — устройство отрицательного постоянного смещения.

личин и знака тока и напряжения прокатного реверсивного двигателя постоянного тока.

Опыт применения регулятора постоянства реактивной мощности и $\cos \phi$ показал, что в этом случае ухудшаются условия работы синхронного двигателя по сравнению даже с режимом при постоянном токе возбуждения.

Системы возбуждения. Разработку, исследование и внедрение систем возбуждения следует проводить на основе технико-экономической эффективности для определенных условий работы электропривода.

Бесконтактные системы возбуждения с врачающимися полупроводниковыми выпрямителями целесообразно, например, применять для синхронных двигателей, работающих во взрывоопасных и сильно запыленных помещениях.

В случае достаточной величины реактивной мощности в узле нагрузки, а также для двигателей малой мощности следует применять системы компаундирования с полупроводниковыми выпрямителями.

В статических системах возбуждения синхронных двигателей как при наличии, так и при отсутствии автоматического регулирования возбуждения должно обеспечиваться форсирование возбуждения не менее полуторакратного номинального напряжения возбуждения при снижении напряжения сети до 0,7 номинального значения.

Ниже рассмотрены основные работы, выполненные рядом организаций в области разработки и исследования различных систем возбуждения синхронных двигателей.

В Институте электромеханики разработаны системы возбуждения с компаундирующими транс-

форматорами и полупроводниковыми выпрямителями. Проведено технико-экономическое сравнение таких систем с электромашинной системой возбуждения [Л. 11].

Наиболее экономичной из систем компаундирования оказалась система с трехобмоточным компаундирующим трансформатором, которая экономичнее возбудителя постоянного тока и позволяет автоматически поддерживать опережающий $\cos \phi$. Вследствие наличия последовательной обмотки при понижении напряжения в сети система возбуждения форсирует возбуждение, что обеспечивает устойчивую работу синхронного двигателя с номинальной нагрузкой при понижении напряжения сети до 50%. На основании исследований самораскачивания синхронных двигателей с компаундированием была создана методика по определению их статической устойчивости [Л. 12].

Исследование перенапряжений и защиты выпрямителей в системах возбуждения синхронных двигателей показало, что наиболее тяжелыми динамическими режимами являются пусковые и асинхронные режимы [Л. 13].

Институт электромеханики совместно с ЦКБ КЭМ проводит разработку и исследование бесконтактных синхронных двигателей [Л. 14 и 15] с синхронным и асинхронным возбудителями (рис. 4, а и б). Выполнен и исследован бесконтактный синхронный возбудитель для синхронного двигателя мощностью 1 000 квт.

ЦКБ КЭМ разработана система возбуждения для серии средних и крупных синхронных двигателей. Исследована статическая система возбуждения с магнитными усилителями и полупроводниковыми

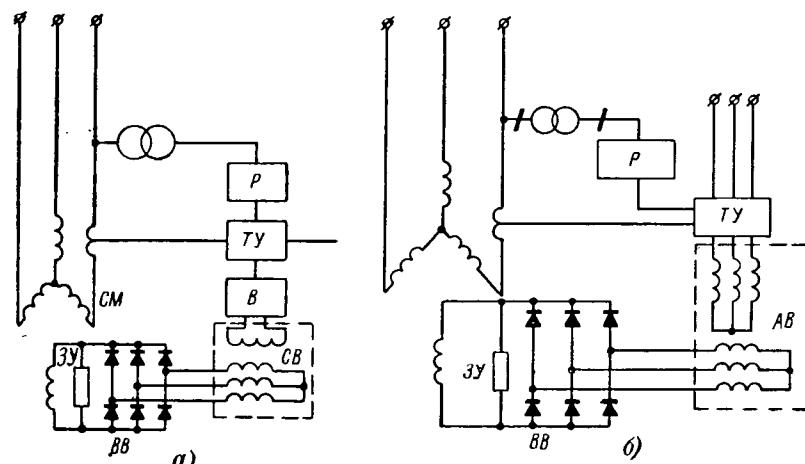


Рис. 4. Бесконтактная система возбуждения с синхронным (а) и асинхронным (б) возбудителями.

СВ — синхронный возбудитель; АВ — асинхронный возбудитель; ВВ — вращающиеся выпрямители; ЗУ — защитное устройство; В — выпрямитель; ТУ — трансформатор управления; Р — регулятор; СМ — синхронная машина.

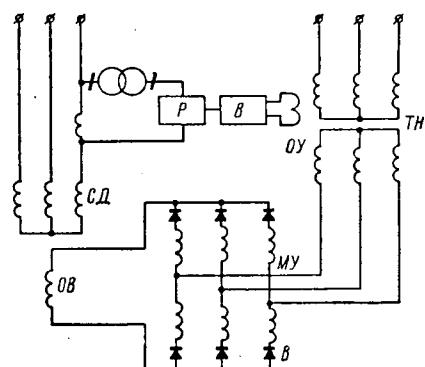


Рис. 5. Система возбуждения синхронного двигателя с магнитным усилителем и полупроводниковыми выпрямителями.

МУ — магнитный усилитель; В — выпрямитель; ТН — трансформатор напряжения; ОУ — обмотка управления магнитного усилителя; Р — регулятор; ОВ — обмотка возбуждения; СД — синхронный двигатель.

выпрямителями для серии средних и крупных синхронных двигателей (рис. 5). Такая система возбуждения позволяет осуществить различные законы регулирования и обеспечить высокое быстродействие. Исследования проведены на электродинамических моделях и натурных машинах мощностью 760 и 1 600 квт [Л. 16].

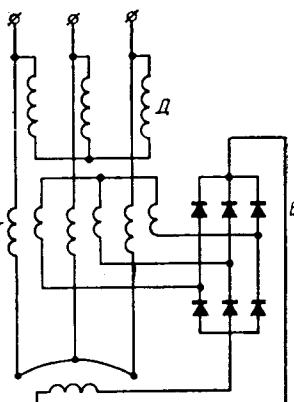
Уральский политехнический институт им. Кирова создал методику расчета системы возбуждения с трехобмоточным компаундирующим трансформатором и полупроводниковыми выпрямителями (рис. 6) в статических и динамических режимах для двигателей малой и средней мощности [Л. 17 и 18].

Армянским филиалом ВНИЭМ проведены исследования систем возбуждения для серии синхронных двигателей мощностью 55—100 квт. Исследования проводились при различных способах регулирования: постоянство тока статора, постоянство тока возбуждения, постоянство отдаваемой реактивной мощности, постоянство $\cos \phi$, постоянство напряжения сети. Для мощностей синхронных двигателей 55—100 квт рекомендована система возбуждения с трехобмоточным компаундирующим трансформатором и полупроводниковыми выпрямителями с поддержанием $\cos \phi = 0,9$ и $\cos \phi = 1$.

Необходимо продолжить работы по исследованию перенапряжений на полупроводниковых вентилях, а также по анализу электромагнитных моментов при нестационарных режимах, устойчивости и др. При проектировании синхронных двигателей с автоматическим регулированием возбуждения параметры двигателей следует выбирать с учетом обеспечения надежной работы системы возбуждения и получения оптимальных характеристик двигателя. Так, например, демпферная обмотка в этом случае должна обеспечить статическую устойчивость по самораскачиванию, экранирование перенапряжений на полупроводниковых вентилях и пусковые характеристики синхронного двигателя. Параметры цепи возбуждения целесообразно выбирать такими, чтобы избежать последовательного соединения вентиляй. При наличии регулирования воз-

Рис. 6. Система возбуждения синхронного двигателя с трехобмоточным трансформатором с дросселями и полупроводниковыми выпрямителями.

ТТТ — трехобмоточный трансформатор тока; Д — дроссели; В — выпрямитель.



буждения воздушный зазор у синхронных двигателей может быть выбран меньше, чем у двигателей без регулятора, что позволит уменьшить расход меди на обмотку возбуждения. Добавочные потери при этом могут быть уменьшены введением магнитных клиньев в пазы статора.

Для обеспечения более интенсивного внедрения систем возбуждения с полупроводниковыми вентилями следует форсировать разработку и увеличение объема выпуска полупроводниковых вентиляй, а также снизить их стоимость. Необходимо наладить производство силовых трансформаторов тока, разработать и наладить серийное производство нелинейных сопротивлений для защиты полупроводниковых вентиляй в цепях возбуждения синхронных машин.

В заключение авторы выражают глубокую благодарность доктору техн. наук, проф. И. А. Сыромятникову за ряд ценных замечаний при окончательной подготовке статьи.

Литература

- Под редакцией И. А. Сыромятникова, Синхронные двигатели, Сб. статей, Госэнергоиздат, 1959.
- Сыромятников И. А., О системах автоматического регулирования возбуждения синхронных двигателей, «Промышленная энергетика», 1963, № 10.

3. Зденек Л., Полупроводниковая система возбуждения и фазовое компаундирование крупных синхронных турбодвигателей, Чехословацкая тяжелая промышленность, 1962, № 9.

4. Very Large Brushless Synchronous Motor Successfully Tested Overseas Engineer, 1963, № 410, February, 12.

5. Brushless A. Synchronous Motor with Full Torque Power, Electrical World, 1963, August, 12.

6. Всесоюзное совещание по автоматическому регулированию и системам возбуждения синхронных двигателей, «Электричество», 1964, № 7.

7. Плесков В. И. и Магазинник Г. Г., О применении синхронного привода для прокатных станов, «Электричество», 1960, № 10.

8. Федоров В. Ф., Исследование вынужденных колебаний синхронной машины при наличии искусственного демпфирования по производным тока статора, Автореферат диссертации на соискание ученой степени кандидата техн. наук, Л., ИЭМ, 1963.

9. Костюк О. М., Автоматический регулятор возбуждения мощных синхронных двигателей, Авторское свидетельство № 156991, Бюллетень изобретений и товарных знаков, 1963, № 17.

10. Рубисов Г. В., Экспериментальное исследование переходных режимов синхронного двигателя с ионным возбуждением на электродинамической модели, Сб. работ по вопросам электромеханики, вып. VI, «Электроэнергетика», 1961.

11. Логинов С. И., Технико-экономическое сопоставление синхронных двигателей с различными системами возбуждения, Изв. вузов, «Электромеханика», 1963, № 7.

12. Логинов С. И., Исследование самораскачивания синхронных двигателей с компаундированием, Изв. АН СССР, ОТН, «Энергетика и транспорт», 1963, № 3.

13. Гончаренко Р. Б., Аналитический расчет асинхронных аварийных режимов синхронных машин с вентильным возбуждением, Расчет и исследование систем возбуждения синхронных машин, Изд. АН СССР, 1963.

14. Глебов И. А. и Логинов С. И., Бесконтактные синхронные двигатели с вращающимися полупроводниками выпрямителями, Расчет и исследование высоконапряженных электрических машин, Изд. АН СССР, 1964.

15. Логинов С. И., Динамический трансформатор для возбуждения синхронных машин, Авторское свидетельство № 139707, Бюллетень изобретений, 1961, № 14.

16. Банников Е. В., Гончаренко Р. Б. и Данилевич Я. Б., Исследование схемы возбуждения синхронных двигателей с использованием магнитных усилителей и полупроводниковых выпрямителей, Расчет и исследование систем возбуждения синхронных машин, Изд. АН СССР, 1963.

17. Тарасов Н. М., Исследование работы схемы возбуждения синхронных двигателей малой и средней мощности от полупроводниковых выпрямителей, Изв. вузов, «Электромеханика», 1958, № 4.

18. Зборовский И. А., Некоторые переходные процессы синхронного двигателя с полупроводниковыми выпрямителями в цепи возбуждения, Автореферат диссертации на соискание ученой степени кандидата техн. наук, Свердловск, УПИ, 1963.

[7.12.1964]



УДК 621.313.333.001.24

Некоторые вопросы расчета специальных режимов асинхронных короткозамкнутых двигателей

Доктор техн. наук, проф. И. И. ПЕТРОВ и кандидат техн. наук А. М. МЕЙСТЕЛЬ

Москва

В современном автоматизированном электроприводе большое значение приобретают вопросы, связанные с изучением специальных режимов асинхронных короткозамкнутых двигателей, применяемых для привода как основных, так и вспомогательных механизмов рабочих машин.

Помимо «нормального» режима, эти двигатели должны работать в целой группе режимов, отличных от «нормального». К таким режимам следует отнести работу в режиме ползучей скорости, частых пусков и торможений, работу на упор, моментный режим и т. д.

При этом во многих случаях трудно указать, какой из режимов является для двигателя действительно «нормальным». Конструктор, проектирующий какое-либо устройство, стремится как можно полнее использовать реальные возможности двигателя, и понятие «номинальные параметры» стало условным представлением о сочетании параметров режима, являющегося одним из многих всевозможных режимов. Так, в станках, нарезающих короткие резьбы, основное время работы двигателя относится к разгону и торможению; в приводах позиционных механизмов основное время затрачивается на движение с ползучей скоростью; приводы зажимных

устройств обуславливают работу двигателя на скачкообразно возрастающую опрокидывающую его нагрузку; моментный режим требует длительной работы двигателя при скорости, практически равной нулю и т. д.

Эти режимы, объединенные под общим названием с специальными, отличаются рядом специфических особенностей и требуют методов расчета, несколько отличающихся от общепринятых. Настоящая работа посвящена анализу некоторых специальных режимов асинхронных короткозамкнутых двигателей малой и средней мощности и созданию рациональных методов их расчета.

Динамические явления в режимах пуска и торможения. При пуске и торможении асинхронного двигателя любым из известных в настоящее время способов наблюдаются весьма сложные физические явления. Обычно их описывают с учетом всех взаимодействий между токами и потокосцеплениями. Однако сложность подобного описания препятствует практическому применению полученных выражений. При исследовании электроприводов особый интерес представляют величина и характер изменения вращающего момента в переходных процессах. Поэтому в настоящей работе принят новый подход

к распределению момента на составляющие, базирующийся на сопоставлении существующих аналитических выражений с большим количеством экспериментальных данных.

Момент рассматривается как сумма составляющих, обусловленных совместным действием следующих факторов:

1. Во время переходного процесса по обмоткам статора и ротора протекают неодновременно появляющиеся и неодинаковые по величине апериодически затухающие токи. При этом возникает возрастающий и затухающий момент в соответствии с выражением:

$$M_A = k_1 M_{k1} \left(A_1 e^{-\frac{t}{T_1}} - A_2 e^{-\frac{t}{T_2}} \right). \quad (1)$$

Величина и знак этого момента зависят от случайных причин, например от последовательности замыкания или размыкания контактов пускателя или фазы последовательно отключаемых или подключаемых к обмотке напряжений. Возникновение моментов, изменяющихся в соответствии с выражением (1), как различной величины, так и различного знака является равновероятным.

Разложение большого количества экспериментально снятых осцилограмм момента на составляющие показывает, что апериодический момент, соответствующий выражению (1), оказывает малое влияние на кратность ударного момента и время процесса. Его величина может оказаться необходимой при расчетах скорости нарастания момента (для оценки плавности специального режима).

2. Существование в двигателе при включении или отключении сдвинутых в пространстве полей переменного и постоянного токов обусловливает возникновение катающихся полей, создающих на валу двигателя знакопеременный вибрационный момент. Амплитуда этого момента может доходить до 10—15-кратных значений по отношению к номинальному моменту. В том случае, если хотя бы одно из этих двух полей является затухающим, знакопеременный вибрационный момент на валу двигателя также является затухающим. При затухании поля постоянного тока и сохраняющем неизменную величину поле переменного тока (пуск и противовключение), равно как и при затухающем поле переменного тока и неизменной величине поля постоянного тока (динамическое торможение), выражение для знакопеременного момента имеет вид:

$$M_B = k_2 M_{k2} e^{-\frac{t}{T}} \sin \omega t. \quad (2)$$

Рассмотрение этой составляющей момента позволяет сделать следующие выводы.

Ударные моменты, возникающие при электромеханических переходных процессах, создаются катающимися магнитными полями. Знакопеременный характер этой составляющей момента в большинстве случаев обусловливает пренебрежимо малое влияние последней на время переходного процесса. Составляющую M_B следует учитывать в приводах, содержащих упругие звенья в кинематике.

3. Возникновение режима, соответствующего двух- или трехфазному короткому замыканию на

зажимах статора (противовключение, динамическое торможение), вызывает появление быстро возрастающего и затухающего момента, изменяющегося в соответствии с уравнением (1), а также незначительной знакопеременной составляющей, соответствующей уравнению (2).

Аналитическая оценка максимального значения составляющей от короткого замыкания произведена в [Л. 1]. На основании экспериментальных данных можно указать, что кратность пика момента этой составляющей обычно лежит в диапазоне $(1 \div 3) M_k$ в зависимости от схемы и фазы напряжения короткого замыкания.

Как и две вышеописанные составляющие момента, момент короткого замыкания способствует нестабильности протекания специальных режимов в результате действия совокупности случайных факторов.

Аналогично моменту от катающихся полей эту составляющую следует учитывать при оценке максимального значения момента в приводе.

Однако в отличие от апериодической и знакопеременной составляющих момент от короткого замыкания может оказать значительное влияние на эффективность тормозных режимов. Это явление используется в некоторых схемах (симметричное динамическое торможение по схеме «короткозамкнутая звезда», конденсаторное торможение с последующим коротким замыканием).

В обычных несимметричных схемах динамического торможения всегда имеет место двухфазное короткое замыкание (прямое либо через источник постоянного тока). В приводах с небольшими маxовыми массами уменьшение скорости в начале торможения под влиянием момента короткого замыкания существенно влияет на эффективность торможения.

Выражения (1) и (2) записаны на основании сопоставления экспериментальных данных с расчетом по [Л. 1], упрощения к которому выполнены в соответствии с [Л. 2 и 3].

Графическая интерпретация этих выражений представлена ниже (рис. 2—4).

4. Величина динамического момента, т. е. момента двигателя в динамике, зависит от скорости изменения скольжения. (Под динамическим моментом понимается составляющая, не связанная с переходными токами.) Известно, что при соизмеримости электромеханической постоянной времени привода и электрической постоянной времени схемы замещения двигателя для рассматриваемого режима, что имеет место в приводах с двигателями малой и частично средней мощности, процессы разгона и торможения протекают не по статическим, а по динамическим механическим характеристикам.

При достаточно быстром изменении скорости двигателя его момент не успевает принять значение, соответствующее статической механической характеристике (например, если момент, определенный по статической характеристике, при изменении скорости возрастает, то значения динамических моментов могут быть меньшими, и наоборот).

Причина этого заключается в том, что ток схемы замещения отстает по фазе от э. д. с., его вызывающей, в соответствии с постоянной времени схемы

замещения для данного режима. Аналитическое выражение динамических механических характеристик является чрезмерно сложным при расчете электропривода и, кроме того, требует знания ряда параметров двигателя, обычно не приводимых в каталогах и требующих для своего определения постановки специальных достаточно сложных экспериментов.

В [Л. 4 и 5] разработаны критерии для оценки зависимости момента двигателя от скорости изменения скольжения, которые по существу требуют в последующих расчетах использования уравнения механической характеристики.

В настоящей работе изменение механической характеристики асинхронного двигателя при быстром изменении скорости учитывается по его влиянию на время разгона и торможения. Это положение и взято за основу при выборе критерия для оценки «динамичности» по степени увеличения времени процесса по сравнению со значением времени, определенным по статической механической характеристике.

Действительно, если $M_{\text{ст}}(\omega)$ — статическая и $M_d(\omega)$ — динамическая механические характеристики, M_c — статический момент на валу, то время разгона или торможения при работе по этим характеристикам определяется из уравнения динамики привода соответственно по формулам:

$$t_c = J \int_{\omega_1}^{\omega_2} \frac{d\omega}{M_{\text{ст}}(\omega) + M_c}; \quad t_d = J \int_{\omega_1}^{\omega_2} \frac{d\omega}{M_d(\omega) + M_c}. \quad (3)$$

Приняв $M_c = 0$, заменим $M_{\text{ст}}(\omega)$ и $M_d(\omega)$ постоянными значениями эквивалентных по времени моментов $M_{\text{ст}}$ и M_d . Тогда

$$t_c = \frac{J}{M_{\text{ст}}} (\omega_2 - \omega_1); \quad t_d = \frac{J}{M_d} (\omega_2 - \omega_1), \quad (4)$$

отсюда коэффициент динамичности

$$k_d = \frac{t_c}{t_d} = \frac{M_d}{M_{\text{ст}}}. \quad (5)$$

(t_c — определяется аналитически, а t_d — экспериментально).

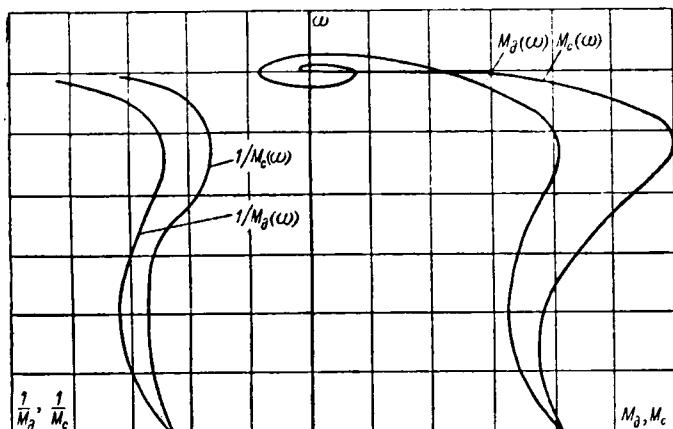


Рис. 1. Зависимость коэффициента динамичности от ускорения двигателя.

Вологодская областная универсальная научная библиотека

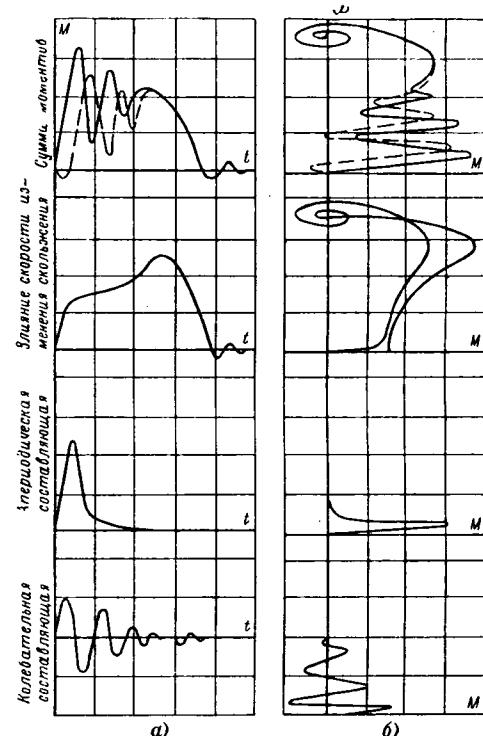


Рис. 2. Типичные осциллограммы (а) и динамические механические характеристики (б) переходного процесса пуска.

Значение коэффициента динамичности может быть определено в соответствии с [Л. 4] следующим образом. По условной скорости изменения скольжения

$$\left[\frac{ds}{dt} \right] = \frac{375 M_n}{G D^2 n_c}$$

и каталожным данным находим величину критерия K_1 :

$$K_1 = \sqrt{\frac{760}{\left[\frac{ds}{dt} \right] \cdot \left[\left(\frac{I_n}{I_k s_n} \right)^2 - 4,8 \right]}}, \quad (6)$$

где M_n — номинальный момент, кгм; $G D^2$ — суммарная величина махового момента, кгм²; n_c — синхронная скорость вращения, об/мин; I_n и I_k — номинальный и пусковой ток, а; s_n — номинальное скольжение.

Для полученного значения критерия K_1 при $s' = 1$ определяем M' по расчетным данным, приведенным в [Л. 4] в табличном виде.

Тогда коэффициент динамичности

$$k_d = 2M'.$$

На рис. 1 показано влияние скорости изменения скольжения за время пуска. (Кривые получены путем обработки осциллограмм $M = f(t)$ и $n = f(t)$.) Глощадь под кривой $\frac{1}{M_{\text{ст}}} \cdot \frac{1}{M_d}$ меньше площади под кривой $\frac{1}{M_d}$.

Ориентировочно можно принять для пуска двигателей от 0,6 до 4,5 квт значение $k_d = 0,75$ при

$GD_{\text{доб}}^2 = 0$ и $k_d = 1$ при $GD_{\text{доб}}^2 > 3$. Для промежуточных значений $GD_{\text{доб}}^2$ величину k_d можно найти приблизительно путем линейной интерполяции. Госкольку $r_{\text{акв}}$ и $x_{\text{акв}}$ схемы замещения в основных режимах пуска и торможения обычно одинаковы, то значение $k_d = 0,75 \div 1$ может быть использовано также и при расчете других электромеханических переходных процессов асинхронного двигателя.

Приближенное определение величины k_d производится посредством сравнения моментов M_k , определенных по статической и динамической характеристикам.

Значения динамических моментов можно осциллографировать при помощи специальных акселерометров либо посредством дифференцирования сигнала тахогенератора контуром $R-C$.

Таким образом, момент, возникающий при любом из рассматриваемых нестационарных режимов, состоит из двух составляющих:

$$M = M_1 + M_2;$$

здесь M_1 — составляющая момента, определяемая переходными процессами, связанными с протеканием в обмотках двигателя переходных токов, $M_1 = f(t)$;

M_2 — динамическая механическая характеристика, определяемая на основании вышеизложенного как

$$M_2 = k_d M_{\text{ст}}(\omega),$$

где $M_{\text{ст}}(\omega)$ — статическая механическая характеристика.

На рис. 2, 3, 4 показаны типичные осциллограммы, динамические механические характеристики

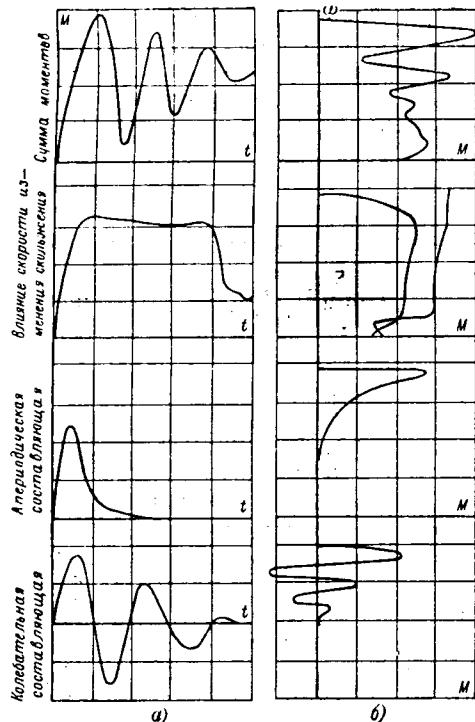


Рис. 3. Типичные осциллограммы (а) и динамические механические характеристики (б) переходного процесса противовключения.

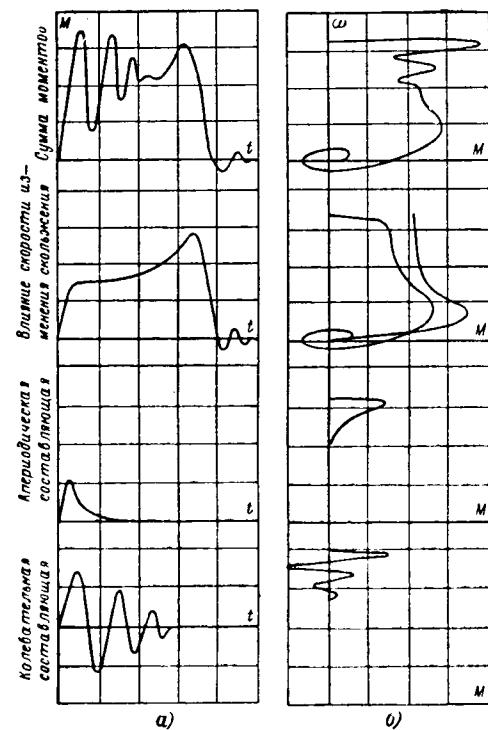


Рис. 4. Типичные осциллограммы (а) и динамические механические характеристики (б) переходного процесса динамического торможения.

процессов и их составляющие, иллюстрирующие вышеизложенное.

Из вышеизложенного следует, что при расчете времени протекания специальных режимов необходимо учитывать скорость изменения скольжения, а в ряде случаев — момент от короткого замыкания.

Искажения статической механической характеристики в области противовключения. Расчет специальных режимов электропривода с асинхронным короткозамкнутым двигателем требует уточнения статической механической характеристики асинхронного двигателя, которая отличается от кривой, соответствующей уточненной формуле Клосса. Необходимость учета обусловлена следующим.

1. От этой характеристики зависит значение отношения активных сопротивлений обмоток статора и ротора $\frac{r_1}{r_2}$, знание которого необходимо для расчета некоторых специальных режимов работы двигателя (например, для определения потерь и допустимой частоты пусков и торможений);

2. Расчет времени торможения противовключением требует знания действительных моментов в области противовключения;

3. При отсутствии статического момента нагрузки на валу двигателя искажение механической характеристики в области противовключения, как известно, не сказывается на величине потерь. Однако при наличии статического момента на валу увеличение или уменьшение тормозного момента может привести к изменению величины потерь.

На рис. 5 показаны кривые статических механических характеристик, приведенные в [Л. 6—10].

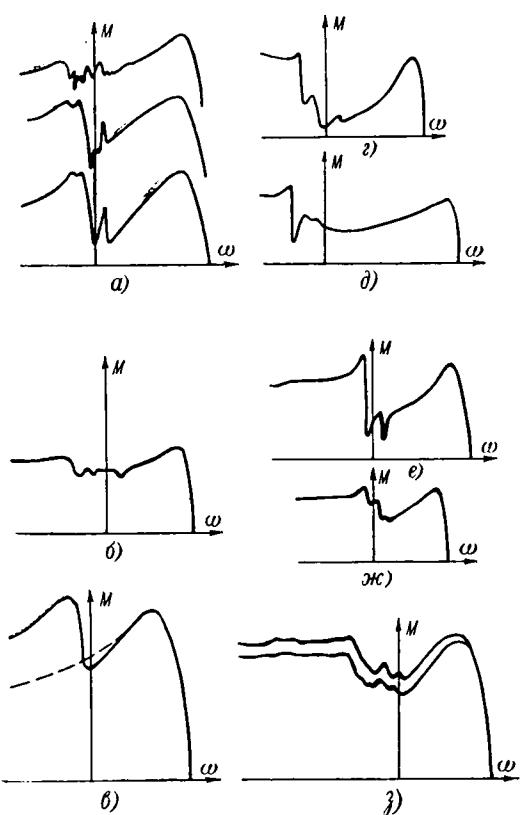


Рис. 5. Статические механические характеристики в областях двигательного режима и режима противовключения для двигателей.

а — 1,1 квт, 1 500 об/мин; б — 7,5 л. с., 1 500 об/мин; в — 15 квт, 1 500 об/мин; г — 10 л. с., 3 600 об/мин; д — 4 квт, 3 000 об/мин; е — АД 42-6; ж — АД 41-4; з — АО 42-4.

а также кривая, снятая на асинхронном двигателе единой серии. Сопоставляя анализ из [Л. 9 и 10] с приведенными кривыми, можно указать причину искажения механических характеристик.

Ниже изложены качественные соображения, позволяющие установить рекомендации для расчетов специальных режимов.

Реальный асинхронный короткозамкнутый двигатель отличается от идеализированной модели, являющейся основной для построения уточненной формулы Клосса тем, что:

а) алюминий, залитый в пазы ротора, создает короткозамкнутую цепь для токов, протекающих по поверхности листов пакета стали статора (сталеалюминиевая клетка);

б) несмотря на изоляцию листов пакета ротора, по-видимому, существуют пути для замыкания токов, что становится особенно заметным после некоторой эксплуатации двигателя;

в) вследствие высокой проницаемости стали велик эффект вытеснения токов, протекающих по пакету ротора, на его поверхность.

Тогда, пренебрегая синхронными моментами, которые обычно не оказывают влияния на кривую в области противовключения, а также не принимая во внимание зубцовые гармоники с положительным значением скорости идеального холостого хода и асинхронные моменты пятой и седьмой гармоник поля (вследствие их относительной малости), можем указать три основные причины, формирующие

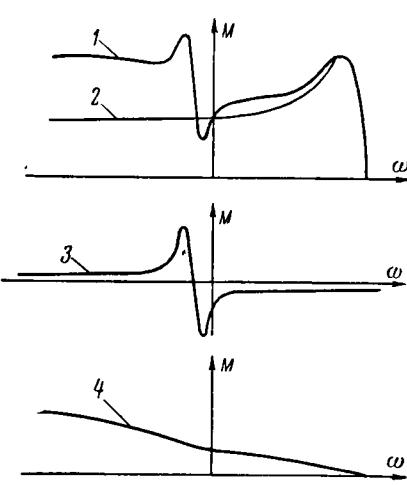


Рис. 6. К анализу искажения статической механической характеристики в области противовключения.

характеристику 1 (рис. 6) асинхронного двигателя в области противовключения:

1. Взаимодействие поля первой гармоники с основной беличьей клеткой ротора в соответствии с уточненной формулой Клосса (кривая 2).

2. Взаимодействие поля зубцовых гармоник с поверхностью сталь-алюминиевой клеткой, полное сопротивление которой для этих гармоник меньше, чем у основной алюминиевой клетки, ввиду отсутствия у сталь-алюминиевой клетки пазового дифференциального рассеяния (кривая 3).

3. Взаимодействие поля основной гармоники с участками сквозной электрической проводимости пакета ротора, что создает составляющую механической характеристики (кривая 4), аналогичную кривым из [Л. 11] для асинхронного двигателя с массивным ферромагнитным ротором.

Результирующая характеристика 1, полученная суммированием кривых 2, 3 и 4, аналогична по внешнему виду экспериментальным кривым, приведенным на рис. 5.

Действительно, в двигательном квадранте моменты от взаимодействия зубцовой гармоники поля со сталь-алюминиевой клеткой и моменты от «массивности» ротора являются малыми и, будучи противоположными по знаку, не оказывают заметного влияния на результирующую механическую характеристику. В то же время в квадранте противовключения эти моменты суммируются, обусловливая резкое увеличение результирующего момента и придающие кривой характерной формы, отличающей ее от канонической.

Отсюда можно сделать следующие выводы:

1. Каталожные данные можно использовать для расчета отношения r_1/r_2 , поскольку искажения для точек максимального и пускового моментов являются обычно небольшими.

2. Величина моментов в области противовключения принципиально не может быть учтена аналитически, поскольку источником искажения являются случайные причины, такие, как степень проникновения алюминия при литье под давлением (или центробежном) в зазоры между листами пакета ротора, а также наличие протекания токов между листами пакета ротора. Указанные факторы изменяются на каждом отдельном двигателе со временем, вследствие чего меняется и степень искажения [Л. 9]. В то же время для выполнения расчетов необходимо иметь возможность количественно учитывать искажения. Анализ большого количества кривых $M=f(n)$ позволяет в первом приближении рекомендовать для практических расчетов следующее соотношение: $M_{\text{пр}}=0,75 \div 0,8 M_{\text{k}}$.

где $M_{\text{пр}}$ — момент двигателя при $s=2$ (момент противовключения);

$M_{\text{к}}$ — каталожное значение максимального момента.

В то же время при разработке каталогов и руководящих материалов по внедряемой в настоящее время новой единой серии электродвигателей А2 и А02 следует учесть необходимость приведения значений тормозного момента при синхронной скорости противовключения (по статической механической характеристике).

Аналитическое выражение для «греющих» потерь при пуске и торможении. Исходя из Т-образной схемы замещения асинхронного короткозамкнутого двигателя, определяем «греющие» потери в двигателе за время пуска или торможения:

$$\Delta A_{\text{п.т}} = 3 \int_0^{t_{\text{п.т}}} [I_2'^2 + I_0^2 + 2I_2' I_0 \cos \psi] r_1 + k_{2M} I_2'^2 r_2' dt = \\ = 3 \int_0^{t_{\text{п.т}}} \left[I_0^2 r_1 \left(1 + \frac{2I_2'}{I_0} \cos \psi \right) + I_2'^2 r_2' \left(k_{2M} + \frac{r_1}{r_2'} \right) \right] dt, \quad (7)$$

где $t_{\text{п.т}}$ — время переходного процесса пуска или торможения, определенное с учетом указанных выше факторов;

I_2' — приведенный ток ротора;

I_0 — намагничивающий ток;

ψ — угол сдвига по фазе между I_2' и I_0 ;

r_1 и r_2' — сопротивление статора и приведенное сопротивление ротора;

k_{2M} — коэффициент эквивалентных «греющих» потерь ротора (определяемый ниже).

Для практической оценки составляющих потерь преобразуем выражение (7) следующим образом.

Воспользуемся выражением для значения полного тока статора из [Л. 12], которое основано на понятии о коэффициенте рассеяния,

$$I_1^2 = I_0^2 + k_{\sigma} I_2'^2 \quad (8)$$

или

$$I_1 = \sqrt{I_0^2 + k_{\sigma} I_2'^2}; \quad (9)$$

здесь k_{σ} — коэффициент увеличения потерь;

$$k_{\sigma} = \frac{1+\sigma}{1-\sigma}, \quad (10)$$

причем коэффициент полного рассеяния

$$\sigma = 1 - \frac{1}{(1+\sigma_1)(1+\sigma_2)}, \quad (11)$$

где σ_1 — коэффициент рассеяния обмотки статора;

σ_2 — коэффициент рассеяния обмотки ротора.

Значения k_{σ} для асинхронных короткозамкнутых двигателей мощностью от 1 до 7 квт лежит в диапазоне 1,1 — 1,28.

Таким образом, выражение (7) приобретает вид:

$$\Delta A_{\text{п.т}} = 3I_0^2 r_1 t_{\text{п.т}} + J_{\omega_0}^2 \times \\ \times \int_{s_1}^{s_2} \left(k_{2M} + \frac{r_1}{r_2'} k_{\sigma} \right) \frac{M_{\text{д}}(s)}{M_{\text{д}}(s) \pm M_{\text{с}}} dt. \quad (12)$$

Использование выражения (12) имеет практическое значение только в двух случаях: при $M_{\text{с}}=0$ и при возможности замены $M_{\text{д}}(s)$ эквивалентным по времени значением момента. (Последнее условие может быть выполнено обычно при расчетах торможения противовключением и двухтактового торможения, когда можно считать, что тормозной момент в течение всего времени торможения сохраняет постоянную величину.)

Что касается отношения $\frac{r_1}{r_2'}$, то для асинхронных двигателей малой единой серии (0,05—0,4 квт) можно пренебречь зависимостью от скольжения, а для двигателей мощностью от 0,6 квт и выше следует, как обычно, воспользоваться коэффициентами B_p [Л. 14], зависящими от формы паза ротора.

Тогда для пуска и динамического торможения

$$\Delta A_{\text{п.т}} = 3I_0^2 r_1 t_{\text{п.т}} + \frac{J_{\omega_0}^2}{2} \times \\ \times \left(k_{2M} + \frac{r_1}{r_2'} B_p k_{\sigma} \right) \frac{M_{\text{д}}}{M_{\text{д}} \pm M_{\text{с}}}; \quad (13)$$

для реверса

$$\Delta A_{\text{р}} = 3I_0^2 r_1 t_{\text{р}} + \frac{3}{2} J_{\omega_0}^2 \left(k_{2M} + \frac{r_1}{r_2'} B_p k_{\sigma} \right) \frac{M_{\text{д}}}{M_{\text{д}} \pm M_{\text{с}}}. \quad (14)$$

Целесообразность более полного учета тока холостого хода при расчетах специальных режимов подтверждается тем, что значение I_0 у многих малых машин часто превышает номинальное значение, вследствие чего перегрев на холостом ходу значительно выше допустимого. Это находит подтверждение в [Л. 13].

Экспериментальная проверка потерь при динамическом торможении также подтверждает правильность выражения (13). Вопреки существующему мнению потери при динамическом торможении возрастают с увеличением тормозного тока.

Расчет роторных потерь, вызывающих нагрев обмотки статора. Эксперименты, необходимые для получения данных для расчета роторных «греющих» потерь асинхронных короткозамкнутых двигателей, являются весьма сложными. В то же время пренебрежение реальной картиной распределения тепловых потоков в асинхронном двигателе может привести к ошибкам в расчетах.

Если считать, что Q_1 — тепло, поступающее от ротора через воздушный зазор к обмотке статора, а Q_2 — тепло, рассеиваемое ротором через торцовые поверхности, то коэффициент «греющих» роторных потерь определится из выражения

$$k_{2M} = \frac{\frac{Q_1}{Q_2}}{1 + \frac{Q_1}{Q_2}}. \quad (15)$$

Приняв ряд допущений (с пренебрежимой малостью аксиальной теплопроводности, о равенстве температурных перепадов на пути рассматриваемых тепловых потоков и т. п.), на основании закона Фурье можем записать:

$$\frac{Q_1}{Q_2} = \frac{\lambda_1}{\lambda_2} \cdot \frac{F_1}{F_2} \cdot \frac{\frac{l_2}{2} + r_2}{\delta}, \quad (16)$$

где λ_1 — теплопроводность воздуха ($0,03 \text{ вт}/\text{м}\cdot\text{град}$);
 λ_2 — теплопроводность шихтованного пакета ротора в радиальном направлении ($30 \text{ вт}/\text{м}\cdot\text{град}$);
 $δ$ — величина воздушного зазора, мм ;
 l_1 — длина ротора, мм ;
 r_2 — радиус ротора, мм ;
 F_1 — площадь цилиндрической поверхности ротора, мм^2 ;
 F_2 — площадь торцевых сечений вала, мм^2 .

Среднее значение k_{2Mcp} для закрытых обдуваемых двигателей серий АО и АОЛ мощностью от 50 вт до 20 квт , рассчитанное по уравнению (16), равно $0,81$. Это значение и будем учитывать в дальнейших расчетах пусковых и тормозных потерь. Приводимые в литературе экспериментальные данные подтверждают справедливость указанных соображений. Так, в [Л. 15] сообщается, что для асинхронных двигателей серии АВ-1500 (мощностью 20 квт и выше) при приближенном подсчете «греющих» потерь следует брать сумму джоулевых потерь статорной обмотки 84% от потерь в роторной обмотке и 83% от потерь в стали.

Значение разности между номинальными потерями и потерями в установленном режиме также следует пересчитать в соответствии с полученными коэффициентами эквивалентных «греющих» роторных потерь. Значения «греющих» номинальных потерь и потерь при частичных нагрузках можно пересчитать, записав уравнения разделения потерь.

Расчет превышения температуры обмотки. При учете реального распределения тепловых потоков уместно внести корректиры в существующий порядок расчета, исходя из имеющихся экспериментальных данных. В настоящее время о температуре обмотки статора асинхронного двигателя судят по сопротивлению обмотки, по термопаре и по показаниям термометра. Еще в [Л. 16] было установлено, что определение температуры термометром дает отклонение на 20° и более от истинной температуры наиболее нагретого места обмотки, в то время как замер сопротивлением дает более точные сведения, приближающиеся к показаниям термопар, установленных в двигателе; в этом случае отклонение не превышает 10° . Замер температуры по сопротивлению обмотки статора стандартизован в СССР и за рубежом, и в большинстве контрольных испытаний измерения производятся именно этим способом.

Рассмотрим выражение для сопротивления секции обмотки при условии, что температура является периодической функцией произвольной формы и в пределах одного витка имеет вид $\theta^0(l)$, причем величина периода равняется длине одного витка l_v . Тогда

$$R_\Phi = \frac{2pq\omega\rho}{s} \int_0^{l_v} [1 + \alpha\theta^0(l)] dl = R_{\Phi_0}(1 + \alpha\theta_{cp}^0), \quad (17)$$

где p — число полюсов машины;

q — число пазов на полюс и фазу;

ω — число витков секции;

ρ — удельное сопротивление провода катушки;

s — сечение провода катушки;

R_{Φ_0} — сопротивление фазы обмотки статора при $\theta^0 = 0^\circ$;
 α — температурный коэффициент сопротивления;
 θ_{cp}^0 — среднее значение температуры обмотки при данном нагреве двигателя, определяемое из соотношения

$$\theta_{cp}^0 = \frac{1}{l_v} \int_0^{l_v} \theta^0(l) dl. \quad (18)$$

В [Л. 17] приведены экспериментальные данные замера температуры в различных точках обмотки статора асинхронных двигателей защищенного исполнения, геометрически подобных двигателям серий А и АО при пяти различных значениях нагрузки и закрытого обдуваемого исполнения при четырех различных значениях нагрузки. Из этих данных следует, что в открытых двигателях максимальная температура обмотки наблюдается в точке, лежащей посередине паза, а в закрытых обдуваемых наиболее нагретая точка лежит в середине лобового вылета секции. На основании сопоставления этих замеров делается вывод о том, что наименее точным способом измерения температуры является термометрический способ, а измерение сопротивлением больше приближается к результатам замера термопарой.

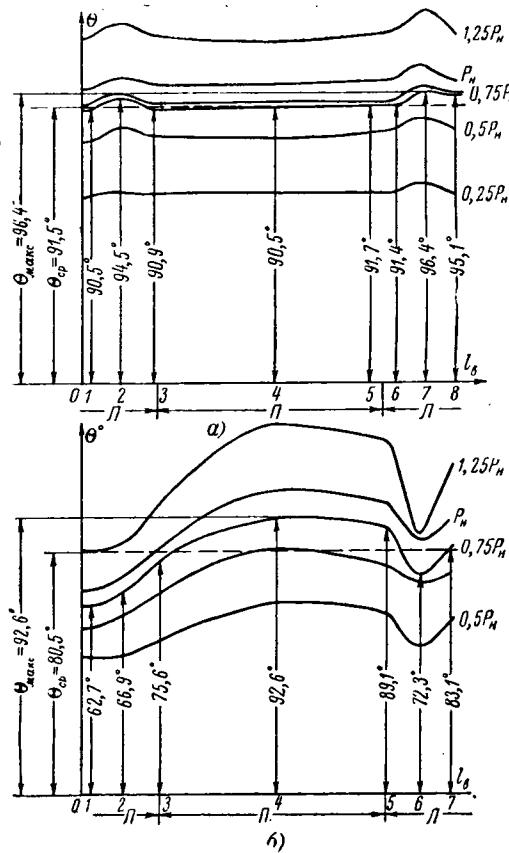


Рис. 7. Кривые изменения температуры по длине секции обмотки статора при различных нагрузках:

а — закрытый обдуваемый двигатель; б — защищенный двигатель; Л — лобовая часть секции; П — пазовая часть секции.

Однако эти же данные можно использовать и при приближенном определении θ_{cp}^0 для защищенных и закрытых машин. Для этого по результатам экспериментов из [Л. 17] для наиболее нагретых секций при различных нагрузках строим на рис. 7 кривые $\theta^0 = f(l_B)$, используя приведенный в этой работе конструктивный чертеж и средние соотношения для размеров секций промышленных двигателей. Как видно из рис. 7, защищенные двигатели отличаются от закрытых обдуваемых весьма неравномерным распределением температуры по обмотке.

Рассчитаем среднюю температуру обмотки.

Поскольку $\theta^0 = f(l_B)$ является произвольной функцией и не допускает рациональной аппроксимации, используем приближенное соотношение

$$\theta_{cp}^0 = \frac{1}{l_B} \sum_{i=1}^{i=n} \theta_i^0 \frac{l_B}{n}. \quad (19)$$

Поскольку рассчитанные по уравнению (19) значения температуры являются средними для различных нагрузок, то по аналогии с эргодической гипотезой теории случайных функций можно предположить, что такие же соотношения сохраняются и при одной и той же нагрузке для разных двигателей одного и того же типа. Из этого можно сделать следующий вывод: для того чтобы по результатам замера температуры методом сопротивления можно было судить о действительном максимальном превышении температуры наиболее нагретых точек обмотки, следует полученное значение перегрева умножить на коэффициент неравномерности нагрева $k_{n,n}$, который можно определить из выражения

$$k_{n,n} = \frac{\theta_{\max i}}{\theta_{cp}^0}.$$

Рассчитывая значение $k_{n,n}$ по кривым рис. 7, получаем для защищенных машин $k_{n,n} = 1,1 \div 1,2$, а для закрытых — $1,05 \div 1,1$.

На основании вышеизложенного результаты расчетов установившейся температуры для защищенных машин рекомендуется умножать на коэффициент неравномерности нагрева.

Значение коэффициента неравномерности для практических целей условно можно принять равным $1,1 \div 1,2$.

Выводы. 1. При расчетах специальных режимов асинхронных короткозамкнутых двигателей следует учитывать:

а) изменение времени пуска и торможения в зависимости от скорости изменения скольжения и момента короткого замыкания;

б) изменение времени торможения противовключением из-за искажения статической механической характеристики;

в) коэффициент эквивалентных «греющих» роторных потерь;

г) увеличение потерь при пуске и торможении за счет более полного учета намагничивающего тока.

2. При проведении точных расчетов установившейся температуры обмотки статора защищенных машин следует учитывать коэффициент неравномерности нагрева.

Литература

1. Ковач К., Рац И., Переходные процессы в машинах переменного тока, изд-во «Энергия», 1963.
2. Шубенко В. А., Некоторые вопросы динамики автоматизированных асинхронных приводов, «Электричество», 1960, № 1.
3. Schuisky W., Überblick über Ausgleichsvorgänge bei elektrischen Maschinen, «E. und M.», 1962, № 15—16.
4. Иванов-Смоленский А. В., Универсальные механические характеристики асинхронных машин с учетом скорости изменения скольжения, «Электричество», 1963, № 1.
5. Paff G., Jordan H., Dynamische Kennlinien von Drehstromasynchronmotoren, «ETZ», A. 83, 1962, № 12.
6. Петров И. И., О методах определения допустимого числа включений в час асинхронных короткозамкнутых двигателей, Труды ВЗЭИ, вып. 6, Госэнергоиздат, 1955.
7. Heller B., Hamata V., Pridavna pole, sily a straty vasynchronnim stroji, NCSAV, Praha, 1961.
8. Obergertl K., New facts about parasitic torques in squirrel cage induction motors, Bull. Oerlikon, v. 348, 1962.
9. Jordan H., Taegen F., Drehmomentkurven und zu-satzverluste von Drehstrom Asynchronmotoren, «ETZ», A. 81, H. 23, 1960.
10. Barton T. H., Ahmad V., The measurement and prediction of induction motor stray loss at large slips, Proceedings of the IEEE, p. 6, v. 104, 1957.
11. Jordan H., Taegen F., Über das Strom und Drehstromverhalten von Drehstromasynchronmotoren mit massiven Eisenläufern, «E. und M.», № 14, 1963.
12. Рихтер Р., Электрические машины, т. 4, 1939.
13. Столов Л. И., Зависимость тока асинхронного двигателя малой мощности от скольжения, «Электричество», 1959, № 1.
14. Голован А. Т., Основы электропривода, Госэнергоиздат, 1959.
15. Костенко М. П., Асинхронные двигатели с осевой и радиальной системой вентиляции, Сб. «За единые серии электрических машин», вып. 2, ОНТИ, 1936.
16. Summers E. R., Determination of temperature rise of induction motors, AIEE Transactions, 1939, № 58.
17. Potter G. E., Measurement of temperature in general purpose squirrel-cage induction motors, AIEE Transactions, 1939, № 58.

[24.12.1964]



Трудящиеся Советского Союза! Укрепляйте социалистическую собственность — основу могущества нашей Родины и дальнейшего роста благосостояния народа!

(Из Призывов ЦК КПСС к 48-ой годовщине Великой Октябрьской социалистической революции)

Расчет параметров и построение механических характеристик системы автоматического регулирования с силовым магнитным усилителем

Инж. В. Ф. ШЕПЕЛИН
ЧЕТНИИ

Специфической особенностью электроприводов с силовым магнитным усилителем (МУ) является наличие нелинейного сопротивления якорной цепи, зависящего от результирующих ампер-витков управления. Поэтому определение коэффициента усиления и параметров обратных связей вновь проектируемых систем автоматического управления электроприводами с силовым МУ для сопротивления нагрузки эквивалентному двигателю при номинальном режиме обычными методами линейных САР затруднено.

В статье описывается метод решения поставленной выше задачи с помощью введения понятий напряжения холостого хода и эквивалентного внутреннего сопротивления МУ [Л. 2]. В этом случае магнитный усилитель аналогичен генератору со значительным нелинейным сопротивлением якоря, что существенно упрощает расчет САР.

Установим у МУ отрицательные ампер-витки смещения равными номинальным и рассмотрим его работу на якорь двигателя, у которого момент холостого хода соответствует моменту, создаваемому минимальным током МУ при заданном смещении.

Уравнение равновесия э. д. с. в этом случае для холостого хода двигателя записывается в следующем виде:

$$k_{c.x}U_c = \Delta U_{MУ0} + I_x R + E, \quad (1)$$

где $k_{c.x} = \frac{U_a}{U_c}$ — отношение выпрямленного напряжения на выходе МУ к напряжению сети U_c при сопротивлении нагрузки, равном бесконечности;

$\Delta U_{MУ0}$ — падение напряжения внутри МУ и на выпрямителях при токе нагрузки, равном току холостого хода двигателя I_x ;

R — сопротивление якоря двигателя и соединительных проводов;

E — противо-э. д. с. двигателя.

Появление нагрузки на валу двигателя вызывает снижение напряжения на его зажимах и увеличение падения напряжения внутри МУ, причем, перераспределение напряжений между элементами цепи будет происходить согласно внешним характеристикам магнитного усилителя, для которых с учетом уравнения (1) можем написать такое выражение:

$$k_{c.x}U_c - \Delta U_{MУ} = \Delta U_{MУ0} + I R + E, \quad (2)$$

где I — ток нагрузки двигателя;

$\Delta U_{MУ}$ — добавочное падение напряжения внутри МУ от приращения тока двигателя при появлении нагрузки.

Для решения уравнения (2) воспользуемся экспериментальными внешними характеристиками магнитных усилителей серии УМЗП и УМ1П, приведенными на рис. 1. Анализ кривых рис. 1 показывает, что внешние характеристики можно ориен-

тировочно разбить на два участка: нелинейный до тока нагрузки $0,15 I_n$ и прямолинейный при больших токах. При этом можно заметить, что если рабочая точка МУ при заданных ампер-витках управления находится на прямолинейной части внешней характеристики, то при увеличении тока нагрузки величина снижения напряжения на выходе МУ становится прямо пропорциональна току нагрузки, и рабочая точка определяется постоянным для данных ампер-витков управления эквивалентным внутренним сопротивлением магнитного усилителя $R_{экв}$.

Пренебрегая незначительной нелинейностью участка внешней характеристики до напряжения холостого хода МУ U_x , численно равного напряжению на зажимах двигателя при $I_x = I_{\min}$, уравнение (2) можем записать в таком виде:

$$U_x = (I - I_x)R_{экв} + IR + E, \quad (3)$$

где $U_x = k_{c.x}U_c - \Delta U_{MУ0}$.

Зависимость $U_x = f(IW_y)$ назовем характеристикой холостого хода МУ.

Наиболее просто характеристику холостого хода можно построить, воспользовавшись экспериментальными кривыми рис. 1, следующим образом:

1. Задаемся отрицательными ампер-витками смещения из условия получения минимально возможного тока якоря при отсутствии задающего сигнала и определяем I_{\min} по внешней характеристике рис. 1 для

$$i^*_y = i^*_{\text{см}},$$

где i^*_y , $i^*_{\text{см}}$ — ампер-витки управления и смещения, выраженные в долях от номинальных.

При этом, если пренебречь падением напряжения в якорной цепи двигателя $I_{\min}R$ ввиду малости каждого из множителей, то I_{\min} определяется как точка пересечения внешней характеристики магнитного усилителя, снятой при $i^*_y = i^*_{\text{см}}$ с осью абсцисс. (Для магнитных усилителей серий УМЗП и УМ1П при $i^*_{\text{см}} = -1I^*_{\min} \approx 0,04$).

2. Через точку на оси абсцисс (рис. 1) с координатами $U^* = 0$, $I^* = I^*_{\min}$ проводим прямую параллельную оси ординат и определяем точки пересечения этой прямой с продолжениями прямолинейных участков внешних характеристик. Проекция точек пересечения на ось ординат даст значение напряжения холостого хода магнитного усилителя U_x^* . Зная значения U_x^* и соответствующие им ампер-витки управления, можем построить характеристику холостого хода магнитного усилителя $U_x^* = f(i^*_y)$.

Построенная описанным способом характеристика холостого хода для магнитных усилителей серий УМЗП и УМ1П при отрицательных ампер-витках смещения, равных номинальным, представлена на рис. 2.

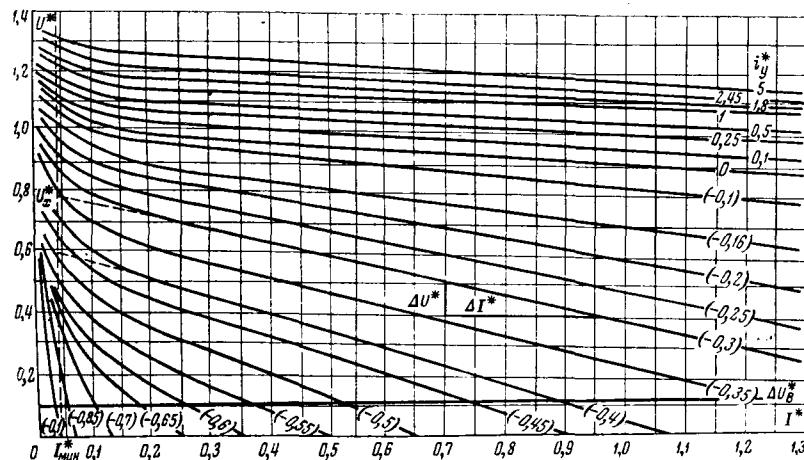


Рис. 1. Семейство внешних характеристик магнитных усилителей серии УМЭП и УМ1П в относительных единицах.

Внешние характеристики при токах, меньших $I_{\min} = 0,04I_n$, можно не рассматривать, поскольку для большинства электроприводов момент холостого хода значительно больше момента, создаваемого током МУ при $i_y^* = -1$, и двигатель на этом участке характеристики практически не работает.

Эквивалентное внутреннее сопротивление МУ находится следующим образом. На прямолинейной части внешней характеристики (рис. 1), соответствующей определенным ампер-виткам управления, берется приращение тока ΔI . Этому приращению тока соответствует изменение напряжения на выходе МУ ΔU , а отношение $\Delta U / \Delta I$ дает искомую величину. Рассчитанные подобным образом значения эквивалентного внутреннего сопротивления МУ для различных ампер-витков управления, а значит, и разных напряжений холостого хода МУ представлены на рис. 2 в виде зависимости $R_{\text{экв}} = f(U_x^*)$.

Пересчет характеристик $U_x^* = f(i_y^*)$ и $R_{\text{экв}}^* = f(U_x^*)$ в именные единицы производится по следующим формулам [Л. 3]:

$$U_x = U_x^* U_{c..n}; \quad (4)$$

$$i_y = \frac{I_{y..n}}{2} i_y^*; \quad (5)$$

$$R_{\text{экв}} = R_{\text{экв}}^* \frac{U_{c..n}}{I_n}, \quad (6)$$

где i_y^* — удельные ампер-витки управления; I_n , $U_{c..n}$ — базисные величины тока и напряжения (номинальный ток МУ и напряжение сети);

$I_{y..n}$ — номинальный ток управления МУ.

Аналогичным образом можно построить характеристики $U_x^* = f(i_y^*)$, $R_{\text{экв}}^* = f(U_x^*)$ и при другом смещении, а значит, и другом минимальном токе магнитного усилителя. При этом ход дальнейших рассуждений останется таким же, как и для $i_{\text{см}}^* = -1$.

Структурная схема САР с силовым магнитным усилителем и промежуточным полупроводниковым усилителем при замене МУ эквивалентным генератором с нелинейной характеристикой холостого хо-

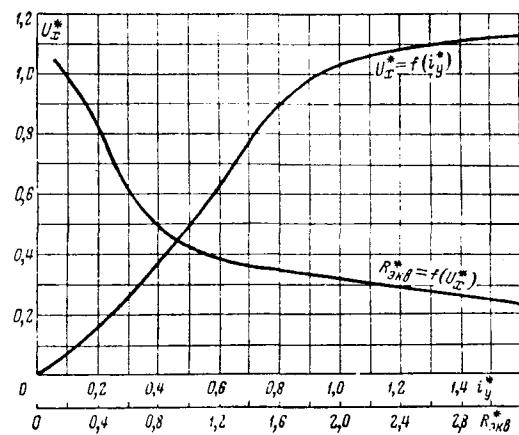


Рис. 2. Зависимость $U_x^* = f(i_y^*)$ и $R_{\text{экв}}^* = f(U_x^*)$ для магнитных усилителей серии УМЭП и УМ1П в относительных единицах при $i_{\text{см}}^* = -1$, $J_{\min}^* = 0,04$.

да и нелинейным внутренним сопротивлением изображена на рис. 3.

Определение коэффициента усиления и выбор параметров обратных связей по току и напряжению для САР рис. 3 производится исходя из заданного статизма S на минимальной скорости. Поскольку в общем случае требуемая жесткость механической характеристики достигается благодаря действию отрицательной обратной связи по напряжению и положительной обратной связи по току, то статизм системы S можно представить как сумму двух величин:

$$S = S_1 + S_2,$$

где S_1 — статизм замкнутой по напряжению системы;

S_2 — статизм системы от неточной компенсации падения напряжения на соединительных проводах и омическом сопротивлении якоря двигателя.

Известно, что

$$\Delta U_3 = \frac{\Delta U_p}{1 + k\beta}, \quad (7)$$

где ΔU_3 , ΔU_p — падения напряжения от тока нагрузки в замкнутой и разомкнутой системах соответственно;

k — коэффициент усиления регулятора; $\beta = \frac{U_{o..c}}{U_{MУ}}$ — коэффициент обратной связи по напряжению;

$U_{o..c}$ — напряжение обратной связи;

$U_{MУ}$ — напряжение на выходе МУ.

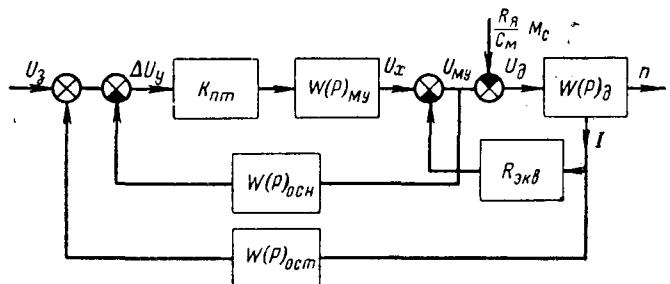


Рис. 3. Структурная схема САР с силовым магнитным усилителем.

Подставив заданное значение

$$\Delta U_3 = \frac{U_n}{D} S_1$$

в формулу (7), получим:

$$k\beta = \frac{\Delta U_p}{U_n S_1} - 1, \quad (8)$$

где D — заданный диапазон регулирования скорости двигателя;

U_n — номинальное напряжение двигателя.

При проектировании реальных установок часто бывает заранее известно задающее напряжение командааппарата или коэффициент усиления регулятора. Поэтому поставленная задача может иметь два решения.

1. Задано напряжение управления U_y . Требуется определить коэффициент усиления регулятора.

Напряжение на двигателе в этом случае определяется из выражения

$$U_n = U_y \frac{k}{1 + k\beta}. \quad (9)$$

Решая совместно уравнения (8) и (9) относительно k , находим:

$$k = \frac{\Delta U_p}{S_1 U_y}. \quad (10)$$

2. Задан коэффициент усиления регулятора. Требуется определить напряжение управления.

Решая совместно уравнения (8) и (9) относительно U_y , находим выражение для определения требуемого напряжения на выходе задающего органа:

$$U_y = \frac{\Delta U_p}{S_1 k}. \quad (11)$$

В выражениях (10) и (11)

$$\Delta U_p = (I_n - I_{\min}) R_{\text{экв}},$$

где I_n — ток двигателя при номинальной нагрузке.

Сопротивление $R_{\text{экв}}$ определяется по характеристике $R^*_{\text{экв}} = f(U_x^*)$, изображенной на рис. 2, методом последовательного приближения таким образом, чтобы соблюдалось равенство (3). При этом E и IR известны, а согласование двух других связанных между собой величин U_x и $R_{\text{экв}}$ не представляет особых трудов.

Определение коэффициента передачи датчика положительной обратной связи по току производится исходя из заданного статизма S_2 . В этом случае положительная связь по току должна скомпенсировать падение напряжения в проводниках и якоре двигателя ΔU_n :

$$\Delta U_n = I_n R - \frac{U_n}{D} S_2. \quad (12)$$

Выражение для определения коэффициента передачи датчика тока примет вид:

$$K_I = \frac{\Delta U_n (1 + k\beta)}{k I_n}. \quad (13)$$

Определив параметры САР, по формуле (3) можно написать уравнение механической характеристики электропривода:

$$\omega = \frac{[U_y - \beta (U_x - \Delta U_p) + K_I I] k - IR}{C_e \Phi}. \quad (14)$$

Решение данного уравнения производится графическим методом [Л. 1], для чего в координатах, указанных на рис. 4, строятся следующие кривые:

характеристика холостого хода магнитного усилителя в именных единицах $U_x = f(U_y)$;
зависимость внутреннего сопротивления МУ от напряжения холостого хода в именных единицах $R_{\text{экв}} = f(U_x)$;

статическая характеристика отрицательной обратной связи по напряжению под углом α_1 к оси U_y из точки на оси абсцисс, соответствующей заданному U_y ;

статическая характеристика положительной обратной связи по току якоря под углом α_2 к оси U_y ;
зависимость падения напряжения в якорной цепи от тока нагрузки $\Delta U_n = f(I)$ под углом α_3 к оси I ;
луч $C_{\text{ев}}$ под углом α_4 к оси I ;

вспомогательный луч под углом $\alpha_5 = 45^\circ$ к оси U_x , причем для построения кривых $U_x = f(U_y)$ и $R_{\text{экв}} = f(U_x)$ рекомендуется воспользоваться характеристиками рис. 2 и уравнениями (4), (5) и (6).

Углы $\alpha_1, \alpha_2, \alpha_3, \alpha_4$ определяются следующим образом [Л. 1]:

$$\tan \alpha_1 = \frac{m_{U_y}}{\beta m_{U_x}}; \quad \tan \alpha_2 = \frac{1}{K_I} \frac{m_{U_y}}{m_I};$$

$$\tan \alpha_3 = R \frac{m_I}{m_{U_x}}; \quad \tan \alpha_4 = C_e \frac{m_{\omega}}{m_E} \Phi_n,$$

где m_{U_x} , m_{U_y} , m_I , m_{ω} , m_E — соответственно масштабы напряжения холостого хода, напряжения управления, тока якоря, скорости и противо-э. д. с. двигателя.

Дальнейшие построения для заданного U_y производим следующим образом.

Через точку a (рис. 4), соответствующую току нагрузки I_1 , проводим горизонталь. На данной горизонтали откладываем отрезок

$$ab = \frac{(I_1 - I_{\min}) R_{\text{экв}}}{m_{U_x}},$$

представляющий собой добавочное падение напряжения внутри МУ от тока нагрузки.

Сопротивление $R_{\text{экв}}$ находится ориентировочно по кривой $R_{\text{экв}} = f(U_x)$ таким образом, чтобы соблюдалось равенство (3). Графическое суммирование отрезков ab и ΔU_n дает точку b . Точки b и a переносим на ось абсцисс. Из полученных точек c и d проводим лучи, параллельные соответственно вспомогательному лучу и линии $C_{\text{ев}}$, до пересечения с линией предполагаемого напряжения U_x , найденного при определении $R_{\text{экв}}$ в точках n и e .

Точка n определяет предполагаемую скорость двигателя, а точка e — предполагаемое напряжение на зажимах двигателя при токе якоря I_1 . Уточнение полученных значений скорости и напряжения производится в следующем порядке. Точку e переносим по горизонтали на линию отрицательной обратной связи по напряжению (точка u). Аналогичным образом получаем точку r на линии положительной обратной связи по току, снося значение тока якоря.

Графически суммируя сигналы: задающий, отрицательной обратной связи по напряжению и по-

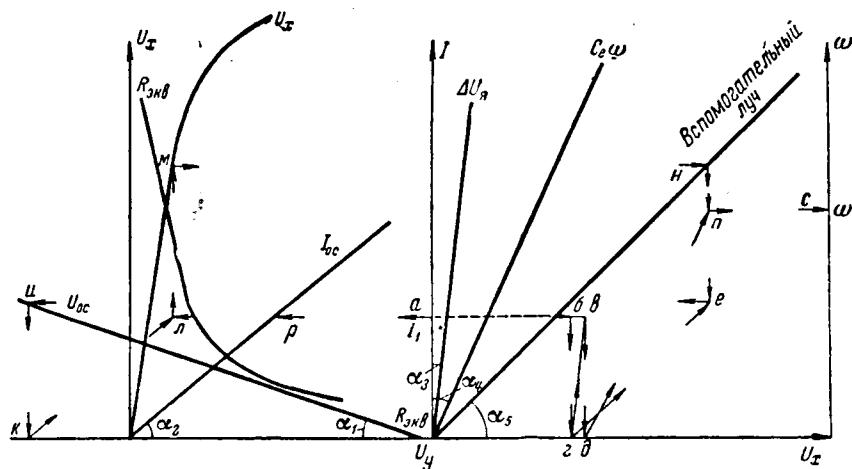


Рис. 4. Построение механических характеристик САР с силовым магнитным усилителем.

ложительной обратной связи по току (точка *л*), находим напряжение холостого хода МУ (точка *м*). Если оно не совпадает с предполагаемым, то весь ход построений проделываем снова. Подобным образом определяются скорости и для других токов нагрузки.

Экспериментальная проверка описанного выше метода не дала существенных расхождений с теоретическим расчетом (рис. 5).

Как и следовало ожидать, наибольшие погрешности наблюдаются при токах нагрузки до $0,15I_h$, так как при расчете пренебрегалось нелинейностью начальной части внешних характеристик МУ.

Пример расчета. Выбрать параметры обратных связей и построить механические характеристики САР с силовым МУ и промежуточным полупроводниковым усилителем.

Структурная схема САР представлена на рис. 3. Основными элементами схемы являются:

двигатель П31: $P_h = 1,5 \text{ квт}$, $U_h = 220 \text{ в}$, $I_h = 8,6 \text{ а}$, $\Phi_h = 0,57 \cdot 10^{-2} \text{ вб}$, $C_e = C_m = 223$, $\omega_h = 157 \text{ рад/сек}$;
сопротивление якорной цепи в нагретом состоянии $R = 2,9 \text{ ом}$;

магнитный усилитель УМЗП 25.50.33, $U_h = 380 \text{ в}$, $I_h = 11,5 \text{ а}$.

полупроводниковый триод ПЧГЭ;
коэффициент усиления регулятора $k = 129$.

Требуется обеспечить:

диапазон регулирования скорости $D = 1 : 10$;
статизм системы на минимальной скорости $S = 0,25$.

Расчет ведем в такой последовательности:

1. Перестраиваем кривую (рис. 2) $R_{экв}^* = f(U_x^*)$, пользуясь формулами (4) и (6), из относительных единиц в именные.

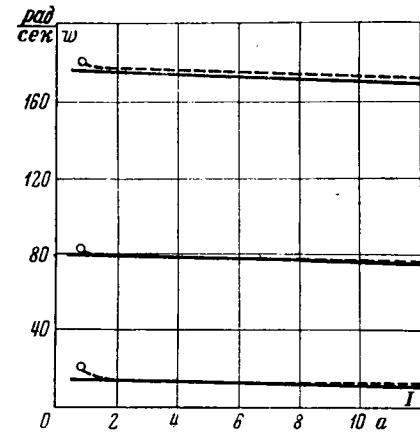
2. Раскладываем значение статизма S на две составляющие: $S_1 = 0,09$, $S_2 = 0,16$.

3. Задаемся $U_x = 325 \text{ в}$ и для номинального режима двигателя находим по кривой $R_{экв} = f(U_x)$ $R_{экв} = 12,3 \text{ ом}$.

4. По уравнению (3) проверяем правильность выбора U_x :

$$U_x = (I_h - 0,04I_h)R_{экв} + I_hR + C_e\Phi_{h\omega_h};$$

$$325 = 8,14 \cdot 12,2 + 25 + 200.$$

Рис. 5. Механические характеристики САР с силовым магнитным усилителем.
— эксперимент; — расчет.

5. По формуле (8) $\beta = 0,38$.
6. По формуле (11) $U_y = 86 \text{ в}$.
7. По формуле (12) $\Delta U_y = 21,5 \text{ в}$.
8. По формуле (13) $K_1 = 1 \text{ в/а}$.
9. Для графического решения уравнения (14) производим такие же предварительные построения, как и описанные выше на рис. 4, с той лишь разницей, что вместо характеристики холостого хода МУ строим обобщенную характеристику холостого хода магнитного и полупроводникового усилителей:

$$U_x = f(U_y).$$

10. Принимаем следующие масштабы:
 $m_{U_y} = 0,035 \text{ в/мм}$; $m_{U_x} = 2 \text{ в/мм}$; $m_I = 0,1 \text{ а/мм}$;

$$m_{\omega} = 1 \frac{\text{рад/сек}}{\text{мм}}.$$

11. Углы наклона линий обратных связей и вспомогательных прямых:

$$\operatorname{tg} \alpha_1 = \frac{0,035}{0,4 \cdot 2} = 0,0436; \alpha_1 = 2^{\circ}30'.$$

$$[\operatorname{tg} \alpha_2 = \frac{0,035}{1 \cdot 0,1} = 0,35; \alpha_2 = 19^{\circ}15']$$

$$\operatorname{tg} \alpha_3 = 2,9 \frac{0,1}{2} = 0,145; \alpha_3 = 8^{\circ}$$

$$\operatorname{tg} \alpha_4 = 223 \frac{1}{2} 0,57 \cdot 10^{-2} = 0,635; \alpha_4 = 32^{\circ}30'.$$

Дальнейшие построения производим в описанной выше для рис. 4 последовательности, задаваясь рядом значений токов нагрузки и находим соответствующие им значения скорости.

Механические характеристики для САР, рассчитанной подобным образом, представлены на рис. 5.

Выводы. 1. Предлагаемый метод определения параметров САР с силовым магнитным усилителем прост и позволяет, имея лишь зависимость $R_{экв} =$

К вопросу об оптимизации сверхпроводящих магнитных систем МГД-генераторов

В. П. КАРЦЕВ, А. Н. САПОЖНИКОВА и В. В. СЫЧЕВ

Москва

Сверхпроводящие магнитные системы для МГД-генераторов (как с ферромагнитным сердечником, так и без него) будут обладать по сравнению с обычными магнитными системами с ферромагнитным сердечником и обмотками из меди и алюминия рядом серьезных преимуществ. К числу этих преимуществ, во-первых, должно быть отнесено снижение веса и габаритов магнитной системы за счет высокой плотности тока в сверхпроводящей проволоке (10^8 — 10^9 A/m^2). Во-вторых, следует отметить резкое снижение потребления электроэнергии на собственные нужды магнитной системы, т. е. повышение к. п. д. установки в целом за счет отсутствия омических потерь в сверхпроводящих обмотках. Потребляемая мощность в этом случае по существу равна мощности охладителя гелия, необходимого для поддержания температуры обмотки ниже 4,2° К.

Третьим основным преимуществом является возможность общего снижения размеров МГД-генератора путем повышения напряженности поля в канале генератора. В противоположность обычным системам, где потери энергии в обмотке пропорциональны квадрату напряженности поля, потребление электроэнергии охладителем гелия, обеспечивающим работу сверхпроводящей обмотки, по существу не зависит от напряженности поля в канале генератора.

Наконец, в-четвертых, следует указать на автоматическое подавление реакции тока в плазме генератора, обеспечение независимости э. д. с. генератора от нагрузки за счет свойства сверхпроводящих контуров сохранять поток, сцепленный с ними, неизменным. Внешняя характеристика генератора (зависимость напряжения на зажимах генератора от рабочего тока) будет более жесткой, чем внешняя характеристика генератора с обычной системой возбуждения [Л. 1], так как в последнем случае снижение напряжения генератора обусловливается совместным влиянием реакции якоря и роста падения напряжения на внутреннем сопротивлении генератора; в генераторе со сверхпроводящей магнитной системой снижение напряжения при увели-

чении нагрузки происходит лишь в силу второго фактора.

Следует отметить, что магнитные системы со стальным сердечником (даже со сверхпроводящей обмоткой) будут обладать чрезвычайно большими весом и габаритами. Это связано с тем, что в таких системах вес стали на порядок превосходит вес обмотки. Громадные (порядка тысяч тонн для мощностей в несколько мегаватт) веса систем с ферромагнитным сердечником [Л. 2], безусловно, ограничат сферу их применения, что заставляет искать иные пути решения вопроса.

Наибольшие перспективы применения имеют сверхпроводящие магнитные системы без стального сердечника. Несмотря на то, что расход сверхпроводящего материала для такой системы в несколько раз больше, чем для системы со стальным сердечником, вес системы в целом, без учета веса несущей конструкции и криостата, оказывается на один-два порядка меньше.

Некоторым недостатком магнитной системы без сердечника является меньшая однородность поля, чем в системе, имеющей магнитопровод.

Поскольку мощность МГД-генератора, как и любой электрической машины, пропорциональна произведению квадрата напряженности магнитного поля на линейный размер генератора, очевидно, что основной задачей является обеспечение в канале максимальной напряженности магнитного поля.

Расчет сверхпроводящих магнитных систем имеет свою специфику. Известно, что в том случае, когда величина тока, протекающего по сверхпроводнику, превышает «критическое» значение, сверхпроводник вновь приобретает нормальное сопротивление. Если сверхпроводник помещен в магнитное поле, значение «критического» тока снижается. Зависимость критического тока от напряженности магнитного поля в сверхпроводниках второго и третьего рода, которые могут быть использованы для постройки магнитных систем, имеет резко нелинейный характер. Поэтому расчет сверхпроводящих систем целесообразно вести с учетом распределения маг-

$=f(U_x)$, учесть дополнительное падение напряжения внутри МУ от тока нагрузки.

2. Введение понятий характеристики холостого хода и эквивалентного внутреннего сопротивления МУ позволяет применить известный из литературы графический метод для расчета механических характеристик САР с силовым МУ.

3. Значительное расхождение теоретических и экспериментальных характеристик наблюдается лишь при токах нагрузки, меньших $0,15I_n$, что во многих случаях является вполне приемлемым.

Литература

1. Башарин А. В., Расчет динамики и синтез нелинейных систем управления, Госэнергоиздат, 1960.
2. Алейников Д. А., Метод расчета характеристик электропривода постоянного тока с дроссельным управлением, основанный на использовании семейства внешних характеристик выпрямительно-дроссельных преобразователей, Труды НИИэлектропром, 1959, т. 5.
3. Информация на электротехнические изделия, Магнитные усилители, усилители УМП и блоки промежуточных магнитных усилителей БО, ЦИНТИэлектропром, 1962, № 42 (630).

[26.4.1965]



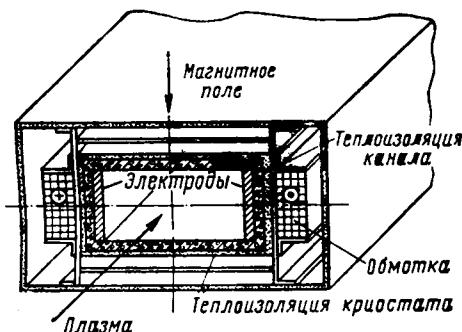


Рис. 1.

нитного поля внутри самой обмотки. Отличительной особенностью сверхпроводящих систем является также исключительно высокая стоимость сверхпроводника (тысячи рублей за килограмм). В связи с этим основным критерием при определении геометрических размеров сверхпроводящей магнитной системы должен являться ее вес.

Рассмотрим метод определения рациональных геометрических размеров сверхпроводящей магнитной системы без стального сердечника, не учитывая пока явления перехода обмотки из сверхпроводящего состояния в нормальное при увеличении напряженности магнитного поля сверх критического значения. Одна из возможных конструкций канала МГД-генератора кондукционного типа изображена на рис. 1. Канал охватывается двумя прямоугольными шинами, то есть в которых имеют противоположные направления. Будем считать, что длина канала МГД-генератора значительно превосходит его поперечные размеры (именно этот случай обычно встречается на практике [Л. 3]), и рассмотрим поэтому двумерную задачу. На рис. 2 схематически изображен канал МГД-генератора. Канал имеет постоянное поперечное сечение и окружен обмоткой возбуждения, которая разделена на восемь сверхпроводящих секций. По всем секциям протекает одинаковый ток. Поперечное сечение секций прямоугольное. В этом случае напряженность поля по оси y в центре системы равна:

$$H_y = \frac{2}{\pi} ja_1 \left[\alpha \operatorname{arctg} \frac{\beta}{\alpha} - \operatorname{arctg} \beta + \right. \\ \left. + \frac{\beta}{2} \ln \frac{1 + \left(\frac{\alpha}{\beta} \right)^2}{1 + \left(\frac{1}{\beta} \right)^2} \right], \quad (1)$$

где j — плотность тока в обмотке;

$$\alpha = \frac{a_2}{a_1}, \quad \beta = \frac{d}{2a_1}.$$

Параметры α и β связаны между собой очевидным соотношением:

$$G = 4\gamma\lambda a_1^2 \beta(\alpha - 1) [l + a_1(2\alpha - 1)], \quad (2)$$

где G — вес сверхпроводящей обмотки, кг;

γ — удельный вес сверхпроводника, кг/м³;

λ — коэффициент заполнения обмотки;

l — длина канала генератора, м.

Таким образом, β является некоторой функцией α :

$$\beta = \frac{k}{(\alpha - 1)(\alpha - c)} = \beta(\alpha). \quad (3)$$

Здесь

$$k = \frac{G}{37,6a_1^3}, \quad c = \frac{1}{2} - \frac{l}{2a_1}.$$

Поэтому напряженность поля в центре системы может быть выражена в виде функции одной переменной $H_0 = f(\alpha)$. Максимум этой функции соответствует наилучшему использованию имеющегося в наличии сверхпроводящего материала.

Определить аналитическим путем оптимальное α из уравнения $\frac{dF(\alpha)}{d\alpha} = 0$ не представляется возможным, поэтому задача решалась на ЭЦВМ „Волга“, работающей с плавающей запятой. Были вычислены оптимальные значения α и β для следующих значений исходных величин:

$$l = 0,1, 0,5; 1,0; 2,0; 3,0; 4,0; 5,0; 6,0; 10,0; 12,0 \text{ м};$$

$$a_1 = 0,05; 0,1; 0,2; 0,3; 0,4; 0,5; 1,0; 2,0; 3,0; 6,0 \text{ м};$$

$$G = 0,001; 0,002; 0,003; 0,005; 0,01; 0,03; 0,05; 0,1;$$

$$1,0; 2,0; 3,0; 5,0; 10,0 \text{ т.}$$

Решение задачи заняло 10 ч машинного времени. Результаты были получены в виде кривых, по которым для заданных значений a_1 , l и G определяются оптимальные значения α и β (т. е. наиболее целесообразная форма сечения).

Напряженность поля находится из выражения (1) при подстановке в него плотности тока и коэффициента заполнения для конкретного материала. Оптимальные значения α и β не зависят от примененного материала и, следовательно, пригодны также для несверхпроводников. Характер изменения оптимальных значений α и β показан на рис. 3.

Напряженности магнитного поля в различных секциях обмотки при протекании по ним одинаковых токов оказываются различными. Поэтому некоторые секции обмотки оказываются нагруженными неполностью (исходя из условия сохранения сверхпроводимости). Для получения рациональной обмотки ток в каждой секции следует выбрать таким образом, чтобы он был максимально допустимым при напряженности магнитного поля, в котором находится эта секция обмотки. Такая задача

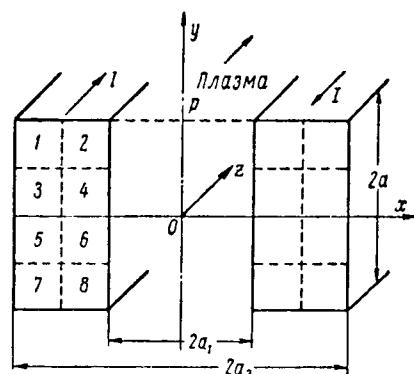


Рис. 2.

«токовой оптимизации» была решена для восьмисекционной обмотки (рис. 2).

Индукция может быть выражена через функцию потока следующим образом [Л. 4]:

$$B_x = \mu \frac{\partial V}{\partial y}; \quad B_y = -\mu \frac{\partial V}{\partial x}. \quad (5)$$

Функция потока для бесконечно протяженной шины прямоугольного сечения имеет вид:

$$V = -\frac{1}{2\pi} \int_{-a}^{+a} dx' \int_{-b}^{+b} j(x', y) \ln X \times \\ \times \sqrt{(x-x')^2 + (y-y')^2} dy' + C, \quad (6)$$

где j — плотность тока;

a, b — поперечные размеры секции обмотки; x', y' — координаты элементарного участка, создающего напряженность в точке x, y ;

C — постоянная величина.

В качестве материала обмотки рассматривалось сверхпроводящее интерметаллическое соединение Nb_3Sn , для которого значение критической плотности тока в поперечном поле с индукцией 4,0 тл составляет $5 \cdot 10^8 \text{ а/м}^2$. Зависимость допускаемой плотности тока от индукции для этого сверхпроводника в первом приближении может быть аппроксимирована функцией

$$j = \frac{2 \cdot 10^9}{B}, \quad (7)$$

где j — плотность тока, а/м^2 ;

B — соответствующее ей критическое значение индукции, тл.

Процесс оптимизации токораспределения проводился на ЭЦВМ «Урал-1» следующим образом:

а) во всех восьми секциях произвольно задавалась плотность тока;

б) по формулам (5) и (6) рассчитывалось значение магнитной индукции в центре каждой секции;

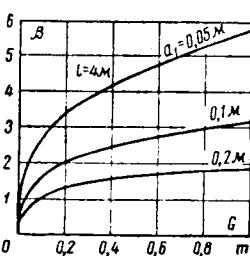
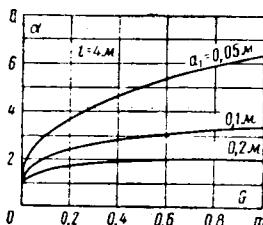


Рис. 3.

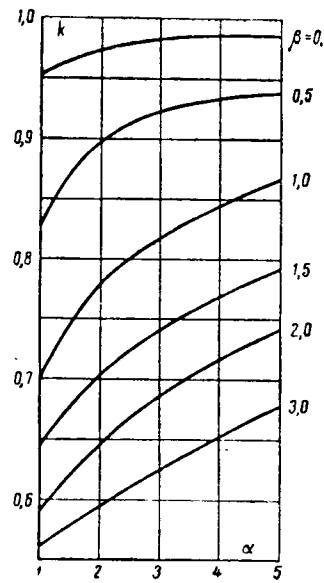


Рис. 4.

в) по соотношению (7) во втором приближении определялась плотность тока в каждой секции;

г) вновь рассчитывалось магнитное поле в каждой секции, определялись плотности тока и т. д.

Для удовлетворительной сходимости было достаточно 20—25 итераций.

Для системы, изображенной на рис. 2, при $2a_1=1 \text{ м}$, $2a_2=2 \text{ м}$, $d=1 \text{ м}$ было получено следующее распределение плотностей токов, соответствующее максимальному использованию сверхпроводящего материала:

$$j_1 = j_7 = 1,118 \cdot 10^8 \text{ а/м}^2; \\ j_4 = j_6 = 0,595 \cdot 10^8 \text{ а/м}^2; \\ j_2 = j_8 = 1,107 \cdot 10^8 \text{ а/м}^2; \\ j_3 = j_5 = 2,001 \cdot 10^8 \text{ а/м}^2.$$

Такое токораспределение соответствует представлению о том, что на внутренних слоях обмотки максимум напряженности поля имеет место в среднем сечении, а на внешних слоях — внизу и в верху обмотки [Л. 5]. Решение задачи заняло 30 мин машинного времени.

Следует указать, однако, что абсолютный оптимум (как по оптимальной конфигурации, так и по оптимальному токораспределению) при предлагаемом методе решения не находится. Для его определения было бы необходимо определять оптимальную конфигурацию одновременно с решением задачи по нахождению оптимального токораспределения.

Как известно, применительно к магнитным системам МГД-генераторов одним из наиболее важных условий, предъявляемых к конфигурации поля, является обеспечение однородности поля по высоте канала генератора. В этой связи представляется интересным выяснить, как влияет изменение α и β на продольную однородность поля.

Напряженность поля по оси y в точке 0 (рис. 2) определяется формулой (1). Для напряженности по оси y в точке P можно легко получить:

$$H_{yP} = \frac{ja_1}{\pi} \left[\alpha \operatorname{arctg} \frac{2\beta}{\alpha} - \operatorname{arctg} 2\beta + \right. \\ \left. + \beta \ln \frac{1 + \left(\frac{\alpha}{2\beta} \right)^2}{1 + \left(\frac{1}{2\beta} \right)^2} \right]. \quad (8)$$

Продольную однородность поля можно оценить коэффициентом

$$k = \frac{H_{yP}}{H_{y0}}.$$

Анализ процесса саморегулирования при электрохимической обработке материалов

В. М. ЩИТОВА, Е. И. СЛЕПУШКИН и д. Я. ДЛУГАЧ

Москва

Постановка задачи. Процесс электрохимической размерной обработки материалов находит все большее применение в промышленности для изготовления изделий из металлов и сплавов высокой твердости и вязкости, из хрупких материалов, а также для изготовления изделий сложной формы.

Расширение технологических возможностей этого способа и его промышленного внедрения тормозится в настоящее время из-за отсутствия научно обоснованных технических требований к системам автоматического регулирования и источникам питания. В связи с этим необходимо исследование процесса саморегулирования как свойства изучаемого объекта. Саморегулирование при электрохимической обработке аналогично саморегулированию, например, при дуговой электросварке, электроэррозионной обработке, и происходит вследствие того, что скорость электрохимического растворения изделия пропорциональна рабочему току.

Ниже дается анализ системы саморегулирования, на основе которого приведен ряд рекомендаций по выбору параметров электрооборудования.

Структурная схема системы саморегулирования. Размерная электрохимическая обработка материалов может производиться, как известно, подвижным и неподвижным электродами. В первом случае электрод подается к изделию со скоростью V_p , равной скорости растворения металла V_r . Структурная схема процесса саморегулирования для случая обработки плоским подвижным электродом изображена на рис. 1.

Эта схема может быть использована также для анализа процессов, происходящих при обработке неподвижным электродом.

При составлении структурной схемы приняты следующие основные зависимости между мгновенными значениями величин:

$$U_n = \rho \frac{L}{S} I + U_{\text{пол}}; \quad (1)$$

На рис. 4 приведены результаты расчетов зависимости $k = f(a)$ для каналов с различным отношением высоты к ширине. Целесообразность системы можно оценить критерием

$$k^* = \frac{H_{y_0} k S_k}{S_0} = \frac{H_{y_P}}{a - 1},$$

где S_k — поперечное сечение канала;
 S_0 — поперечное сечение обмотки.

На рис. 5 приведены зависимости $k^* > f(a)$ для разных значений β .

По зависимостям, приведенным на рис. 4 и 5, можно, задаваясь необходимой однородностью

$$V_p = kJ = k \frac{I}{S}; \quad (2)$$

$$L = L_0 + \int_0^t (V_p - V_n) dx; \quad (3)$$

$$I = W_n(p) U_n. \quad (4)$$

Уравнения (1) и (2) характеризуют основные взаимозависимости между параметрами электрохимического промежутка.

Уравнение (1) описывает вольт-амперную характеристику промежутка с учетом напряжения поляризации $U_{\text{пол}}$, которое с достаточной для практики точностью можно считать независимым от тока.

Под удельным сопротивлением промежутка ρ понимается эквивалентное удельное сопротивление всех составляющих падения напряжения на промежутке, пропорциональных току, включая падение напряжения на электролите, в пленках из продуктов растворения и т. д. При обычно применяемых скоростях протекания электролита удельное сопротивление ρ практически равно удельному сопротивлению электролита. При постоянной площади обработки S , неизменном удельном сопротивлении промежутка ρ и длине промежутка L вольт-амперная характеристика принимается прямолинейной. Линейность вольт-амперной характеристики при электрохимической обработке, осуществляющей с малыми зазорами L между электродом и изделием, проверена опытным путем. Вольт-амперная характеристика построена по осциллограммам тока $i(t)$ и напряжения $u_n(t)$ промежутка при скачкообразном изменении напряжения возбуждения питающего генератора постоянного тока. Время проведения опыта было достаточно мало, что давало основание принимать во время осциллографирования постоянной длины промежутка при отработке приложенного возмущения. Опыты выполнены при обработке подвижным и неподвижным электродами.

поля, определить рациональные геометрические размеры обмотки.

Литература

1. Казовский Е. Я., Карцев В. П., Сверхпроводниковое возбуждение электрических машин, «Электричество», 1964, № 6.
2. Donadieu M. L., Bombinage supraconducteur à fer pour Générateur MAD., Symposium international sur la production magnéto — Hydrodynamique d'énergie électrique. Paris, 6—11 juillet, 1964, séance 5, communication 66.
3. Магнитогазодинамические генераторы электрической энергии. Симпозиум 6—8 сентября 1962 г. Ньюкасл, Великобритания, Атомиздат, 1963.
4. Хэг Б., Электромагнитные расчеты, Гостехиздат, 1946.
5. High Magnetic Fields, New York, 1962.

[20.5.1965]



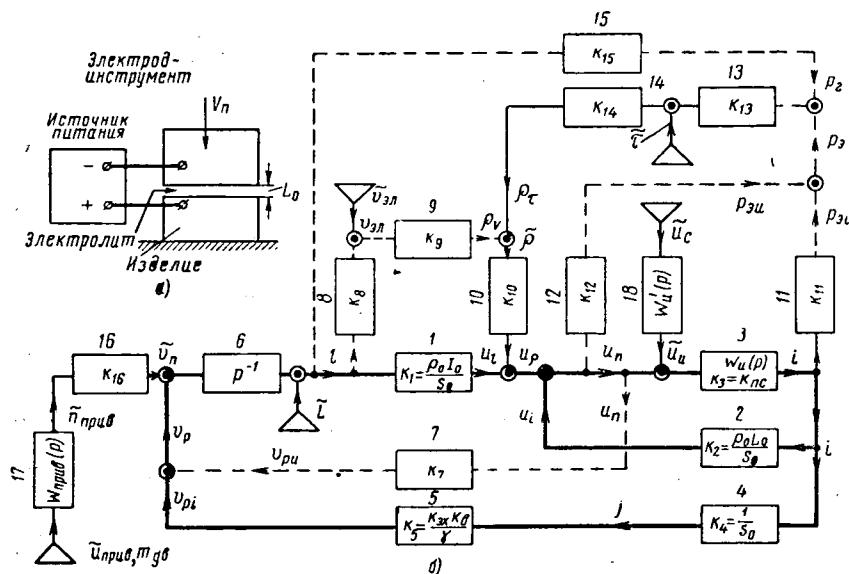


Рис. 1. Структурная схема процесса саморегулирования при обработке плоским электродом.
а — схема обработки; б — структурная схема.

Уравнение (1) является нелинейным, так как напряжение на промежутке зависит от нескольких переменных величин. Линеаризируя его, представим изменение напряжения на промежутке в виде¹

$$\begin{aligned} dU_n &= \frac{\partial U_n}{\partial I} dI + \frac{\partial U_n}{\partial L} dL + \frac{\partial U_n}{\partial \rho} d\rho = \\ &= \frac{\rho_0 L_0}{S_0} dI + \frac{\rho_0 I_0}{S_0} dL + \frac{L_0 I_0}{S_0} d\rho. \end{aligned} \quad (5)$$

На структурной схеме эта зависимость представлена звеньями 1, 2 и 10. Анализ процессов в нелинейной системе саморегулирования, описываемой дифференциальными уравнениями первого порядка, не представляет особых трудностей. Однако, если принять систему саморегулирования нелинейной, значительно затрудняются синтез и анализ систем принудительного регулирования. Поэтому одним из основных вопросов, на который следует дать ответ при изучении системы саморегулирования, является определение погрешностей, вносимых линеаризацией системы. Ошибка, вносимая линеаризацией, оценена при анализе статических и динамических свойств.

Уравнение (2) соответствует закону Фарадея, где $k = \frac{k_{\text{эх}} k_{\text{в}}}{\gamma}$; $k_{\text{в}}$ — выход по току; $k_{\text{эх}}$ — электрохимический эквивалент; γ — удельный вес; $J = \frac{I}{S}$ — плотность тока (звенья 4, 5).

Уравнение (3) определяет длину промежутка во времени при скорости относительного перемещения электрода и изделия $v = V_p - V_n$ (интегрирующее звено 6).

Наконец, уравнение (4) описывает зависимость между рабочим током и напряжением на проме-

¹ Индекс 0 обозначает начальное, соответствующее номинальному режиму значение. Структурная схема составлена для отклонений величин от номинальных значений. Текущие значения отклонений величины обозначены малыми буквами.

жутке, где $W_n(p)$ — передаточная функция источника питания. При безынерционном источнике питания с прямолинейной внешней характеристикой уравнение (4) может быть представлено в виде

$$I = (U_{x,x} - U_n) k_{\text{п.с.}}, \quad (6)$$

где $U_{x,x}$ — напряжение холостого хода; $k_{\text{п.с.}}$ — тангенс угла наклона внешней характеристики к оси U .

Уравнения (1) — (6) являются основными зависимостями, описывающими процесс саморегулирования, поэтому на структурной схеме соответствующие цепи и звенья выделены жирными линиями. На рис. 1 отображены также зависимости, имеющие второстепенное значение и не влияющие существенным образом при обычных режимах обработки. Поэтому такие цепи отмечены пунктирными линиями. Так, например, цепью со звеном 7 учтено влияние побочных реакций на электродах на выход по току, который уменьшается по мере увеличения напряжения U_n . Эта цепь способствует саморегулированию. В первом приближении для обычно применяемых режимов влиянием этой цепи можно пренебречь.

Звенья 8 и 9 отображают влияние изменения длины промежутка на скорость протекания электролита $V_{\text{эл}}$ и, как следствие, на изменение удельного сопротивления, которое в свою очередь вызывает отклонение напряжения промежутка от заданного значения (звено 10). Действие этой цепи зависит от нагрузочной характеристики насоса. Цепь способствует саморегулированию, если изменение промежутка вызывает обратно пропорциональное изменение скорости протекания электролита, что, например, происходит в случае применения шестеренчатого насоса. Однако влиянием всей этой цепи можно пренебречь, так как обычно работают с такими скоростями, при которых, как уже указывалось, удельное сопротивление промежутка равно удельному сопротивлению электролита и практически не зависит от реально возможных изменений скорости электролита.

Звенья 11, 12, 13, 14, 15 учитывают изменение удельного сопротивления электролита, которое вызвано изменением его температуры за счет гидравлических (звено 15) и электрических (звенья 11, 12) потерь. Изменение электрических потерь

$$dP_{\text{э}} = \frac{\partial P_{\text{э}}}{\partial I} dI + \frac{\partial P_{\text{э}}}{\partial U_n} dU_n.$$

На структурной схеме первое слагаемое отображено звеном 11, второе — звеном 12.

Изменение температуры электролита за время протекания в зоне обработки за счет потерь может быть выражено зависимостью

$$\Delta\tau = \frac{0.24}{16.7 Q C_V} [I(U - U_{\text{пол}}) - I U_{\text{эх}} + 1.67 Q P], \quad (7)$$

где первые два члена дают значение электрических потерь, причем $IU_{\text{экв}}$ учитывает поглощение тепла при химических реакциях. Третий член представляет собой гидравлические потери при протекании электролита под давлением P [атм], Q — расход электролита [л/мин], C_V — удельная теплоемкость.

Зависимость удельной электропроводности $\lambda = \frac{1}{\rho}$ от температуры может быть выражена следующим образом: $\lambda_t = \lambda_{18} + \alpha(\tau - 18)$ и $\Delta\lambda\%_0 = \frac{\alpha}{\lambda_{18}} \Delta\tau 100\%_0$, α — температурный коэффициент.

Расчеты по уравнению (7) показывают, что, например, для режима $I_0 = 1000$ а, $U_{\text{по}} = 10$ в, $U_{\text{экв}} = 5$ в, $Q = 100$ л/мин, при обработке в двунормальном растворе электролита NaCl ($C_V = 0,87$, $P = 10$ атм) изменение температуры $\Delta\tau \approx 1,3^\circ$. Соответственно изменение удельной проводимости электролита NaCl $\Delta\lambda\% = 2,3\%$, $\Delta\tau\% \approx 3\%$ и $\Delta\rho\% \approx 3\%$. Таким образом, на основании этих расчетов можно заключить, что для большинства режимов этой целью также можно пренебречь.

На структурной схеме обозначены также возмущения, вызывающие изменение заданного режима обработки.

При изучении системы саморегулирования нет необходимости рассматривать все реально возможные возмущения. Достаточно рассмотреть так называемые типовые возмущения, т. е. возмущения, к которым могут быть приведены другие возможные возмущения. К типовым возмущениям относятся: 1) изменения длины \tilde{l} ; 2) возмущения по скорости перемещения электрода относительно изделия \tilde{v}_p ; 3) изменения напряжения источника питания \tilde{U}_i ; 4) изменения удельного сопротивления электролита $\tilde{\rho}$.

Возмущение \tilde{v}_p может быть вызвано: изменением момента на валу двигателя подачи электрода $\tilde{M}_{\text{дв}}$, изменением напряжения питания системы электропривода $\tilde{U}_{\text{прив}}$ и т. д. При помощи возмущения $\tilde{v}_p = V'_p - V_p$ может быть также рассмотрен переходный процесс установления промежутка при приработке электрода и изделия, где V'_p — составляющая скорости подачи электрода, перпендикулярная к поверхности электрода в рассматриваемой точке, V_p — скорость растворения изделия, соответствующая начальному неустановившемуся зазору в данной точке (рис. 2, а).

Возмущения $\tilde{M}_{\text{прив}}$ и $\tilde{U}_{\text{прив}}$, вызывающие изменения скорости электрода относительно изделия, могут быть приведены к типовому возмущению \tilde{v}_p при помощи соответствующих коэффициентов и передаточных функций (например, коэффициента k_{16} и передаточной функции системы привода $W_{\text{прив}}(p)$). При этом типовое возмущение \tilde{v}_p приводится к скорости \tilde{v}_p с обратным знаком, т. е. увеличение скорости подачи соответствует отрицательному возмущению \tilde{v}_p . К возмущению $\tilde{\rho}$ могут быть приведены такие возмущения, как: изменение температуры электролита τ из-за колебаний температуры окружающей среды, из-за нагрева при длительной работе, возмущение по скорости протекания электролита $\tilde{v}_{\text{эл}}$ и т. д.

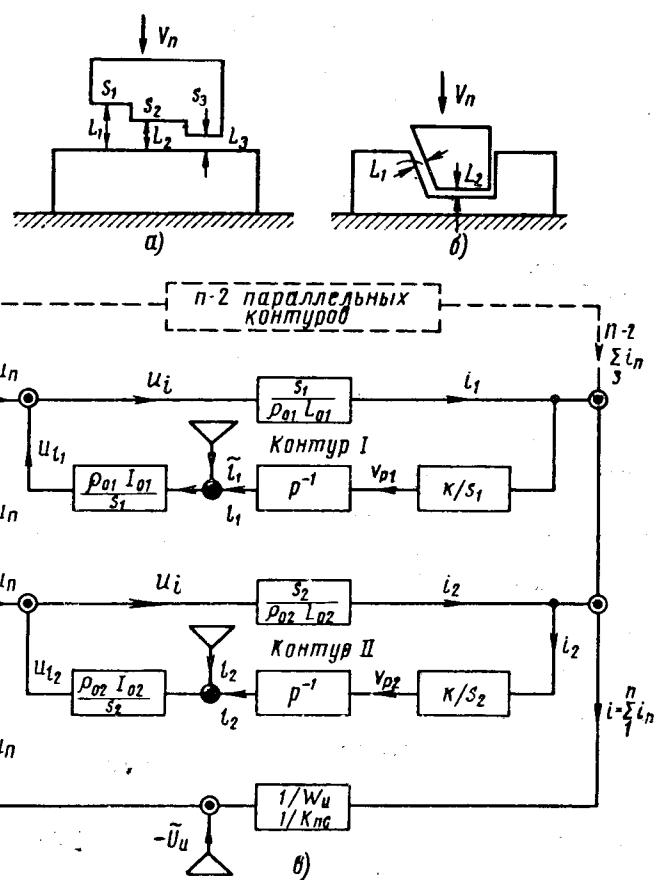


Рис. 2. Структурная схема процесса саморегулирования при обработке фасонным электродом.

а, б — примеры схем обработки; в — структурная схема.

Возмущения \tilde{l} по длине промежутка могут возникать при прерывистой подаче электрода вследствие несовершенства механизма подачи.

Возмущение по напряжению источника питания \tilde{U}_i чаще всего может быть вызвано колебаниями напряжения сети \tilde{U}_c . Возмущение \tilde{U}_c приводится к возмущению \tilde{U}_i в общем случае, с учетом инерционности источника питания через передаточную функцию $W'_i(p)$. Следует иметь в виду, что к напряжению промежутка U_p возмущение \tilde{U}_i приводится с обратным знаком.

В случае обработки фасонным электродом с n обрабатывающими плоскостями структурная схема представляет собой n параллельных контуров, связанных между собой обратной связью, которая описывает переходные процессы в источнике питания (рис. 2). Каждый параллельный контур описывает процесс саморегулирования в промежутке для отдельной обрабатывающей плоскости. Обратная связь со звеном $1/W_i(p)$ или $1/k_{i,c}$ отсутствует при абсолютно жесткой характеристике источника питания и в этом случае процесс саморегулирования в каждом промежутке протекает независимо.

Статические и динамические свойства. Выражения для статических ошибок по длине ΔL , току ΔI и напряжению ΔU_p промежутка в относительных и абсолютных значениях, при действии типовых возмущений приведены в табл. 1. В табл. 2 представлены уравнения переходных процессов для откло-

нения длины l , как одного из основных параметров, определяющих точность обработки. Кроме того, пользуясь этими выражениями, легко найти зависимость $i = f_1(t)$ и $u_{\text{п}} = f_2(t)$.

Таблица 1

Возмущение	Длина промежутка	Рабочий ток	Напряжение на промежутке
По длине промежутка \tilde{l}	0	0	0
По удельному сопротивлению электролита $\tilde{\rho}$	$\mp \frac{L_0}{\rho_0 \pm \tilde{\rho}} \tilde{l}^{\Delta}$	0	0
	$\mp \frac{\tilde{\rho}^{\Delta}}{1 \pm \tilde{\rho}^{\Delta}}$	0	0
По напряжению источника питания $\tilde{U}_{\text{п}}$	$\pm \frac{L_0}{U_{\text{по}}} \tilde{U}_{\text{п}}$	0	$\pm 1 \tilde{U}_{\text{п}}$
	$\pm \frac{1}{U_{\text{по}}^{\Delta}} \tilde{U}_{\text{п}}^{\Delta}$	0	$\pm \frac{1}{U_{\text{по}}^{\Delta}} \tilde{U}_{\text{п}}^{\Delta}$
По скорости подачи $\tilde{v}_{\text{п}}$	$\mp \frac{L_0 U_{x,x}}{U_{\text{по}} V_{\text{по}} \pm \tilde{v}_{\text{п}}} \tilde{v}_{\text{п}}$	$\pm \frac{S_0}{k} \tilde{v}_{\text{п}}$	$\mp \frac{S_0}{k \cdot k_{\text{п.с}}} \tilde{v}_{\text{п}}$
	$\mp \frac{1}{U_{\text{по}}^{\Delta}} \cdot \frac{\tilde{v}_{\text{п}}^{\Delta}}{1 \pm \tilde{v}_{\text{п}}^{\Delta}}$	$\pm \tilde{v}_{\text{п}}^{\Delta}$	$\mp \left(\frac{1}{U_{\text{по}}^{\Delta}} - 1 \right) \tilde{v}_{\text{п}}^{\Delta}$

Примечания. 1. В верхних графах даны абсолютные значения статических ошибок, в нижних — их относительные значения. За базисные величины, исключая $U_{\text{по}}$, приняты начальные значения величин; $U_{\text{по}}^{\Delta} = \frac{U_{\text{по}}}{U_{x,x}}$.

2. Верхние знаки (плюс или минус) соответствуют увеличению величин L , ρ , $U_{\text{п}}$, $V_{\text{п}}$, нижних — их уменьшению. При возрастающей внешней характеристики в случае возмущения по скорости подачи $\tilde{v}_{\text{п}}$ знаки для $\Delta U_{\text{п}}$ обратные.

3. Принято $U_{\text{пол}} \sim 0$.

Таблица 2

Возмущения	Уравнение переходного процесса $t = \Phi(l)$
\tilde{l}	$\pm \frac{L_0}{V_{\text{по}}} \tilde{l}^{\Delta} (1 - l^{\Delta}) - T_{\text{п}} \ln l^{\Delta}$
$\tilde{\rho}$	$\pm \frac{L_0}{V_{\text{по}}} \frac{\rho^{\Delta}}{1 \pm \rho^{\Delta}} l^{\Delta} - \frac{T_{\text{п}}}{1 \pm \rho^{\Delta}} \ln (1 - l^{\Delta})$
$\tilde{U}_{\text{п}}$	$\mp T_{\text{п}} \tilde{U}_{\text{п}}^{\Delta} l^{\Delta} - T_{\text{п}} (1 \pm \tilde{U}_{\text{п}}) \ln (1 - l^{\Delta})$
$\tilde{v}_{\text{п}}$	$\pm T_{\text{п}} \frac{\tilde{v}_{\text{п}}^{\Delta}}{(1 \pm \tilde{v}_{\text{п}}^{\Delta})^2} l^{\Delta} - \frac{T_{\text{п}}}{(1 \pm \tilde{v}_{\text{п}}^{\Delta})^2} \ln (1 - l^{\Delta})$

Примечания. 1. $l^{\Delta} = \frac{l}{\tilde{l}}$ при возмущении $\tilde{l}^{\Delta} = \frac{\tilde{l}}{L_0}$; $l^{\Delta} = \frac{l}{\Delta L_{\text{уст}}}$

при возмущениях $\tilde{\rho}$, $\tilde{U}_{\text{п}}$, $\tilde{v}_{\text{п}}$.

2. Знаки, стоящие вверху (плюс или минус), соответствуют увеличению L , ρ , $U_{\text{п}}$, $V_{\text{п}}$; нижний знак — уменьшению этих величин.

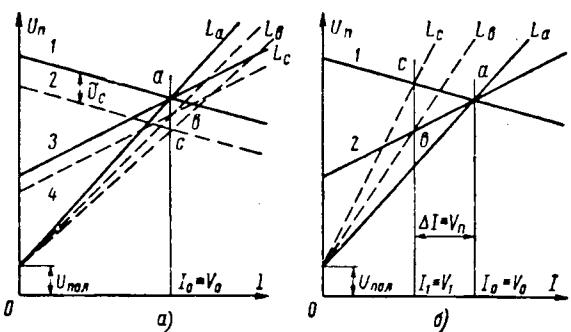


Рис. 3. Статические характеристики.
а — возмущение по напряжению сети; б — возмущение по скорости подачи.

Уравнения табл. 1 и 2 составлены с учетом нелинейности уравнения (1).

Анализ табл. 1 показывает, что ступенчатое изменение длины промежутка отрабатывается без ошибки. Это возмущение вряд ли можно считать существенно влияющим на точность обработки, так как существующие механизмы подачи электрода могут обеспечить равномерность подачи при скачках, не превышающих 10—15 мк.

Отработка возмущений $\tilde{\rho}$, $\tilde{U}_{\text{п}}$ и $\tilde{v}_{\text{п}}$ приводит к изменению длины промежутка. Статические ошибки при двух последних возмущениях зависят от формы и коэффициента наклона внешней характеристики источника питания: наибольшие — при падающей и наименьшие — при возрастающей характеристиках источника питания. В случае возрастающей характеристики источника питания при $U_{x,x} = U_{\text{пол}}$ статическая характеристика промежутка совпадает с характеристикой источника питания, поэтому возмущения по скорости $\tilde{v}_{\text{п}}$ не будут вызывать изменения длины промежутка. При постоянной скорости подачи система саморегулирования обеспечивает постоянство плотности тока.

Влияние формы внешней характеристики на статические свойства системы саморегулирования хорошо иллюстрируется при помощи статических характеристик (рис. 3). На рис. 3, а показано, как изменяется длина промежутка при равных относительных возмущениях по напряжению сети в случае падающей (1 и 2) и возрастающей (3 и 4) внешних характеристиках источника. На рис. 3, б видно, что возмущения по скорости подачи электрода $\tilde{v}_{\text{п}}$ не будут приводить к статической ошибке по длине промежутка, если вольт-амперная характеристика источника питания (2) будет совпадать с вольт-амперной характеристикой промежутка.

При определении статических ошибок линеаризация дает погрешность только для длины промежутка и только при тех возмущениях \tilde{z} , которые приводят к изменению тока. К таким возмущениям относится возмущение $\tilde{v}_{\text{п}}$. Статические ошибки в линеаризованной и нелинейной системах связанны следующим соотношением:

$$\Delta L_{\text{пелин}} = \frac{\Delta L_{\text{лин}}}{1 \pm \tilde{z}^{\Delta}} = \frac{\Delta L_{\text{лин}}}{1 \pm \tilde{v}_{\text{п}}^{\Delta}}, \quad (8)$$

где знак плюс соответствует увеличению возмущаемой величины (скорости подачи электрода), ми-

нус — ее уменьшению, $\tilde{z}^d = \frac{\tilde{z}}{Z_0} = \frac{\tilde{v}_n}{V_{no}}$, Z_0 , V_{no} — начальное значение возмущаемой величины.

Величина погрешности зависит от того, увеличивается возмущаемая величина (скорость подачи) или уменьшается. Большая погрешность соответствует уменьшению величины. Погрешность возрастает по мере увеличения возмущения. Для того чтобы устраниТЬ погрешность, вносимую линеаризацией, при определении статических ошибок по длине промежутка необходимо разделить величину возмущения \tilde{z} на коэффициент $1 \pm \tilde{z}^d$.

Анализ динамических свойств показывает, что переходные процессы в линеаризированной системе при обработке плоским электродом описываются экспоненциальной функцией с постоянной времени

$$T_L = \frac{U_{x,x} - U_{no}}{k_s \rho_0 J_0^2} = \frac{(U_{x,x} - U_{no}) \gamma}{k_s k_b \rho_0 J_0^2}; \quad (9)$$

время переходного процесса $t_k = 3 \div 4 T_L$.

В нелинейной системе при всех типовых возмущениях изменение длины в функции времени может быть описано уравнением вида

$$t = c - al - f_{ex}(l), \quad (10)$$

где $f_{ex}(l)$ — экспоненциальная функция с постоянной времени $T_n = b T_L$;

b — коэффициент, учитывающий нелинейность системы, значение которого зависит от вида возмущения;

$c - al$ — уравнение прямой линии с угловым коэффициентом a , значения c и a также зависят от возмущения.

Анализ уравнений, приведенных в табл. 2, и расчеты по ним показывают, что первыми членами в уравнении (10) в первом приближении можно пренебречь.

Таким образом, динамика нелинейной системы также может быть описана экспоненциальной функцией, но с постоянной времени T_n , откорректированной по сравнению с линейной системой в зависимости от действующего возмущения. Время переходного процесса $t_k = 3T_n$. Из табл. 2 также видно, что расчет переходных процессов в линеаризированной системе дает завышенное значение t_k при увеличении $\tilde{\rho}$, \tilde{v}_n и уменьшении \tilde{v}_n . Наоборот, заниженное значение t_k имеет место при обратном изменении этих величин.

Линеаризация дает наименьшую погрешность при отработке возмущения по длине промежутка: переходные процессы в нелинейной системе и системе саморегулирования практически не отличаются (рис. 4). Наибольшая ошибка соответствует случаю отработки возмущения по скорости подачи.

Реально возмущения не превышают 20—30% от номинальных значений, при этом $\tilde{\rho}$ обычно положительно (т. е. происходит увеличение ρ). Поэтому можно заключить, что точность расчета в линеари-

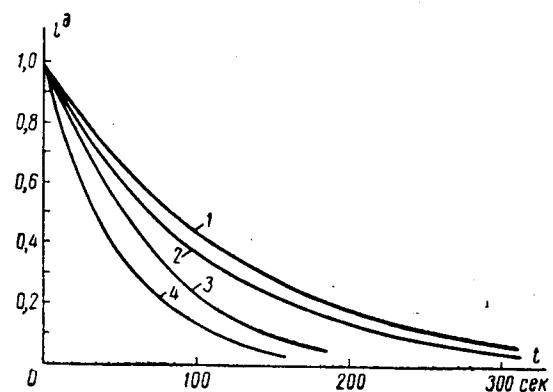


Рис. 4. Переходные процессы.

1, 2 — опытная и расчетная (в линеаризированной системе) кривые при падающей внешней характеристики источника питания ($k_{n,c} = 250 \text{ а/с}$); 3, 4 — то же при возрастающей характеристики ($k_{n,c} = 67 \text{ а/с}$); $U_{no} = 10 \text{ в}$;

$$\rho = 6,2 \text{ ом} \cdot \text{см}; J_0 = 25 \text{ а/см}^2; l^d = 0,4.$$

зированной системе приблизительно 20—30%, за исключением случая отработки возмущения по скорости подачи. Таким образом, линеаризация возможна с достаточной для практики точностью.

Процесс саморегулирования — процесс относительно длительный. Время переходного процесса особенно велико при малых плотностях тока. В случае применения выпрямителей с относительно пологой падающей характеристикой при обычно применяемых режимах постоянная времени изменяется от 4,5 сек до 2 мин соответственно при $J = 100 \div 20 \text{ а/см}^2$.

На время переходного процесса большое влияние оказывает форма внешней характеристики источника питания. Существенное уменьшение времени переходного процесса может дать (при заданной плотности тока) только возрастающая характеристика источника питания.

Вследствие того, что при малых плотностях тока значение T_L велико даже при жестких внешних характеристиках источника, можно пренебречь инерцией источника питания.

Из уравнения (10) также следует, что для улучшения динамических свойств системы в случае питания от источников с падающими внешними характеристиками настройку режима по напряжению целесообразно производить путем параллельного перемещения внешних характеристик. Если применять источник с возрастающей характеристикой, то, наоборот, настройку по напряжению следует производить путем изменения формы внешних характеристик.

При обработке фасонным электродом переходный процесс описывается уравнением n -го порядка с постоянными времени, отличающимися на величины, обратно пропорциональные квадратам плотностей тока в данной точке. Исследования показывают, что в этом случае линейная система саморегулирования при любых значениях постоянных времени всегда устойчива. При обработке электродом с двумя обрабатывающими плоскостями процесс саморегулирования имеет всегда апериодический характер.

Пульсации потокосцепления, скорости его вращения и момента у асинхронных микродвигателей

Кандидат техн. наук, доц. Л. И. СТОЛОВ

Казанский авиационный институт

Широко используемые в настоящее время несимметричные режимы асинхронных, гистерезисных и синхронных микродвигателей сопровождаются пульсацией мгновенных значений потокосцепления взаимоиндукции и скорости вращения этого потокосцепления. В результате в несимметричных установившихся режимах могут возникать пульсации мгновенных значений электромагнитного момента.

Учитывая лишь первые пространственные и временные гармоники, обозначим пространственный вектор потокосцепления взаимоиндукции, неизменный по модулю и вращающийся в положительном направлении, через Ψ_1 , а в отрицательном — через Ψ_2 . Началом отсчета времени t будем считать момент совпадения по направлению векторов Ψ_1 и Ψ_2 , тогда:

$$\left. \begin{aligned} \Psi_1 &= \Psi_1 e^{j\omega_1 t}; \\ \Psi_2 &= \Psi_2 e^{-j\omega_1 t}, \end{aligned} \right\} \quad (1)$$

где ω_1 — угловая частота тока.

Обозначим результирующий пространственный вектор потокосцепления взаимоиндукции через Ψ , а степень несимметрии потокосцепления взаимоиндукции через $k_\Psi = \frac{\Psi_2}{\Psi_1}$, тогда из уравнений (1) можно получить:

$$\Psi = \Psi_1 (1 + k_\Psi) \left(\cos \omega_1 t + j \frac{1 - k_\Psi}{1 + k_\Psi} \sin \omega_1 t \right)$$

или после преобразований:

$$\Psi = \Psi_1 \sqrt{1 + k_\Psi^2 + 2k_\Psi \cos 2\omega_1 t} e^{j \arctg \frac{1 - k_\Psi}{1 + k_\Psi} \operatorname{tg} \omega_1 t}. \quad (2)$$

Угловую скорость вращения ω_Ψ вектора Ψ можно найти, дифференцируя аргумент уравнения (2) по t :

$$\omega_\Psi = \frac{(1 - k_\Psi^2) \omega_1}{1 + k_\Psi^2 + 2k_\Psi \cos 2\omega_1 t}. \quad (3)$$

Отметим, что $k_\Psi = \frac{U_{m2}}{U_{m1}}$, где U_{m1} и U_{m2} — напряжения на поперечных ветвях схем замещения прямой и обратной последовательностей. При этом если статорная цепь несимметрична, то под входными напряжениями схем замещения прямой и обратной последовательностей следует подразумевать напряжения \dot{U}'_1 и \dot{U}'_2 на условном симметричном двигателе. Так, например, у двухфазного асинхронного двигателя напряжения на условном симметричном двигателе с параметрами фазы a [Л. 1] имеют следующий вид:

Анализ влияния параметров источника питания на статические и динамические свойства показывает, что применение источников с возрастающими внешними характеристиками значительно улучшает эти свойства. Однако идти по пути применения источников такого типа вряд ли целесообразно, особенно при больших мощностях, ввиду сложности их технического осуществления.

Стабильность промежутка может быть обеспе-

$$\left. \begin{aligned} \dot{U}'_1 &= \frac{K_2 \dot{U}_a - j \dot{U}_b}{K_1 + K_2}; \\ \dot{U}'_2 &= \frac{K_1 \dot{U}_a + j \dot{U}_b}{K_1 + K_2}, \end{aligned} \right\} \quad (4)$$

где K_1 и K_2 — комплексные коэффициенты несимметрии сопротивлений схем замещения прямой и обратной последовательностей; \dot{U}_a и \dot{U}_b — напряжения питания фаз a и b (все величины, относящиеся к фазе b , приведены к фазе a).

На рис. 1 и 2 показаны зависимости $\frac{\Psi}{\Psi_1}$ и $\frac{\omega_\Psi}{\omega_1}$ от $(\omega_1 t)$, построенные по формулам (2) и (3) при $k_\Psi = 0 \div 0,75$.

Анализ уравнений (2), (3) и рис. 1 и 2 показывает, что с ростом k_Ψ амплитуды пульсации Ψ и ω_Ψ растут. Площадь

(рис. 2), заключенная между прямой $\frac{\omega_\Psi}{\omega_1} = 1$ ($k_\Psi = 0$) и кривой $\frac{\omega_\Psi}{\omega_1} = f(\omega_1 t)$ в диапазоне от оси ординат до вертикальной прямой с абсциссой $\omega_1 t$, пропорциональна мгновенному значению угла между Ψ и Ψ_1 в момент времени t . Амплитуда этого угла растет с увеличением k_Ψ и при $k_\Psi = 1$ до

стигает значения $\frac{\pi}{2}$. Среднее значение угла за период пульсации равно нулю.

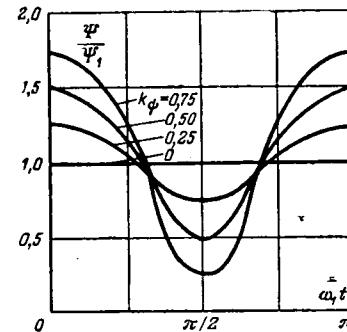


Рис. 1. Пульсация модуля вектора потокосцепления взаимоиндукции при различных значениях k_Ψ .

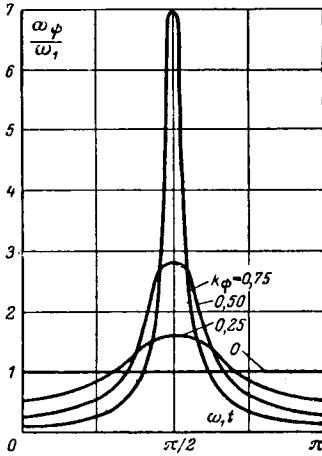


Рис. 2. Пульсация скорости вращения вектора потокосцепления взаимоиндукции при различных значениях k_Ψ .

чена устранением и компенсацией действующих возмущений: при возмущении \tilde{u}_p — путем применения приводов с жесткими механическими характеристиками, при возмущениях \tilde{u}_i и \tilde{p} — путем применения регуляторов по этим возмущениям. Поскольку инерционность саморегулирования велика, эти регуляторы могут обладать сравнительно низким быстродействием.

[29.6.1965]

◆ ◆ ◆

Пульсации Ψ и ω_Ψ , сопровождающие несимметричный режим, могут (наряду с другими причинами) вызвать пульсацию мгновенных значений электромагнитного момента. Некоторые вопросы, связанные с пульсацией момента у крупных машин переменного тока, рассмотрены в [Л. 2]. Исследуем пульсацию момента, обусловленную несимметричным режимом у асинхронного микродвигателя. При этом не будем учитывать колебаний скорости вращения ротора, вследствие их небольшой амплитуды.

Кроме моментов M_1 и M_2 , обусловленных взаимодействием каждого из потокосцеплений Ψ_1 и Ψ_2 с индуктируемыми ими роторными токами I_{R1} и I_{R2} , возникают пульсирующие моменты M_3 и M_4 , обусловленные взаимодействием Ψ_1 с током I_{R2} и Ψ_2 с током I_{R1} . Из пространственной векторной диаграммы потокосцеплений, э. д. с. и токов очевидно, что относительные пульсирующие моменты, в долях M_1 (при соответствующих скольжениях s) могут быть представлены так:

$$\left. \begin{aligned} \mu_3 &= -k_\Psi \frac{2-s}{s} \frac{1+s^2 \operatorname{tg}^2 \Psi_R}{\sqrt{1+(2-s)^2 \operatorname{tg}^2 \Psi_R}} \cos(\Psi_{R2} - 2\omega_1 t); \\ \mu_4 &= k_\Psi \sqrt{1+s^2 \operatorname{tg}^2 \Psi_R} \cos(\Psi_{R1} - 2\omega_1 t), \end{aligned} \right\} \quad (5)$$

где Ψ_{R1} и Ψ_{R2} — углы между э. д. с. ротора и токами прямой и обратной последовательностей при скольжении s ;

Ψ_R — то же, но при $s=1$.

У двигателя с полым немагнитным ротором можно считать эти углы равными нулю.

На рис. 3 по уравнениям (5) построены зависимости амплитуды относительного пульсирующего момента $(\mu_3 + \mu_4)_{\max} = f(s)$ двигателя с полым немагнитным ротором, при $k_\Psi = 0,25 \div 0,75$.

Найдем зависимость амплитуды пульсирующего момента от скольжения s у симметричного асинхронного микродвигателя с полым немагнитным ротором, питающегося от несимметричной системы напряжений с составляющими U_1 , U_2 . Потокосцепления Ψ_1 и Ψ_2 пропорциональны напряжениям U_{m1} и U_{m2} . У нормального двигателя различие между U_1 и U_{m1} , а также между U_2 и U_{m2} , невелико и при исследовании пульсации момента обычно может не учитываться. У микромашин же активное, а нередко и индуктивное сопротивления статорной обмотки относительно велики и это различие становится весьма ощущимым. Для двигателя с полым немагнитным ротором из уравнений (5) можно найти выражение относительной амплитуды результирующего пульсирующего момента (в долях результирующего пускового момента):

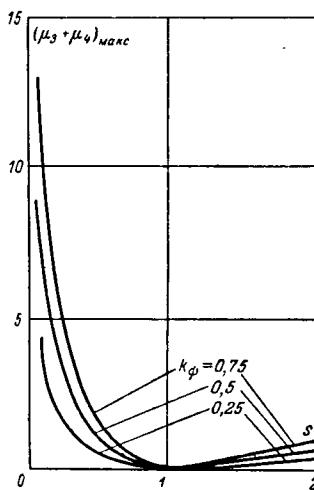


Рис. 3. Зависимость относительной (в долях M_1) амплитуды пульсирующего момента от скольжения s при различных значениях k_Ψ .

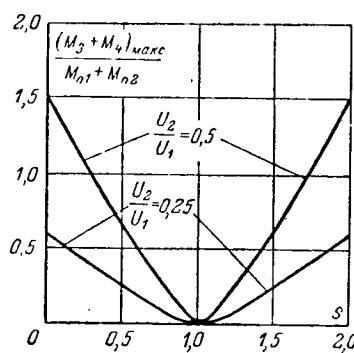


Рис. 4. Зависимость относительной (в долях M_n) амплитуды пульсирующего момента от скольжения s при различных значениях U_2/U_1 .

$$\frac{(M_3 + M_4)_{\max}}{M_{n1} + M_{n2}} =$$

$$= \frac{U_{m1}}{U_{m11}} \frac{U_{m2}}{U_{m22}} \frac{U_2}{U_1} \frac{2(1-s)}{1 - \left(\frac{U_2}{U_1} \right)^2}, \quad (6)$$

где величины с индексом n относятся к скольжению $s=1$. На рис. 4 по уравнению (6) построены зависимости для $\frac{U_2}{U_1} = 0,25$ и $0,5$ и при относительных активных сопротивлениях статорной и роторной цепей (в долях индуктивного сопротивления поперечной ветви схемы замещения) $\rho_S = \rho_R = 1$, относительном полном индуктивном сопротивлении статорной цепи $\lambda_S = 1,1$ и роторной $\lambda_R = 1$.

На величину пульсирующего момента оказывает существенное влияние выбор параметров схемы замещения. Например, если $\lambda_S = 1,1$, $\lambda_R = 1$, $\rho_S = 0,1$ и $\rho_R = 1$, то при $s=0$ будем иметь:

$$\frac{U_{m1}}{U_{m11}} = 1,09, \quad \frac{U_{m2}}{U_{m22}} = 0,93, \quad \frac{U_{m1}}{U_{m11}} \frac{U_{m2}}{U_{m22}} = 1,02;$$

если же $\rho_S = 1,0$ и $\rho_R = 0,1$, то соответствующие значения равны 7,51; 0,52 и 3,91.

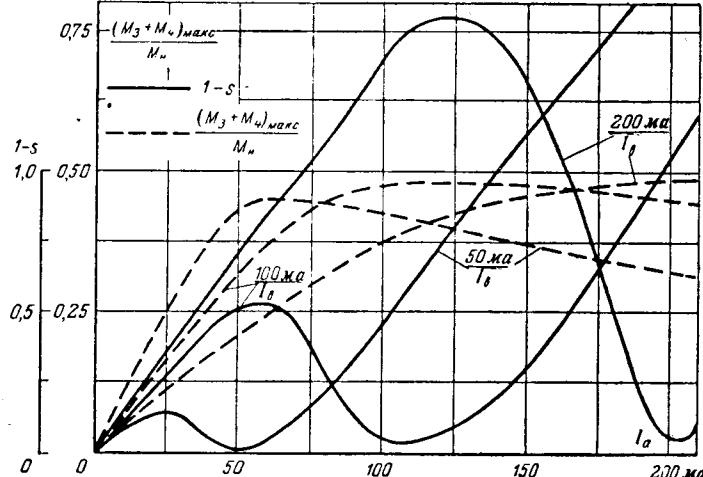


Рис. 5. Экспериментальные зависимости относительной амплитуды пульсирующего момента при реальном холостом ходе и относительной скорости вращения ротора от токов статора.

Анализируя уравнения (5) и рис. 3 и 4, можно прийти к выводу, что с ростом k_Ψ амплитуда пульсаций момента растет. При $s=1$ влияния пульсаций модуля вектора потокосцепления взаимоиндукции и скорости вращения этого потокосцепления на момент асинхронного двигателя взаимно компенсируются и при любых k_Ψ пульсирующий момент равен нулю.

В асинхронном режиме гистерезисного двигателя величину момента можно считать независящей от скорости вращения потокосцепления Ψ по отношению к ротору. Поэтому пульсация гистерезисного момента сохраняется и при $s=1$.

В качестве иллюстрации на рис. 5 приведены некоторые результаты, полученные на основе экспериментально-го исследования двухфазного асинхронного микродвигателя (9 вт, 6 000 об/мин, 400 гц, 110 в, 2р=4) с полым немагнитным ротором. Двигатель предназначен для работы в различных режимах с весьма малой нагрузкой в одной из следящих систем. Сплошными линиями показаны зависимости относительной (в долях номинального момента M_n) амплитуды пульсирующего момента $\frac{(M_3 + M_4)_{\max}}{M_n}$ от тока I_a в фазе a (при различных значениях тока I_b в фазе b). Кривые снимались в условиях реального холо-

Применение тахогенератора для выполнения операции деления в системах автоматического регулирования

Инж. А. Н. ВОРОНИН

Kueg

Требования, предъявляемые к качеству регулирования многих современных автоматических систем, заставляют разрабатывать и применять достаточно сложные способы управления. При формировании закона управления высококачественных автоматических систем в ряде случаев необходимо вводить в структуру функциональные преобразователи, которые производят над отдельными координатами системы операции умножения, деления и другие нелинейные операции.

Сложность нелинейных функциональных преобразователей является одной из причин, препятствующих широкому распространению самонастраивающихся, оптимальных, инвариантных и других высококачественных систем, требующих обработки информации об изменениях свойств объекта регулирования и внешних возмущающих воздействий.

В настоящей статье описывается способ выполнения операции деления при помощи тахогенератора и его применение в системах автоматического регулирования и управления.

Сущность способа сводится к следующему. В структурной схеме, изображенной на рис. 1, элемент умножения охвачен глубокой отрицательной обратной связью. Если физическое звено охватывается глубокой отрицательной обратной связью, то его свойства инвертируются, поэтому схема, представленная на рис. 1, является схемой деления.

Поясним это системой уравнений, составленной по структурной схеме:

$$\left. \begin{array}{l} z = k_y \psi; \\ \psi = I - \varphi; \\ \varphi = \omega z. \end{array} \right\} \quad (1)$$

Отсюда следует, что

$$z = \frac{I}{\omega + \frac{1}{k_y}} \Big|_{k_y \rightarrow \infty} = \frac{I}{\omega}. \quad (2)$$

Тахогенератор постоянного или переменного тока можно рассматривать как элемент умножения, так как с некоторой погрешностью, объясняемой

стого хода при статорных токах, не превышающих номинальные. Испытания велись при различных частотах, причем значения M_b относились к неизменному номинальному скольжению двигателя. Амплитуды пульсирующих моментов определялись по реакции статора с помощью пьезоэлемента; угол сдвига фаз между токами поддерживался с помощью фазорегулятора неизменным и равным $\frac{\pi}{2}$. На том же рисунке пунктиром показаны соответствующие относительные скорости $1-s$ вращения ротора.

Пульсации момента способствуют преодолению сил трения в микропроводе, однако могут вызывать шум и вибрации. В некоторых случаях на работе системы особенно неблагоприятно отражаются пульсации момента с частотой $2\omega_1$, сопровождающие несимметричный режим. Если осуществление симметричного режима невозможно, то шум и вибрации

нелинейностью характеристик тахогенератора, выполняется равенство

$$U_2 = k_{TF} U_1 \omega, \quad (3)$$

где $k_{\text{тг}}$ — конструктивная постоянная тахогенератора:

U_1 — напряжение возбуждения;

U_1 — напряжение возбуждения;
 U_2 — выходное напряжение тахогенератора;
 ω — скорость вращения вала тахогенератора.

Охватывая тахогенератор отрицательной обратной связью, получаем схему деления. Проанализируем эту схему деления, которая получена с применением тахогенератора постоянного тока независимого возбуждения. Аналогичным образом можно показать возможность выполнения операции деления с применением тахогенератора переменного тока, который в ряде случаев имеет значительные преимущества.

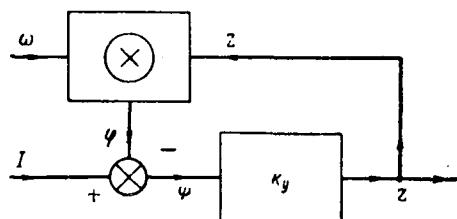


Рис. 1. Структурная схема устройства, выполняющего операцию деления с применением элемента умножения.

Задача ставится следующим образом: имеется некоторый электрический сигнал I и скорость вращения ω ; докажем, что схема, представленная на рис. 2, позволяет получить приближенное равенство:

$$U_B \approx K \frac{I}{\omega}, \quad (4)$$

где U_b — выходное напряжение схемы, снимаемое с обмотки возбуждения тахогенератора (ОВТГ);
 K — постоянный коэффициент.

могут быть снижены путем отстройки собственной частоты колебаний системы от вынужденной путем установки на валу микродвигателя эластичной муфты, путем эластичного крепления статора и т. д. В некоторых случаях можно оказать влияние на пульсацию момента соответствующим выбором параметров схемы замещения.

Литература

1. Столов Л. И., Механическая характеристика двухфазного асинхронного двигателя с несимметричной статорной цепью, Изв. вузов, «Электромеханика», 1959, № 1.

2. Kovács K. P., Pulsierendes Moment im asymmetrischen Betrieb von Wechselstrommaschinen, «Archiv für Elektrotechnik», 1955, Bd 42, H. 2.



изображена схема комбинированной системы автоматического регулирования напряжения генератора постоянного тока с использованием связей по основным возмущающим воздействиям. В [Л. 4] получены условия статической инвариантности, выражающиеся в том, что при любых установившихся значениях тока нагрузки и скорости вращения приводного вала напряжение генератора U остается неизменным и равным заданному. При регулировании

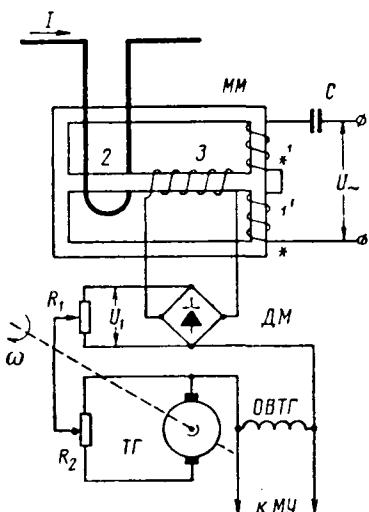


Рис. 4. Принципиальная схема устройства компаундирования генератора по двум основным возмущающим воздействиям.

нии со стороны тока возбуждения генератора условие статической инвариантности имеет вид:

$$i_b = \frac{a + bI}{\omega} + c, \quad (12)$$

где i_b — добавочный ток возбуждения, появляющийся при отклонении напряжения генератора и основных возмущающих воздействий от их базовых (номинальных) значений; a, b и c — постоянные коэффициенты.

Как следует из уравнения (12), компаундирующий сигнал должен быть получен с помощью функционального преобразователя, основной частью которого является делительное устройство. При этом скорость вращения вала генератора представляет собой делитель, а делимым является ток нагрузки генератора. Таким образом, имеются все предпосылки для применения описанной выше схемы деления с использованием тахогенератора. Выходной сигнал схемы деления поступает на управляющий блок системы (U). Сюда же подается регулируемый параметр (напряжение генератора U). Управляющий блок системы формирует закон управления, обеспечивающий высокое качество стабилизации напряжения генератора. Вопросы, связанные с разработкой оптимального закона управления, подробно обсуждаются в работах [Л. 4 и 7] и поэтому в настоящей статье не освещаются.

На рис. 4 представлена принципиальная схема функционального преобразователя, осуществляющего операцию деления в соответствии с уравне-

нием (12) при помощи магнитного датчика тока нагрузки и тахогенератора¹.

Обычно ток нагрузки измеряется при помощи активного шунта, включаемого в силовую цепь (так, как показано на рис. 3). Однако при этом повышается статизм объекта, при измерении расходуется активная мощность, а сигнал по току получается малым по уровню напряжения и для его усиления требуется промежуточный усилитель постоянного тока (УПТ), что нежелательно из-за неизвестных недостатков УПТ.

Целесообразно применить простой и надежный датчик, свободный от перечисленных недостатков, в котором ток нагрузки преобразуется в пропорциональный ему сигнал переменного тока, легко поддающийся масштабному преобразованию (трансформации), после чего производится выпрямление. Это осуществляется при помощи магнитного датчика тока, состоящего из магнитного модулятора ММ и нереверсивного демодулятора (выпрямителя) ДМ.

Магнитный модулятор представляет собой сердечник броневого типа, на котором размещены обмотки 1, 1', 2 и 3. Обмотки 1 и 1' соединены таким образом, что их переменный магнитный поток замыкается через крайние стержни магнитопровода, не попадая в средний стержень (рис. 4). На эти обмотки подается напряжение «раскачки» от источника переменного тока через конденсатор С, благодаря чему обеспечивается феррорезонанс, параметры которого настраиваются подбором конденсатора С. Таким образом, магнитная проницаемость в крайних стержнях магнитопровода периодически изменяется с двойной частотой по отношению к источнику переменного тока.

На среднем стержне размещены обмотки 2 и 3. Обмотка 2 выполнена в виде проходного витка, через который протекает ток нагрузки генератора. Обмотка 3 является выходом магнитного модулятора. Если ток нагрузки равен нулю, то напряжение на обмотке 3 также равно нулю, так как магнитный поток «раскачки» не попадает в средний стержень (конечно, если обмотки 1 и 1' хорошо симметрированы).

При прохождении тока через обмотку 2 ее магнитный поток замыкается через средний и крайние стержни магнитопровода. Благодаря «раскачке» магнитная проницаемость крайних стержней периодически изменяется, магнитный поток от обмотки 2 становится пульсирующим и его переменная составляющая наводит э. д. с. в обмотке 3. Таким образом, на выходе магнитного модулятора получается переменный электрический сигнал, пропорциональный силе тока, протекающего во входной обмотке. Выходное напряжение магнитного модулятора выпрямляется и поступает на схему деления.

Описанный датчик тока чувствителен к высокочастотным помехам, содержащимся во входном сигнале. Такие помехи могут, в частности, иметь вид коллекторных пульсаций электрических машин силовой цепи. Для ослабления их влияния целесообразно шунтировать виток 2 емкостью. Более ра-

¹ Датчик тока нагрузки генератора постоянного тока разработал кандидат техн. наук Ю. И. Самойленко совместно с автором.

дикальный способ состоит в фильтрации выходного напряжения обмотки 3. Это возможно благодаря тому, что частота коллекторных пульсаций значительно выше частоты полезного сигнала, поступающего с обмотки 3 и, следовательно, имеются хорошие условия для качественной фильтрации.

Выходной сигнал схемы (рис. 4) будет содержать высокочастотную периодическую составляющую, обусловленную коллекторными пульсациями тахогенератора. Влияние этих пульсаций можно ослабить шунтированием выхода схемы емкостью. Хорошие результаты получаются в том случае, когда сигнал с выхода датчика поступает на обмотку, обладающую демпфирующими свойствами, например обмотку управления магнитного усилителя МУ или электромашинного усилителя ЭМУ.

Характеристика датчика тока является, вообще говоря, нелинейной. Известно, что нелинейность характеристик свойственна всем без исключения физически реализуемым датчикам при достаточно большом диапазоне изменения входной величины. Однако в пределах рабочего диапазона изменения тока нагрузки эту характеристику с удовлетворительной для практики точностью можно считать линейной.

На рис. 5 представлены экспериментально полученные кривые, выражающие зависимость выходного напряжения датчика от тока во входной обмотке при различных значениях емкости C . Эти характеристики приведены полностью (с нелинейными участками) для того, чтобы можно было объективно оценить возможности предлагаемого устройства, рабочие диапазоны при различной настройке и т. д. Из графика видно, что подбором параметров феррорезонанса можно настроить датчик так, чтобы линейный участок характеристики датчика укладывался в соответствующие пределы изменения тока нагрузки.

Описанный датчик прост, надежен в эксплуатации и может работать при самых различных внешних условиях. Применение этого датчика исключает активные потери, для «раскачки» потребляется только реактивная мощность.

Сигнал по скорости вращения приводного вала получается при помощи тахогенератора постоянного тока с независимым возбуждением. Датчики тока и скорости соединяются по схеме (рис. 4), которая, согласно вышеизложенному, осуществляет операцию деления [Л. 5] и является основной частью функционального преобразователя, реализующего зависимость (12). Сигнал с выхода схемы

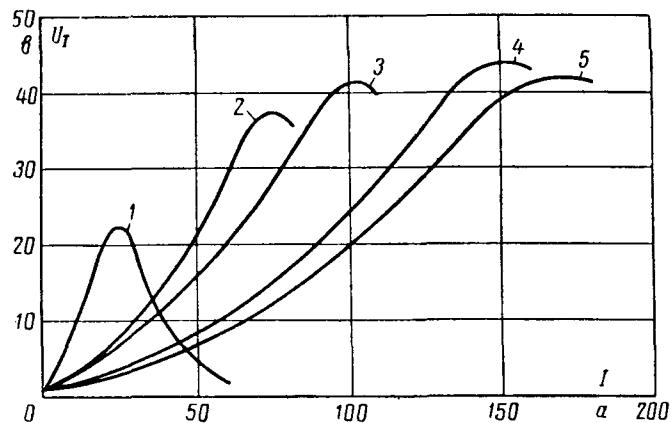


Рис. 5. Характеристики магнитного датчика тока при различных значениях емкости в цепи «раскачки».

1 — $C=0,05 \text{ мкФ}$; 2 — $C=0,1 \text{ мкФ}$; 3 — $C=0,15 \text{ мкФ}$; 4 — $C=0,17 \text{ мкФ}$;
5 — $C=0,2 \text{ мкФ}$.

подается, например, на одну из управляющих обмоток магнитного усилителя, включенного в цепь обмотки возбуждения генератора. Таким образом, обеспечивается статическая инвариантность напряжения генератора по отношению к двум основным возмущающим воздействиям. Регулирование по отклонению производится в контуре, синтезированном на основе принципов теории оптимальных процессов [Л. 6 и 7]. Так, применение простой схемы деления позволяет получить высококачественную комбинированную систему автоматического регулирования.

Литература

1. Фельдбаум А. А., Вычислительные устройства в автоматических системах, ГИФМЛ, 1959.
2. Кутхенко А. И., Проблема инвариантности в автоматике, ГИТЛ УССР, 1963.
3. Воронин А. Н., Об использовании сигнала по второй производной для оптимизации переходных процессов в быстродействующих следящих системах, «Электричество», 1964, № 9.
4. Воронин А. Н., Об условиях статической инвариантности при регулировании напряжения генератора, Изв. вузов СССР, «Энергетика», 1964, № 2.
5. Воронин А. Н., Способ выполнения операции деления, Авторское свидетельство СССР № 166174 по заявке № 847273/26—24 от 15 июля 1963 г., Бюллетень изобретений, 1964, № 21.
6. Воронин А. Н., Быстродействующая система автоматического регулирования, Авторское свидетельство СССР № 169636 по заявке № 875596/26—24 от 10 января 1964 г., Бюллетень изобретений, 1965, № 7.
7. Воронин А. Н., О почти оптимальном регулировании напряжения генератора, Изв. вузов СССР, «Энергетика», 1964, № 5.

[18.6.1965]

◊ ◊ ◊

Трудящиеся Советского Союза! Боритесь за претворение в жизнь решений сентябрьского Пленума ЦК КПСС, за дальнейший подъем социалистической промышленности!

(Из Призывов ЦК КПСС к 48-ой годовщине Великой Октябрьской социалистической революции)

Коэффициент мощности импульсных регулирующих устройств

С. Г. ОБУХОВ

Московский энергетический институт

Электронагревательные и осветительные устройства часто требуют в процессе работы регулирования мощности или действующего значения напряжения. Требуемая кратность регулирования напряжения определяется характером нагрузки. Распространенным способом бесконтактного регулирования является подмагничивание включенного последовательно с нагрузкой дросселя насыщения. В этом случае коэффициент мощности равен:

$$\kappa = \frac{U_n}{U_c}, \quad (1)$$

где U_c и U_n — соответственно напряжения сети и нагрузки.

Значительно лучшими показателями обладает регулятор с бесконтактным изменением коэффициента трансформации путем управления двумя дросселями насыщения [Л. 1], однако и здесь увеличение глубины регулирования напряжения приводит к снижению коэффициента мощности устройства.

В последнее время для регулирования мощности часто применяются кремниевые управляемые вентили — тиристоры. Регуляторы мощности с применением тиристоров отличаются тем, что тиристор выполняет функции ключа, близкого к идеальному, который может на определенную часть (γ) периода регулирования (T) подключать нагрузку к источнику напряжения и отключать ее на остальную часть ($1-\gamma$).

Действующее значение напряжения нагрузки при таком режиме определяется по формуле

$$U_n = U_c \sqrt{\gamma}. \quad (2)$$

Изменяя скважность, т. е. относительное время включенного состояния γ , можно в широких пределах регулировать напряжение и мощность нагрузки при малых габаритах и высоком к. п. д. регулирующего устройства. В отличие от регулирования напряжения при помощи дросселей насыщения, которое является непрерывным, будем называть такое регулирование импульсным.

Коэффициент мощности при импульсном регулировании напряжения может быть вычислен на основании известного соотношения

$$\kappa = \frac{P}{S} = \frac{I_n^2 \gamma}{I_n U_c} = \frac{U_n}{U_c}. \quad (3)$$

Таким образом, импульсное регулирование напряжения не дает никакого выигрыша в коэффициенте мощности перед непрерывным. Рассмотрим

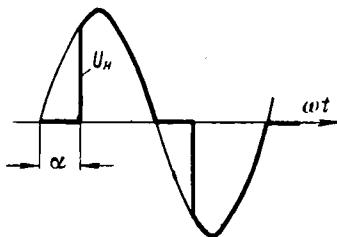


Рис. 1. Диаграмма напряжения при регулировании напряжения изменением угла отпирания тиристоров.

подробнее несколько вариантов импульсных регуляторов и сопоставим их друг с другом.

Частным случаем импульсного регулирования является регулирование переменного напряжения изменением угла отпирания тиристоров. В этом случае напряжение на нагрузке в однофазной схеме имеет форму, показанную на рис. 1. Его действующее значение характеризуется соотношением

$$U_n = U_c \sqrt{1 - \frac{\alpha}{\pi} + \frac{1}{2\pi} \sin 2\alpha}. \quad (4)$$

Если записать напряжение на нагрузке в следующем виде:

$$U_n = \sum U'_k \cos k\omega t + \sum U''_k \sin k\omega t, \quad (5)$$

то коэффициент сдвига первой гармоники равен:

$$\cos \varphi = \frac{U''_1}{\sqrt{(U'_1)^2 + (U''_1)^2}} = \frac{U''_1}{U_1}, \quad (6)$$

а коэффициент искажения

$$\nu = \frac{U_1}{\sqrt{\sum (U'_k)^2 + (U''_k)^2}} = \frac{U_1}{\sqrt{2} U_n}. \quad (7)$$

Известно, что коэффициент мощности равен [Л. 2]:

$$\kappa = \nu \cos \varphi. \quad (8)$$

Учитывая, что в соответствии с известными соотношениями для коэффициентов ряда (5)

$$U''_1 = \left(1 - \frac{\alpha}{\pi} + \frac{1}{2\pi} \sin 2\alpha\right) \sqrt{2} U_c, \quad (9)$$

можно показать, что уравнение (8) совпадает с выражением (3).

Попытка определить коэффициент мощности при помощи прибора, показывающего $\cos \varphi$, приводит в данном случае к большим погрешностям, так как он не учитывает коэффициент искажения. Эта ошибка будет еще заметнее, если регулирование напряжения осуществляется двусторонней симметричной отсечкой каждой полуволны, так как сдвиг первой гармоники отсутствует, а коэффициент мощности, определяемый по уравнению (3), может значительно отличаться от единицы за счет мощности искажения при глубоком регулировании напряжения.

Кроме низкого коэффициента мощности, серьезным недостатком таких регуляторов являются нечетные гармоники в выходном напряжении. Быстрое увеличение тока в цепи после отпирания тиристора, соответствующее появлению гармоник высокого порядка, создает мощные помехи, которые необходимо ограничивать применением экранов и сетевых фильтров.

В установках, где требуется регулировать мощность объектов с большой тепловой инерцией, более рационально применять импульсные регуляторы, у которых период регулирования выбирается в зависимости от инерционности объекта и может значительно превышать период изменения напряжения сети T_c . Известны две разновидности импульсных

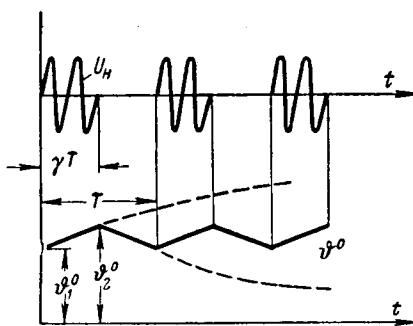


Рис. 2. Диаграммы напряжения и температуры при широтно-импульсном регулировании.

регуляторов такого типа. Одна из них — двухпозиционные регуляторы — достаточно хорошо известна [Л. 3].

В двухпозиционных регуляторах трудно обеспечить высокую точность установления и поддержания регулируемого параметра, так как регулятор реагирует на отклонение этого параметра от нормы. При наличии двух или более инерционных звеньев в системе имеет место перерегулирование, которое удается уменьшить лишь введением различных корректирующих связей. В двухпозиционном регуляторе оказывается затруднительным суммирование нескольких воздействий, что уменьшает гибкость такой системы и сужает область ее применения.

Всех этих недостатков лишена широтно-импульсная система регулирования, которая ранее не могла быть реализована путем использования контактных исполнительных механизмов, так как сравнительно большая частота включений сделала бы такой регулятор недостаточно надежным.

Эти трудности можно устраниć при использовании тиристоров. Диаграммы, иллюстрирующие работу этого регулирующего органа, показаны на рис. 2 для случая, когда объект регулирования является инерционным звеном первого порядка. Изменение регулируемого параметра, например температуры, происходит в нем по отрезкам экспонент. Можно показать, что погрешность, связанная с пульсациями температуры, зависит от величины γ и достигает максимума при γ → 0:

$$\varepsilon_{\max} = \frac{\theta_2^0 - \theta_1^0}{\theta_2^0} = \frac{T}{\tau_{ob}}, \quad (10)$$

где τ_{ob} — постоянная времени объекта регулирования.

Таким образом, имеется возможность так выбрать период регулирования, чтобы максимальная величина погрешности не превосходила заданной величины. Так, для печи с $\tau_{ob} = 20$ мин для получения погрешности, не превышающей 0,1% во всем диапазоне регулирования, следует сделать период $T \leq 1,2$ сек.

Если допустимая погрешность ограничивает период регулирования сверху, то ограничение снизу связано с тем, что при уменьшении числа периодов напряжения сети в интервале γT изменяется характер спектра напряжения и тока нагрузки.

Известно, что спектр одиночной посылки, содержащей m периодов синусоиды с частотой ω_c , опре-

деляемый как модуль спектральной плотности, можно записать в таком виде [Л. 4]:

$$\Phi = |S_T| = \frac{2 \sin \pi m \frac{\omega}{\omega_c}}{\omega_c \left[1 - \left(\frac{\omega}{\omega_c} \right)^2 \right]}. \quad (11)$$

Амплитуда составляющей с $\omega = \omega_c$ пропорциональна числу периодов:

$$\Phi_{\omega=\omega_c} = \frac{m T_c}{2}. \quad (12)$$

На основании уравнения (11) построены графики спектральной плотности напряжения для различных значений m (рис. 3). Наибольшую амплитуду имеет полуволна, для которой $\omega = \omega_c$. С ростом числа m относительная доля энергии, характеризуемая этой полуволной, растет, а поскольку длина полуволны уменьшается при практической неизменной площади, ограничиваемой кривой спектральной плотности, то все большая часть энергии будет передаваться гармониками с частотой сети и близкими к ней. Физически это объясняется тем, что напряжение, представляющее собой отрезок синусоиды, содержит весьма широкий спектр частот и приближается к теоретической синусоиде лишь при стремлении m к бесконечности. Сплошной спектр превращается в линейчатый, если посылки чередуются с периодом повторения T . Одна спектральная линия отстоит от другой на

$$\Delta \omega = \frac{2\pi}{T}. \quad (13)$$

Таким образом, при широтно-импульсном регулировании ток и напряжение нагрузки содержат широкий спектр частот. Это объясняет справедливость равенства (3) для любого вида импульсного регулирования независимо от периода T . Чем больше m в интервале γT , тем более подчеркнутым получается максимум спектральной плотности на частоте напряжения сети, тем меньше относительные значения амплитуд гармоник, частоты которых сильно отличаются от частоты сети и, в частности, кратны ей.

Значительное различие между регулированием напряжения изменением угла отпирания тиристо-

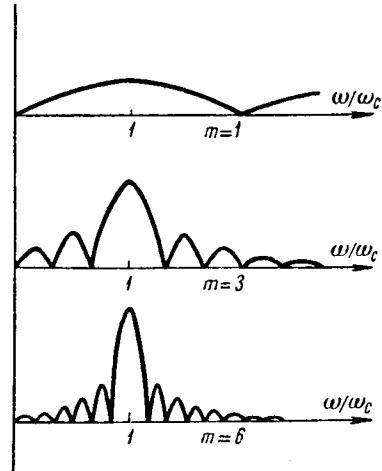


Рис. 3. Спектральная плотность напряжения при широтно-импульсном регулировании.

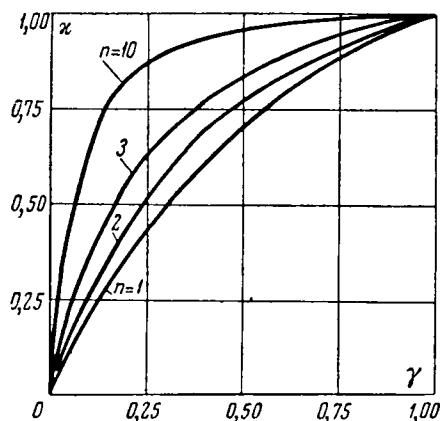


Рис. 4. Зависимость коэффициента мощности от скважности и числа регуляторов.

ров и широтно-импульсным регулированием заключается в различии спектров напряжения и тока нагрузки.

В первом случае с ростом угла отпирания α быстро увеличиваются амплитуды нечетных гармоник. Во втором случае с уменьшением γ расширяется спектр напряжения, уменьшается расстояние между спектральными линиями, однако основная доля энергии, передаваемой в нагрузку, приходится на частоты, незначительно отличающиеся от частоты напряжения сети. Практически достаточно, чтобы m в интервале $\gamma_{\min} T$ было равно 4—6.

Для многих объектов кратность регулирования по напряжению составляет примерно 3—4. Таким образом, с учетом выражения (2) получим:

$$\gamma_{\min} = 0,06 \div 0,1.$$

Тогда

$$T \geq \frac{m_{\min}}{\gamma_{\min}} T_c \approx 1 \text{ сек.} \quad (14)$$

Экспериментальное исследование нескольких вариантов широтно-импульсных регулирующих устройств, а также стабилизаторов действующего значения напряжения [Л. 5 и 6] показало их удовлетворительную работу в широком диапазоне регулирования выходных напряжений.

В полной мере достоинства широтно-импульсного регулирования вскрываются при питании большого количества автономных регулирующих устройств. Такой режим на практике встречается сравнительно часто. С ростом числа регуляторов вследствие вероятностного распределения во времени включенных состояний регулирующий коэффициент мощности неограниченно приближается к единице.

В самом деле, при одновременной работе нескольких (n) независимых широтно-импульсных регуляторов регулирующий коэффициент мощности будет равен:

$$x_{\text{рез}} = \frac{\Sigma P_k}{S}. \quad (15)$$

В этой формуле с учетом равенства (2)

$$\Sigma P_k = U_c^2 \Sigma \gamma_k Y_k, \quad (16)$$

где Y_k — проводимость нагрузки.

Кажущаяся мощность равна:

$$S = U_c I_{\text{рез}}, \quad (17)$$

где $I_{\text{рез}}$ — действующее значение тока всех регуляторов.

Если предположить, что все регуляторы одинаковы, то вероятность их одновременного включения равна:

$$B_n = \gamma^n. \quad (18)$$

Вероятность одновременного включения $n-1$ регуляторов составляет:

$$B_{n-1} = n\gamma^{n-1}(1-\gamma) = n\gamma^{n-1} - n\gamma^n. \quad (19)$$

Этот ряд можно продолжить для любого конечного значения n . Действующее значение тока с учетом всех возможных состояний регуляторов при независимой работе равно:

$$I_{\text{рез}} = U_c Y_k \times \begin{aligned} & \times \sqrt{n^2 \gamma^n + \frac{(n-1)^2}{1!} n \gamma^{(n-1)} (1-\gamma) + \dots +} \\ & + \frac{n}{n!} \gamma (1-\gamma)^{n-1}. \end{aligned} \quad (20)$$

Подставляя полученное выражение в уравнение (17) и учитывая предположение о том, что все регуляторы одинаковы, т. е.

$$\Sigma P_k = n U_c^2 \gamma Y_k, \quad (21)$$

можно после несложных преобразований получить:

$$x = \sqrt{\frac{n\gamma}{(n-1)\gamma + 1}}. \quad (22)$$

Соответствующие графики для различных значений n приведены на рис. 4.

Выводы. Широтно-импульсное регулирование напряжения с периодом, значительно превышающим период напряжения сети, обеспечивает достаточно высокую точность регулирования инерционных объектов, значительно улучшает спектр напряжения нагрузки по сравнению с регулированием при помощи изменения угла отпирания тиристоров и снижает уровень помех.

Выбор периода регулирования определяется в зависимости от инерционности объекта и требуемой кратности регулирования.

При совместной работе нескольких импульсных регуляторов можно увеличить (практически до единицы) регулирующий коэффициент мощности.

Литература

1. Комар В. Г., Мокров П. П. и Назаров С. Х. Разработка мощных стабилизаторов переменного тока для питания операторского освещения, Труды научно-исследовательского кино-фотоинститута, вып. 41, 1961.
2. Каганов И. Л., Электронные и ионные преобразователи, ч. 3, Госэнергоиздат, 1956.
3. Кампен-Немм А. А., Динамика двухпозиционного регулирования, Госэнергоиздат, 1955.
4. Харкевич А. А., Спектры и анализ, Физматгиз, 1962.
5. Обухов С. Г. и Камшилин А. Н., Регуляторы мощности на тиристорах, ГОСИНТИ, 1964.
6. Охуров С. Г., Полупроводниковые регуляторы — стабилизаторы действующего значения напряжения, «Электроника для автоматизации производственных процессов», Материалы конференции, Московский дом научно-технической пропаганды, 1964.

[30.11.1964]



Анализ работы магнитных усилителей с самонасыщением при активно-емкостной нагрузке

Л. А. СИНИЦКИЙ и Ю. М. ШУМКОВ

Физико-механический институт АН УССР

Типовым элементом, из которого обычно составляются различные магнитные усилители с внутренней обратной связью, является однополупериодный магнитный усилитель с самонасыщением (рис. 1). Анализ этой простейшей схемы дает ключ к анализу более сложных магнитных усилителей и позволяет объяснить физику процесса в них. С этой точки зрения рассмотрение процессов в дросселе с вентилем и его расчет представляют практический интерес.

Указанная схема при чисто активной нагрузке исследовалась рядом авторов [Л. 1—6]. Однако методика анализа, которая могла бы быть использована и для расчета более сложных усилителей с самонасыщением с комплексной нагрузкой, за исключением активно-индуктивной нагрузки [Л. 7], не была разработана в достаточной мере. Поэтому целесообразно возвратиться еще раз к подробному рассмотрению простейшего магнитного усилителя

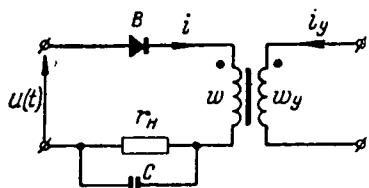


Рис. 1.

с внутренней обратной связью, чтобы в дальнейшем можно было проанализировать некоторые более сложные усилители с самонасыщением, а именно: однотактный и двухтактный магнитные усилители (рис. 2).

Перейдем к рассмотрению процессов в однополупериодном магнитном усилителе с самонасыщением в предположении, что задан режим тока в обмотке управления и что коэффициент прямоугольности петли гистерезиса материала равен единице.

Сердечник усилителя перемагничивается периодически с частотой напряжения по частному циклу. Характер протекания процесса при учете вихревых токов может быть наглядно продемонстрирован на плоскости B — H (рис. 3, а). На рис. 3, а символом Ct обозначена статическая гистерезисная петля, а D — динамическая петля, соответствующая указанным выше условиям перемагничивания.

Точка 1 соответствует границе насыщения сердечника. На участке 1—2 происходит размагничивание сердечника как за счет уменьшения тока в цепи возбуждения, так и за счет вихревых токов. В точке 2 ток в цепи возбуждения практически обращается в нуль. Мы будем говорить в дальнейшем, что это означает запирание вентиля, хотя на нем и может быть еще небольшое положительное напряжение. На участке 2—3 размагничивание сердечника происходит только за счет затухания вихревых токов.

По оси H при построении гистерезисной петли откладывается значение напряженности, определяемое токами в обмотках без учета вихревых токов; поэтому изменение индукции на участке 2—3 изображается на диаграмме, как происходящее при неизменной напряженности.

Чем медленнее затухают вихревые токи, тем больше отличается значение индукции в точке 3 от ее равновесного значения, характеризуемого точкой $3'$.

Из вышесказанного следует, что минимальное значение индукции в процессе свободного размагничивания определяется главным образом током в цепи управления и частотой напряжения питания, т. е. $\Delta B_y = B(H_y, f)$. Обычно этот график называется динамической кривой размагничивания и определяется экспериментально. Методика и устройство для определения динамической кривой размагничивания известны [Л. 8]. Графики зависимости ΔB_y для различных магнитных материалов на различных частотах питающего напряжения приведены там же.

Для упрощения анализа целесообразно зависимость индукции B от н. с. H принимать в виде, представленном графически на рис. 3, б. Эта идеализация частного цикла перемагничивания возможна, если, начиная с момента размагничивания сердечника и до момента запирания вентиля, пренебречь током в рабочей цепи по сравнению с его максимальным значением при насыщенном сердечнике. Им же пренебрегаем и в начале рабочего полупериода, который начинается с момента отпирания вентиля, пока сердечник еще не насыщен. Значения B_y индукция в сердечнике достигает при запиртом вентиля.

В дальнейшем будем предполагать, что при ненасыщенном сердечнике в рабочий полупериод напряжение питания $u(t) = U_m \sin \omega t$ распределяется только между емкостью и дросселем. На рис. 4 показан характер изменения напряжений питания (u), на емкости (u_c), вентиля u_v , дросселя (u_d) и тока i в течение периода процесса.

В момент $\theta = \phi$, где $\theta = \omega t$, вентиль открывается и полное напряжение питания прикладывается к ненасыщенному дросселю и емкости. Этот этап (состояние 1) длится до момента времени, когда сердечник насыщается и рабочий ток скачком возрастает. Наступает состояние 2, которое длится до момента $\theta = a$. В этот момент сердечник начинает размагничиваться и остается ненасыщенным всю остальную часть периода. Затем вентиль снова открывается, и процесс периодически повторяется.

В течение состояния 1, учитывая условие $b(\phi) = b_y$, получаем:

$$v_c = v_{co} e^{-\frac{\theta}{m}}; \quad (1)$$

$$b = b_y + \varepsilon \left[\cos \varphi - \cos \theta + m v_{C0} \left(e^{-\frac{\theta}{m}} - e^{-\frac{\varphi}{m}} \right) \right], \quad (2)$$

где

$$m = \omega r_u C;$$

$$v_C = \frac{u_C}{U_m};$$

$$b = \frac{B}{B_s};$$

$$\varepsilon = \frac{U_m}{\omega \alpha s B_s};$$

v_{C0} — постоянная интегрирования;

u_C — напряжение на емкости;

s — площадь поперечного сечения сердечника.

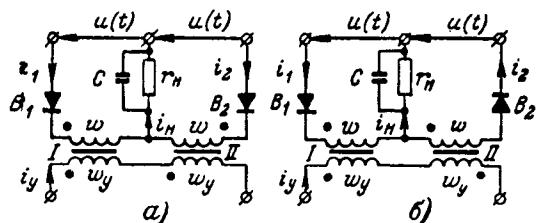


Рис. 2.

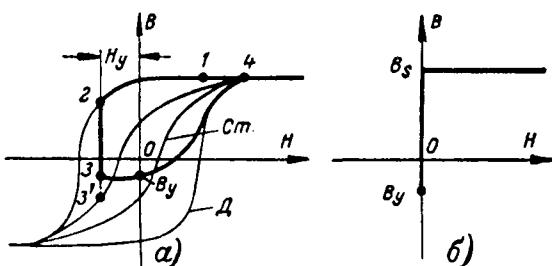


Рис. 3.

В течение состояния 2 (α, β) мгновенное значение напряжения на емкости в относительных единицах) равно:

$$v_C = \eta \cos \delta_1 \sin (\theta - \delta_1) + \left[v_{C0} e^{-\frac{\alpha}{m}} - \eta \cos \delta_1 \sin (\alpha - \delta_1) \right] e^{-\frac{\theta - \alpha}{m_1}}, \quad (3)$$

при этом учтено условие непрерывности напряжения на емкости в момент α :

$$v_C(\alpha + 0) = v_C(\alpha - 0)$$

и введены обозначения

$$\eta = \frac{r_h}{r_h + r_w + r_b};$$

$$m_1 = \operatorname{tg} \delta_1 = \frac{r_w + r_b}{r_h + r_w + r_b} m.$$

Мгновенное значение тока в безразмерной форме характеризуется следующим равенством:

$$j = \frac{r_h i}{U_m} = \frac{r_h}{r_h + r_b} (\sin \theta - v_C).$$

При $\theta = \beta$ сердечник начинает размагничиваться и состояние цепи описывается уравнением

$$\frac{1}{\varepsilon} \frac{db}{d\theta} + v_b + \tilde{v}_{C0} e^{-\frac{\theta}{m}} = \sin \theta, \quad (4)$$

где $v_b = \frac{u_b}{U_m}$ — напряжение на вентиле;

$\tilde{v}_{C0} e^{-\frac{\theta}{m}}$ — напряжение на емкости в течение части периода ($\beta, 2\pi + \varphi$).

Наличие в уравнении (4) первого слагаемого свидетельствует о том, что в процессе свободного размагничивания происходит не мгновенное, а постепенное перераспределение напряжения

$\sin \theta - \tilde{v}_{C0} e^{-\frac{\theta}{m}}$ между дросселем и вентилем. Закон перераспределения не может быть аналитически записан, пока не будет известен закон затухания вихревых токов, который, как известно, не может быть с достаточной достоверностью определен. Однако этот факт не имеет существенного значения при инженерном расчете как рассматриваемой схемы, так и более сложных схем магнитных усилителей с самонасыщением. Нас интересуют количественные зависимости только до начала размагничивания сердечника.

В формулы (1) — (4) входят неизвестные углы коммутации φ, α, β и постоянные v_{C0}, \tilde{v}_{C0} , которые могут быть определены из уравнений, получающихся при раскрытии условий:

периодичности процесса — $v_C(\varphi) = v_C(2\pi + \varphi)$;

непрерывности напряжения на емкости — $v_C(\beta - 0) = v_C(\beta + 0)$;

непрерывности изменения индукции — $b(\alpha) = 1$;

равенства нулю напряжения на вентиле в момент его отпирания — $v_b(2\pi + \varphi) = 0$;

равенства постоянной составляющей тока нагрузки среднему значению тока за период.

Действительно, раскрыв эти условия, получим пять уравнений:

$$v_{C0} = \tilde{v}_{C0} e^{-\frac{2\pi}{m}}; \quad (5a)$$

$$\frac{1 - b_y}{\varepsilon} = \cos \varphi - \cos \alpha + m U_{C0} \left(e^{-\frac{\alpha}{m}} - e^{-\frac{\varphi}{m}} \right); \quad (5b)$$

$$\begin{aligned} \tilde{U}_{C0} e^{-\frac{\beta}{m}} &= \eta \cos \delta_1 \sin (\beta - \delta_1) + \\ &+ \left[U_{C0} e^{-\frac{\alpha}{m}} - \eta \cos \delta_1 \sin (\alpha - \delta_1) \right] e^{-\frac{\beta - \alpha}{m_1}}; \end{aligned} \quad (5b)$$

$$\begin{aligned} &+ \frac{1}{\eta} \left\{ \eta \cos \delta_1 [\cos (\beta - \delta_1) - \cos (\alpha - \delta_1)] + \right. \\ &+ m_1 \left[U_{C0} e^{-\frac{\alpha}{m}} - \eta \cos \delta_1 \sin (\alpha - \delta_1) \right] \left(e^{-\frac{\beta - \alpha}{m_1}} - 1 \right) \left. \right\} = \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} &= -\frac{r_w + r_b}{r_h} \left[U_{C0} \left(e^{-\frac{\alpha}{m}} - e^{-\frac{\varphi}{m}} \right) + \right. \\ &+ \left. \tilde{U}_{C0} \left(e^{-\frac{2\pi + \varphi}{m}} - e^{-\frac{\beta}{m}} \right) \right] m; \end{aligned} \quad (5c)$$

$$\sin \varphi - U_{C0} e^{-\frac{\varphi}{m}} - \frac{1}{\varepsilon} \left(\frac{db}{d\theta} \right)_{\theta=2\pi+\varphi} = 0. \quad (5d)$$

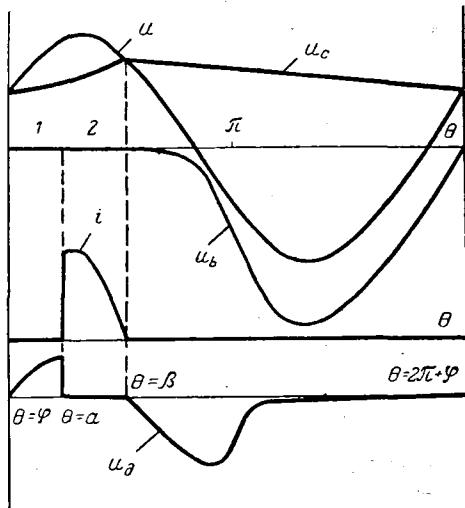


Рис. 4.

Из уравнения (5д) следует, что на момент отпирания вентиля оказывают влияние как напряжение на емкости, так и напряжение на дросселе, обусловленное вихревыми токами в процессе свободного размагничивания, закон изменения которых, как уже выше отмечалось, заранее нам не известен.

В дальнейшем будет считать, что преобладающее влияние на момент отпирания вентиля все же оказывает напряжение на емкости, т. е. вместо выражения (5д), пренебрегая влиянием вихревых токов в момент отпирания вентиля, запишем:

$$\sin \varphi = v_{c0} e^{-\frac{\varphi}{m}}. \quad (6)$$

Делая такую предпосылку, мы тем самым вносим в расчет неизбежную погрешность.

Представляет интерес рассмотреть некоторые предельные, особенно часто встречающиеся в практике случаи, а именно случай чисто активной нагрузки и случай очень большой емкости.

При чисто активной нагрузке $m=0$ из записанных выше выражений получим $\varphi=0$, $\beta=\pi$, а угол α определим из уравнения

$$\cos \alpha = 1 - \frac{1 - b_y}{\epsilon}. \quad (7)$$

В другом предельном случае, когда m и m_1 много больше единицы, напряжение на емкости постоянно и равно U_{c0} , а уравнения для определения v_{c0} , φ , α , β после некоторых преобразований могут быть записаны в следующем виде:

$$v_{c0} = \sin \varphi; \quad (8a)$$

$$\beta = \pi - \varphi; \quad (8b)$$

$$\cos \varphi + \left[\varphi - \frac{\pi}{2} (1 + 2\rho) \right] \sin \varphi = \frac{1 - b_y}{2\epsilon}; \quad (8v)$$

$$\cos \alpha + \alpha \sin \varphi = -\frac{1 - b_y}{\epsilon} + \cos \varphi + \varphi \sin \varphi. \quad (8g)$$

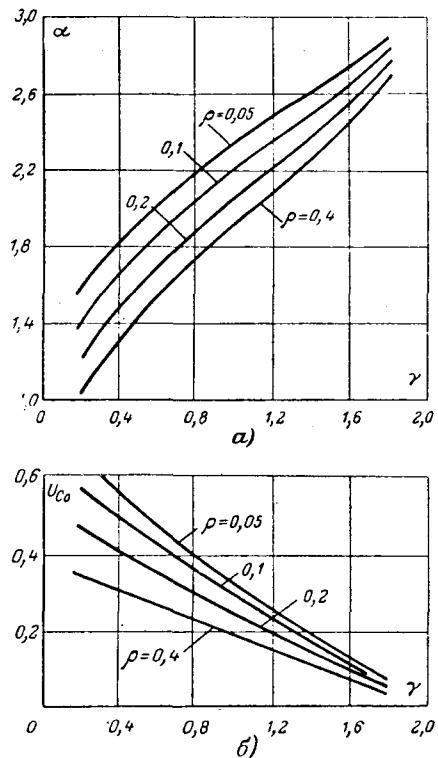


Рис. 5.

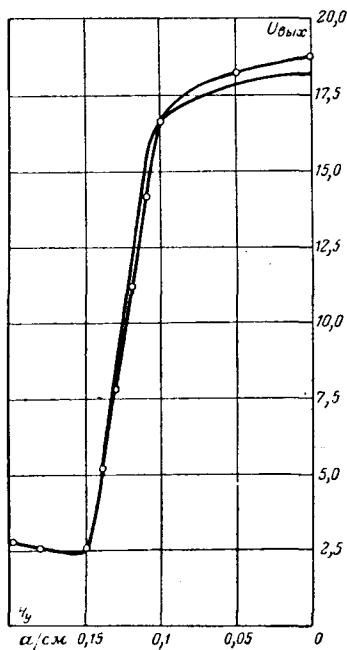


Рис. 6.

Численное решение этих уравнений для серии параметров b_y , ρ , ϵ не представляет труда. На рис. 5 приведены зависимости угла коммутации α (рис. 5, а) и v_{c0} (рис. 5, б) от параметра $\gamma = \frac{1 - b_y}{\epsilon}$ для ряда значений $\rho = \frac{r_w + r_v}{r_h}$. По известным значениям углов коммутации и v_{c0} легко вычислить коэффициенты усиления магнитного усилителя по току и мощности и построить характеристику вход—выход $I_h = f(I_y)$ усилителя.

На рис. 6 приведены теоретически рассчитанная (сплошная линия) и экспериментальная характеристики вход—выход для магнитного усилителя, собранного по схеме, изображенной на рис. 1. Схема собрана на сердечнике из материала 34НКМП 20 и имеет следующие данные: $w = w_y = 500$, провод ПЭВ диаметром 0,09; $C = 200 \text{ м}\mu$, $r_h = 1200 \text{ ом}$, $r_w = 120 \text{ ом}$, $f = 420 \text{ гц}$, $U_m = 28 \text{ в}$; вентиль типа Д103А.

Экспериментальная кривая смещена по оси H на постоянную величину, равную 0,06 а/см.

Оценим изменение коэффициента усиления магнитного усилителя по напряжению за счет влияния емкости. Для этого вычислим отношение приращений напряжения выхода с изменением сигнала управления на всем линейном участке характеристики $\Delta B_y = B(H_y, f)$ при чисто активной и активно-емкостной нагрузках. Оказывается, что это отношение равно

$$\Delta = \left| \frac{2(\cos \varphi_k - \cos \varphi_u) + \pi(\sin \varphi_k - \sin \varphi_u) + \gamma_u - \gamma_k}{\gamma_u - \gamma_k} \right|, \quad (9)$$

где параметр γ_n соответствует началу линейного участка изменения ΔB_y , а γ_k — его концу.

Для проверки теоретически выведенной формулы (9) был экспериментально исследован магнитный усилитель, собранный по схеме, приведенной на рис. 1: сердечник из материала 50НП; $d=20$ мм; $D=26$ мм; $h=6,5$ мм; $w=1270$; $w_y=520$; провод ПЭВ-2 диаметром 0,09; $r_n=1200$ ом; $r_w=120$ ом; $r_y=42$ ом; вентиль типа Д102; $U_m=88$ в; $f=400$ гц; в цепи сигнала режим заданного тока I_y .

Крутизна линейного участка характеристики вход—выход усилителя при $C=0$ оказалась равной 7,68. При включении емкости $C=200$ мф ($m=6 \cdot 10^2$) крутизна линейного участка характеристики увеличилась до 12,85. Отсюда экспериментально получено отношение Δ оказывается равным 1,67.

Определим эту же величину расчетным путем.

При указанных выше параметрах усилителя $\epsilon=0,95$, $\rho=0,1$. Из графика зависимости $\Delta B_y = B(H_y, f)$ для материала 50НП [Л. 8] перепады индукций в начале и конце линейного участка динамической кривой размагничивания при $f=400$ гц соответственно равны $\Delta B_{y,n}=7$ кгс, $\Delta B_{y,k}=24,2$ кгс, а $B_s=15$ кгс. Тогда $\gamma_k=1,7$, $\gamma_n=0,492$. На основании графика, изображенного на рис. 5, б, $\varphi_k=2,74$ $\varphi_n=1,76$. Подставив полученные данные в уравнение (9), вычислим теоретическое значение Δ , которое равно:

$$\Delta_t = 1,75.$$

Этот пример и дополнительные эксперименты и расчеты показали, что расхождение между экспериментальными данными и теоретическими результатами не превосходит 10%.

Перейдем теперь к анализу более сложных схем магнитных усилителей с самонасыщением и активно-емкостной нагрузкой, которые несколько отличаются по структуре от нереверсивного и реверсивного усилителей на двух сердечниках, изображенных соответственно на рис. 2, а и 2, б [Л. 9 и 10]. Будем предполагать, что $\omega r_n C \gg 1$, т. е. напряжение на нагрузке постоянно и равно U_{C0} и что в цепи входного сигнала предполагается режим заданного тока.

При анализе однотактного магнитного усилителя (рис. 2, а) нетрудно заметить, что процессы размагничивания каждого из сердечников схемы сдвинуты по времени на половину периода напряжения питания. Иными словами, если рабочий полупериод в первом (I) сердечнике начинается в момент $\theta=\varphi$ (в этот момент вентиль начинает проводить), то во втором (II) сердечнике рабочий полупериод начнется в момент $\theta=\pi+\varphi$. Уравнения для определения углов коммутации α , β , φ и постоянной v_{C0} совпадают с аналогичными уравнениями (8) для схемы однополупериодного магнитного усилителя с вентилем в цепи возбуждения, за исключением уравнения (8в), которое в этом случае записывается в таком виде:

$$\cos \varphi + \left[\varphi - \frac{\pi}{2} (1 + \rho) \right] \sin \varphi = \frac{1 - b_y}{2\epsilon}.$$

Формулы для вычисления мгновенных значений индукции в сердечниках и токов в цепях вентиляй

соответственно для левой (I) и правой (II) частей усилителя следующие:

$$b_1 = -\epsilon (\cos \theta - \cos \varphi) - \epsilon_0 (\theta - \varphi) + b_y \quad \text{при } \varphi \leq \theta \leq \alpha;$$

$$b_1 = 1 \quad \text{при } \alpha \leq \theta \leq \beta;$$

$$b_1 = b_y \quad \text{при } \theta = 2\pi + \varphi;$$

$$i_1 = \frac{U_m \sin \omega t - U_{C0}}{r_w + r_b} \quad \text{при } \alpha < \theta \leq \beta;$$

$$i_1 = 0 \quad \text{при } \varphi \leq \theta < \alpha \quad \text{и} \quad \beta < \theta \leq 2\pi + \varphi;$$

$$b_2 = b_y \quad \text{при } \theta = \pi + \varphi;$$

$$b_2 = 1 \quad \text{при } \pi + \alpha \leq \theta \leq 2\pi + \beta;$$

$$b_2 = \epsilon (\cos \theta + \cos \alpha) - \epsilon_0 (\theta - \pi - \alpha) + 1 \quad \text{при } \pi + \varphi \leq \theta \leq \pi + \alpha;$$

$$b_2 = \epsilon (\cos \theta + \cos \beta) - \epsilon_0 (\theta - \pi - \beta) + 1 \quad \text{при } \pi + \beta \leq \theta \leq 2\pi + \varphi;$$

$$i_2 = -\frac{U_m \sin \omega t + U_{C0}}{r_w + r_b} \quad \text{при } \alpha + \pi < \theta \leq \beta + \pi;$$

$$i_2 = 0 \quad \text{при } \varphi \leq \theta < \alpha + \pi \quad \text{и} \quad \beta + \pi \leq \theta \leq 2\pi + \varphi.$$

Приведенные данные позволяют вычислить для схемы, изображенной на рис. 2, а, коэффициенты усиления по току и мощности, построить зависимость тока нагрузки от тока в цепи сигнала, т. е. полностью рассчитать схему магнитного усилителя.

В отличие от однотактного магнитного усилителя, где полупериоды рабочий и свободного размагничивания сдвинуты друг относительно друга на полпериода напряжения питания, в двухтактном усилителе (рис. 2, б) обе половины схемы находятся одновременно или в рабочем полупериоде, или в процессе свободного размагничивания, т. е. вентили B_1 и B_2 проводят в течение части периода одновременно.

При наличии сигнала в цепи управления длительность открытия вентиляй различна. Процессы в магнитном усилителе при выбранной полярности I_y характеризуются следующими уравнениями:

$$\left. \begin{aligned} \epsilon \frac{db_1}{d\theta} + v_{b1}(t) + \epsilon_0 &= \sin \theta; \\ \epsilon \frac{db_2}{d\theta} + v_{b2}(t) - \epsilon_0 &= \sin \theta, \end{aligned} \right\} \quad (10)$$

где $v_{b1} = \frac{u_{b1}}{U_m}$; $v_{b2} = \frac{u_{b2}}{U_m}$ и $\epsilon \frac{db_1}{d\theta}$ и $\epsilon \frac{db_2}{d\theta}$ — безразмерные напряжения, соответственно на вентилях B_1 , B_2 и дросселях I, II; $\epsilon_0 = \frac{U_{C0}}{\omega \omega B_s}$, причем напряжение на емкости предполагается постоянным и равным U_{C0} .

В состоянии, когда оба вентиля проводят и сердечники ненасыщены, индукции в сердечниках I, II соответственно изменяются по закону:

$$b_1 = b_{1y} - \epsilon (\cos \theta - \cos \varphi_1) - \epsilon_0 (\theta - \varphi_1);$$

$$b_2 = b_{2y} - \epsilon (\cos \theta - \cos \varphi_2) + \epsilon_0 (\theta - \varphi_2).$$

В этих формулах учтены условия

$$b_1(\varphi_1) = b_{1y};$$

$$b_2(\varphi_2) = b_{2y},$$

где φ_1 и φ_2 соответствуют моменту открытия вентиляй B_1 и B_2 .

Первый сердечник начинает насыщаться при $\theta = \alpha_1$, а второй — при $\theta = \alpha_2$. При этом $b_1(\alpha_1) = b_2(\alpha_2) = 1$, т. е.

$$\frac{1 - b_{1y}}{\epsilon} = \cos \varphi_1 - \cos \alpha_1 - \frac{\epsilon_0}{\epsilon} (\alpha_1 - \varphi_1); \quad (11)$$

$$\frac{1 - b_{2y}}{\epsilon} = \cos \varphi_2 - \cos \alpha_2 + \frac{\epsilon_0}{\epsilon} (\alpha_2 - \varphi_2). \quad (12)$$

В момент насыщения сердечников токи в цепях вентиляй скачком возрастают до значений:

$$i_1 = \frac{U_m \sin \omega t - U_{C0}}{r_w + r_b};$$

$$i_2 = \frac{U_m \sin \omega t + U_{C0}}{r_w + r_b}.$$

Первый и второй дроссели начинают размагничиваться соответственно при $\theta = \beta_1$ и $\theta = \beta_2$. Токи i_1 и i_2 обращаются в эти моменты в нуль и

$$\sin \beta_1 = \frac{\epsilon_0}{\epsilon}; \quad (13)$$

$$\sin \beta_2 = -\frac{\epsilon_0}{\epsilon}. \quad (14)$$

Когда вентили снова отпираются, напряжение на них равно нулю, т. е. выполняются условия

$$u_{b1}(2\pi + \varphi_1) = 0;$$

$$u_{b2}(2\pi + \varphi_2) = 0.$$

Раскрыв их с учетом уравнения (10), получим:

$$\frac{1}{\epsilon} \left(\frac{db_1}{d\theta} \right)_{\theta=2\pi+\varphi_1} = \sin \varphi_1 - \frac{\epsilon_0}{\epsilon}; \quad (15)$$

$$\frac{1}{\epsilon} \left(\frac{db_2}{d\theta} \right)_{\theta=2\pi+\varphi_2} = \sin \varphi_2 + \frac{\epsilon_0}{\epsilon}. \quad (16)$$

Если, как и при расчете однополупериодного магнитного усилителя с самонасыщением, пренебречь влиянием вихревых токов на момент открытия вентиляй, то вместо выражений (15) и (16) получим следующие уравнения:

$$\sin \varphi_1 = \frac{\epsilon_0}{\epsilon}; \quad (15a)$$

$$\sin \varphi_2 = -\frac{\epsilon_0}{\epsilon}. \quad (16a)$$

Кроме всего прочего, постоянная составляющая тока $i_h = i_1 - i_2$ должна равняться величине $\frac{U_{C0}}{r_h}$, т. е. должно выполняться равенство:

$$\frac{U_{C0}}{r_h} = \frac{1}{2\pi} \left(\int_{\alpha_1}^{\beta_1} i_1 d\theta - \int_{\alpha_2}^{\beta_2} i_2 d\theta \right),$$

раскрыв которое, получим:

$$\begin{aligned} \frac{\epsilon_0}{\epsilon} \left(2\pi \frac{r_w + r_b}{r_h} + \beta_1 + \beta_2 - \alpha_1 - \alpha_2 \right) = \\ = \cos \alpha_1 - \cos \alpha_2 + \cos \beta_2 - \cos \beta_1. \end{aligned} \quad (17)$$

После несложных преобразований выражений (11)–(17) запишем уравнения для определения углов коммутации и постоянной составляющей напряжения на емкости:

$$\sin \varphi_1 = \frac{\epsilon_0}{\epsilon} = U_{C0} = \frac{r_h}{r_h + r_w + r_b} \cdot \frac{b_{1y} - b_{2y}}{2\pi\epsilon}; \quad (18a)$$

$$\varphi_2 = -\varphi_1; \quad (18b)$$

$$\beta_1 = \pi - \varphi_1; \quad (18c)$$

$$\beta_2 = \pi + \varphi_1; \quad (18d)$$

$$\cos \alpha_1 + \alpha_1 \sin \varphi_1 = -\frac{1 - b_{1y}}{\epsilon} + \cos \varphi_1 + \varphi_1 \sin \varphi_1; \quad (18d)$$

$$\cos \alpha_2 - \alpha_2 \sin \varphi_1 = -\frac{1 - b_{2y}}{\epsilon} + \cos \varphi_1 - \varphi_1 \sin \varphi_1. \quad (18e)$$

Полученные уравнения очень просты, и их решение может быть довольно легко проведено аналитически или графически.

Зависимость постоянного тока в нагрузке от тока управления I_y на основании равенства (18a) запишется в следующем виде:

$$I_h = \frac{I_m}{2\pi\epsilon} (\Delta b_{2y} - \Delta b_{1y}), \quad (19)$$

где $I_m = \frac{U_m}{r_h + r_w + r_b}$; Δb_{2y} и Δb_{1y} определяются при заданном токе I_y по динамическим кривым размагничивания $\Delta B_y = B(H_y, f)$ [Л. 8].

Таким образом, характеристика вход—выход усилителя будет линейна, если значения индукций Δb_{2y} , Δb_{1y} характеризуются линейным участком кривой $\Delta B_y = B(H_y, f)$ при изменении сигнала управления.

В заключение еще раз подчеркнем, что расчеты проводились в предположении режима заданного тока в обмотке управления. Динамические кривые размагничивания снимались также для режима заданного тока в цепи сигнала. Вопрос о том, можно ли использовать при расчете магнитных усилителей с самонасыщением и режимом заданного напряжения в цепи сигнала известные динамические кривые размагничивания [Л. 8], остается до настоящего времени открытым.

Литература

1. Розенблат М. А., Магнитные усилители, Изд-во «Советское радио», 1960.
2. Dörgnhofer W. J., Self-Saturation in Magnetic Amplifiers, Trans. AIEE, v. 68, pt II, 1949.
3. Гейгер В. А., Схемы магнитных усилителей, Госэнергоиздат, 1959.
4. Smith E. J., The magnetic Amplifier as a Nonlinear Circuit Element, «Proc. of the Symposium on Nonlinear Circuit Analysis», v. II, № 23, 24, April 1953.
5. Капнерт W., Der Einfluß des Wirbelstromeffekts auf die Wirkungsweise einphasiger spannungssteuernder magnetischer Verstärker, AEG-Mitt., 1962, Bd 52, № 5–6.
6. Липман Р. А. и Негневичский И. Б., К теории однополупериодного магнитного усилителя, «Автоматика и телемеханика», 1957, № 4.
7. Липман Р. А. и Негневичский И. Б., Быстродействующие магнитные и магнитополупроводниковые усилители, Госэнергоиздат, 1960.
8. Зайдель Х. Э., Негневичский И. Б., Соловкин Э. Л. и Царева М. А., Динамические кривые размагничивания сердечников магнитных усилителей с самонасыщением, «Автоматика и телемеханика», 1963, № 2.
9. Липман Р. А. и Моксалев А. И., Магнитный усилитель с самоподмагничиванием по схеме удвоения напряжения, «Автоматика и телемеханика», 1961, № 2.
10. Finzi L., Lavi A., Robbi A., Self-Saturating magnetic Amplifiers With Capacitive Loads, «Comm. and Electr.», September 1963.

[21.2.1965]

Тиристорно-магнитные усилители для управления двигателями переменного тока

Б. Н. ИВАНЧУК, Р. А. ЛИПМАН и Б. Я. РУВИНОВ

Москва

В ряде случаев для управления асинхронными электродвигателями переменного тока целесообразно совместно применять тиристоры с дросселями насыщения. Системы управления этого типа обычно имеют больший вес (габариты) по сравнению с «чисто» тиристорными устройствами, однако они часто позволяют получить более простое и надежное решение.

Один из простейших вариантов схемы данного типа приведен на рис. 1, а [Л. 1 и 2]. Регулирующим элементом здесь является тиристор T , включенный параллельно обмотке дросселя $ДН$. Такая схема позволяет согласовать величину анодного напряжения тиристора с напряжением источника питания e и выгодно отличается от схем с встречнопараллельным включением тиристоров минимальным числом полупроводниковых приборов. В силу простоты схемы ее применение может оказаться целесообразным и в тех случаях, когда необходимость в указанном выше согласовании отсутствует; при этом тиристор включается параллельно единственной обмотке дросселя ($w_2 = 0$).

Рассмотрим работу схемы, полагая для упрощения дроссель идеальным, т. е. обладающим «идеальной» кривой намагничивания (рис. 1, б) и нулевой величиной активного сопротивления обмоток и индуктивности рассеяния. Будем также пренебречь током утечки запертого тиристора и падением напряжения на открытом тиристоре. Сопротивление нагрузки полагается активным.

При указанных допущениях характер изменения напряжения, тока и индукции в стационарном режиме работы будет иметь вид, приведенный на рис. 1, б.

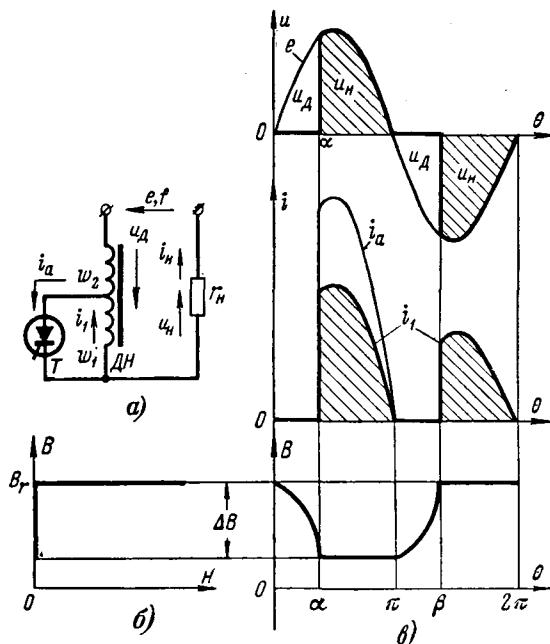


Рис. 1.

В интервале времени $0 < \theta < \alpha$ тиристор заперт, а дроссель ненасыщен; при этом ток нагрузки равен нулю, а индукция в дросселе уменьшается по закону

$$B = B_r - \frac{1}{\omega w S} \int_0^\theta e d\theta, \quad (1)$$

где $w = w_1 + w_2$ — общее число витков обмотки дросселя;

S — сечение сердечника дросселя;
 B_r — остаточная индукция.

Анодное напряжение на тиристоре равно:

$$u_a = \frac{1}{k} e, \quad (2)$$

где

$$k = \frac{w_1 + w_2}{w_1} = \frac{w}{w_1}. \quad (3)$$

В момент времени, когда $\theta = \alpha$, тиристор открывается сигналом управления. Поскольку падение напряжения на открытом тиристоре и активное сопротивление обмоток приняты равными нулю, то изменение индукции в сердечнике дросселя в интервале $\alpha < \theta < \pi$ также будет равно нулю. Таким образом, после включения тиристора напряжение полностью прикладывается к нагрузке и по обмотке w_2 начинает протекать ток $i_H = e/r_H$. Поскольку сердечник остается ненасыщенным ($H = 0$), то по обмотке w_1 протекает ток

$$i_1 = i_2 = \frac{w_2}{w_1} = \frac{e}{r_H} \frac{w_2}{w_1} = (k - 1)i_H.$$

Анодный ток тиристора при этом равен:

$$i_a = i_H + i_1 = i_H \left(1 + \frac{w_2}{w_1} \right) = k i_H.$$

В конце положительного полупериода источника питания тиристор запирается; ток нагрузки уменьшается до нуля и в отрицательный полупериод все напряжение питания оказывается приложенным к дросселю. Индукция в сердечнике в этом случае увеличивается по закону

$$B = B_r + \Delta B = \frac{1}{\omega w S} \int_\pi^\theta e d\theta.$$

Анодное напряжение тиристора определяется при этом согласно выражению (2).

В момент времени $\theta = \beta$ сердечник насыщается и все напряжение питания вновь прикладывается к нагрузке. В интервале $\beta < \theta < 2\pi$ токи в обмотках дросселя равны:

$$i_1 = i_2 = i_H = \frac{e}{r_H}.$$

Поскольку в стационарном режиме работы изменение индукции в положительный и отрицательный полупериоды одинаково, то

$$\int_0^\alpha e d\theta = \int_\pi^\beta |e| d\theta = \omega S \Delta B, \quad (4)$$

откуда следует, что

$$\beta = \alpha + \pi. \quad (5)$$

Таким образом, угол насыщения дросселя (β) однозначно определяется углом включения тиристора (α): тиристор как бы «ведет» за собой дроссель; при этом характеристика вход—выход рассматриваемой схемы совпадает с характеристикой вход—выход усилителя с встречно-параллельным включением тиристоров. При чисто активной нагрузке максимальный диапазон изменения угла открытия тиристора («диапазон управления») равен $\alpha_m = 180^\circ$. Режим холостого хода усилителя соответствует $\alpha = 180^\circ$, а режим максимальной нагрузки $\alpha = 0$.

Рассмотрим основные соотношения, определяющие выбор параметров дросселя. Для того чтобы дроссель оставался пленасыщенным при запертом тиристоре, необходимо выполнить условие

$$4,44fB_r w S \geq E, \quad (6)$$

где E — напряжение питания (действующее значение).

В режиме максимальной нагрузки через обмотку w_2 протекает синусоидальный ток, действующее значение которого равно:

$$I_2 = \frac{E}{r_n} = I_n. \quad (7)$$

Закон изменения тока, протекающего через обмотку w_1 , в этом режиме характеризуется следующими выражениями:

$$i_1 = (k-1) \frac{E_m}{r_n} \sin \theta \text{ при } 0 < \theta < \pi;$$

$$i_1 = \frac{E_m}{r_n} \sin \theta, \text{ когда } \pi < \theta < 2\pi.$$

В результате действующее значение тока будет равно:

$$I_1 = \sqrt{\frac{(k-1)^2 + 1}{2}} \cdot \frac{E}{r_n}. \quad (8)$$

Определим габаритную (расчетную) мощность дросселя:

$$P_p = U_1 I_1 + U_2 I_2, \quad (9)$$

где

$$U_1 = \frac{1}{k} E \text{ и } U_2 = \frac{k-1}{k} E - \quad (10)$$

— действующие значения напряжения на обмотках w_1 и w_2 в режиме холостого хода (при запертом тиристоре).

На основании уравнений (7)–(10) можно вывести следующее выражение для вычисления расчетной мощности дросселя:

$$P_p = P_n \left[1 + \frac{1}{k} \left(\sqrt{\frac{(k-1)^2 + 1}{2}} - 1 \right) \right],$$

где $P_n = \frac{E^2}{r_n}$ — мощность в нагрузке в режиме максимальной отдачи.

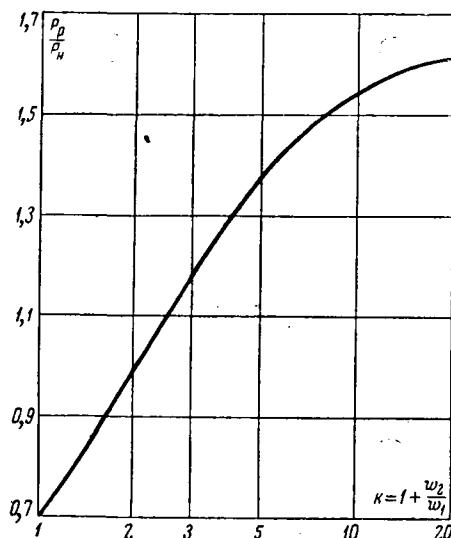


Рис. 2.

Величина P_p возрастает с увеличением k от $P_{p,\min} \approx 0,7P_n$ при $k=1$ до $P_{p,\max} \approx 1,7P_n$ при $k \rightarrow \infty$ (рис. 2).

Значение k выбирается, исходя из допустимых величин анодного напряжения и тока тиристора.

Наибольшие величины среднего и действующего значений анодного тока тиристора соответственно равны:

$$I_{a,sp} = k \frac{\sqrt{2}}{\pi} I_n;$$

$$I_a = k \frac{1}{\sqrt{2}} I_n.$$

Амплитуда прямого и обратного напряжений на запертом тиристоре

$$U_{ip,\max} = U_{obr,\max} = \frac{E_m}{k}.$$

С целью уменьшения габаритов (веса) дросселя величину k следует выбирать минимальной.

Характеристики рассматриваемой системы будут аналогичны характеристикам усилителя с встречно-параллельным включением тиристоров и при активно-индуктивной нагрузке. В этом случае ток нагрузки изменяется от нуля при $\alpha = 180^\circ$ до наибольшей величины

$$I_n = \frac{E}{\sqrt{(\omega L_n)^2 + r_n^2}},$$

когда угол открытия достигает значения:

$$\alpha_{\min} = \varphi_n = \arctg \frac{\omega L_n}{r_n}.$$

В реальных условиях полуволны тока нагрузки в рассматриваемой схеме неодинаковы, главным образом вследствие конечной величины активного сопротивления насыщенного дросселя. Указанная несимметрия будет проявляться наиболее сильно, когда

$$k = 1 (w_2 = 0, w_1 = w).$$

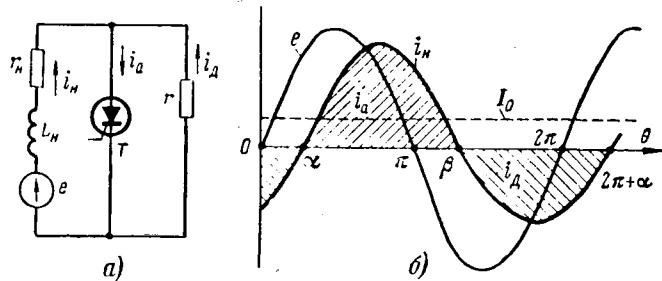


Рис. 3.

Рассмотрим роль активного сопротивления обмотки дросселя при $k=1$ и при активно-индуктивной нагрузке. Схема замещения усилителя в режиме максимальной нагрузки приведена на рис. 3, а, на котором через r_n , L_n — обозначено активное сопротивление и индуктивность нагрузки, а через r — активное сопротивление обмотки насыщенного дросселя. Характер изменения тока нагрузки показан на рис. 3, б: в интервале $\alpha < \theta < \beta$ ток нагрузки замыкается через открытый тиристор T , а в интервале $\beta < \theta < 2\pi + \alpha$ — через обмотку дросселя.

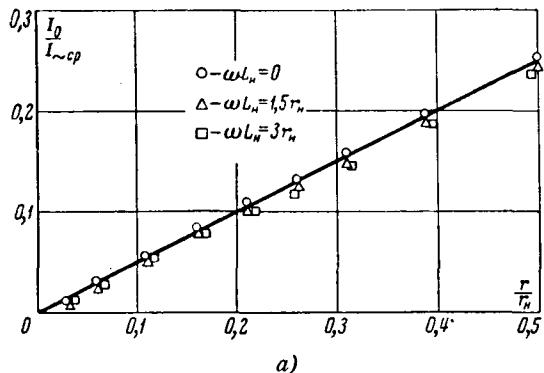
Уравнения тока нагрузки имеют следующий вид:

$$\omega L_n \frac{di_n}{d\theta} + i_n r_n = E_m \sin \theta, \text{ если } \alpha < \theta < \beta \quad (11)$$

и

$$\omega L_n \frac{di_n}{d\theta} + i_n (r_n + r) = E_m \sin \theta,$$

$$\text{когда } \beta < \theta < 2\pi + \alpha. \quad (12)$$



Интегрируя выражения (11) и (12) при начальных условиях

$$i_n(\alpha) = i_n(\beta) = i_n(2\pi + \alpha) = 0, \quad (13)$$

можно определить, что среднее за период значение протекающего через тиристор тока $I_{a,sp}$ («положительная полуволна» тока нагрузки), не равно среднему за период значению тока, протекающего через дроссель, $I_{d,sp}$ («отрицательная полуволна» тока нагрузки). При этом в токе нагрузки имеется постоянная составляющая:

$$I_0 = I_{a,sp} - I_{d,sp} = \frac{E_m (\cos \alpha - \cos \beta)}{2\pi} \left[\frac{1}{r_n} - \frac{1}{r_0} \right]. \quad (14)$$

Величины α и β определяются из соотношений:

$$\sin(\beta - \varphi_n) - \sin(\alpha - \varphi_n) e^{-\frac{\beta - \alpha}{\operatorname{tg} \varphi_n}} = 0; \quad (15)$$

$$\sin(\alpha - \varphi_0) - \sin(\beta - \varphi_0) e^{-\frac{2\pi + \alpha - \beta}{\operatorname{tg} \varphi_0}} = 0, \quad (16)$$

где

$$\left. \begin{aligned} \operatorname{tg} \varphi_n &= \frac{\omega L_n}{r_n}; \\ \operatorname{tg} \varphi_0 &= \frac{\omega L_n}{r_0} = \frac{\omega L_n}{r_n + r}. \end{aligned} \right\} \quad (17)$$

Определим относительную величину постоянной составляющей тока как

$$I_{0,sp}^* = \frac{I_0}{I_{sc}}, \quad (18)$$

где $I_{sc} = I_{d,sp} + I_{a,sp} - I_0$ — среднее значение переменной составляющей тока нагрузки.

В соответствии с формулами (14) и (18) получаем:

$$I_{0,sp}^* = \frac{r_0 - r_n}{2r_n} = \frac{r}{2r_n}. \quad (19)$$

Таким образом, относительная величина постоянной составляющей не зависит от индуктивности нагрузки. На рис. 4, а изображена определенная экспериментально зависимость I_0/I_{sc} в функции r/r_n , подтверждающая приведенное выше соотношение, а на рис. 4, б — 4, г — осциллограммы, снятые для различных отношений r/r_n при $\varphi_n = 60^\circ$.

Отметим, что поскольку отношение r/r_n характеризует относительную величину активных потерь в обмотке дросселя, то малая величина постоянной

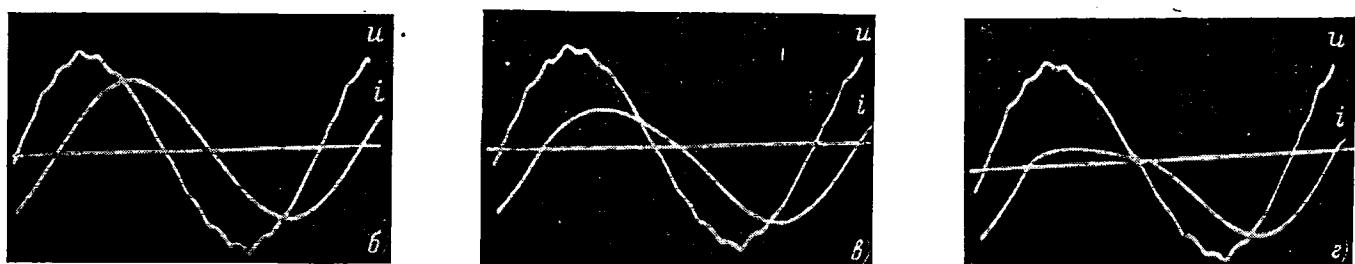


Рис. 4. Зависимость I_0/I_{sc} в функции r/r_n (а) и осциллограммы тока и напряжения дросселя при r/r_n , равном 0,01 (б), 1 (в) и 9 (г).

составляющей тока нагрузки будет соответствовать высокому значению к. п. д. усилителя.

Время запаздывания рассматриваемого усилителя не превышает полупериода частоты напряжения питания.

Рассмотрим некоторые схемы тиристорно-магнитных усилителей для управления двухфазным асинхронным двигателем.

Реверсивная схема управления двигателем, у которого две одинаковые обмотки OY_1, OY_2 , с бестрансформаторным питанием от однофазной сети приведена на рис. 5. Роль силовых элементов здесь выполняют тиристоры T_1, T_2 , включенные параллельно дросселям насыщения DN_1, DN_2 . Для уменьшения анодного напряжения тиристоры могут подключаться лишь к части витков дросселей (рис. 1).

Управление тиристорами осуществляется от магнитных усилителей MY_1, MY_2 . Для увеличения рабочего диапазона изменения угла включения тиристоров рабочая цепь магнитных усилителей получает питание от источника постоянного тока через синхронный прерыватель, выполненный на транзисторе T_3 .

Когда ток управления I_y равен нулю, оба магнитных усилителя находятся в режиме холостого хода за счет тока смещения I_{cm} . При этом оба тиристора остаются запертыми и токи I_1, I_2 , протекающие по обмоткам двигателя, близки к нулю.

Положительный ток управления приводит к увеличению выходного сигнала MY_1 ; при этом изменяется угол включения тиристора T_1 и соответственно угол насыщения дросселя DN_1 . Пока величина положительного тока управления не слишком велика, MY_2 остается практически в режиме холостого хода; соответственно остается запертой ячейка T_2-DN_2 .

Когда тиристор T_1 открывается полностью, наступает также полное насыщение дросселя DN_1 и токи I_1, I_2 становятся равными:

$$I_1 = \frac{U}{R + jx};$$

$$I_2 = \frac{U}{R + j(x - x_c)},$$

где R и x — активное и индуктивное сопротивление обмотки двигателя;

$x_c = 1/\omega C$; U — напряжение сети.

При отрицательном токе управления, обеспечивающем полное открытие тиристора T_2 , состояние «плеч» схемы изменяется на обратное.

Как известно [Л. 3], оптимальный режим работы двигателя имеет место, когда выполняются соотношения:

$$R = x, x_c = 2x.$$

При этом в режиме максимальной нагрузки усилителя

$$|I_1| = |I_2| = I_h = \frac{U}{\sqrt{2}R};$$

$$(\hat{I}_1 \hat{I}_2) = \pm 90^\circ.$$

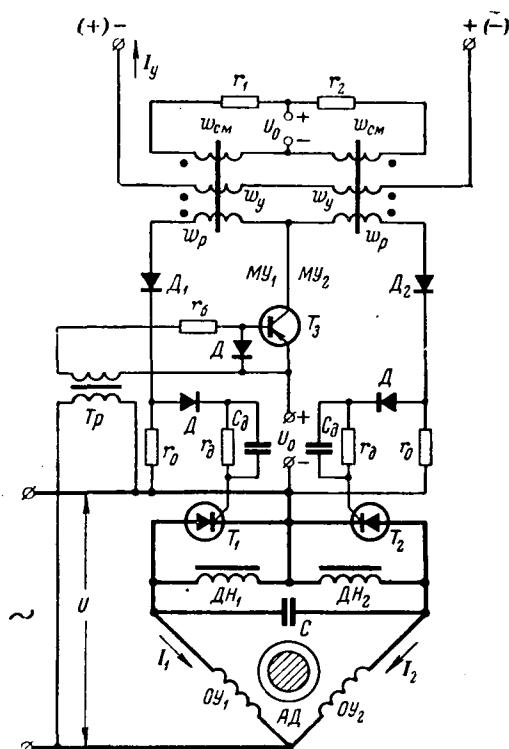


Рис. 5.

В указанном режиме амплитудное значение напряжения на запертом тиристоре:

$$U_{\text{пр.макс}} = U_{\text{обр.макс}} = \sqrt{2}U_m = 2U \approx 2U_h,$$

где U — действующее значение напряжения сети.

Среднее значение анодного тока открытого тиристора равно:

$$I_{\text{a.ср}} = \frac{\sqrt{2}}{2} I_{\text{h.ср}} = \frac{2}{\pi} I_h \approx 0,64 I_h;$$

здесь I_h — действующее значение тока в обмотке двигателя в режиме максимальной нагрузки.

При тех же условиях действующее значение тока, протекающего через насыщенный дроссель, будет равно:

$$I_{\text{д}} = \frac{1}{\sqrt{2}} |I_1 + I_2| = \frac{U}{\sqrt{2}R} = I_h,$$

т. е. равно действующему значению тока в обмотке двигателя, а напряжение на ненасыщенном дросселе в $\sqrt{2}$ раз больше напряжения сети, т. е. рабочая индукция в дросселе определяется соотношением

$$B_m = \frac{\sqrt{2}U}{4,44f\omega S} = \frac{U}{\pi f \omega S}.$$

Габаритная (расчетная) мощность дросселя будет равна:

$$P_p = \sqrt{2}U I_h \approx \sqrt{2}U_h I_h.$$

В тех случаях, когда возникает необходимость в согласовании напряжения на обмотке двигателя с напряжением сети, целесообразно применять трансформаторные схемы тиристорно-магнитных

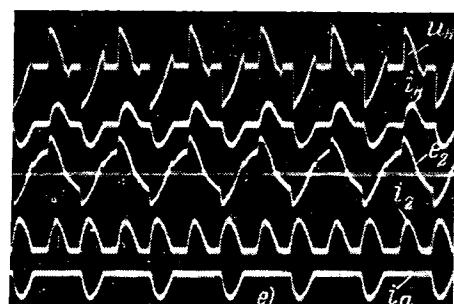
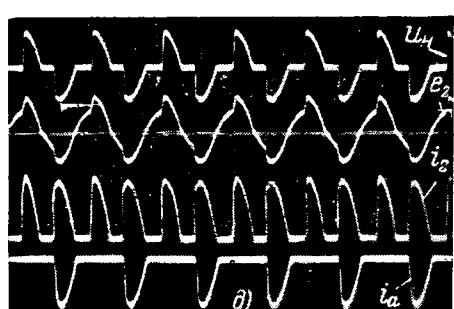
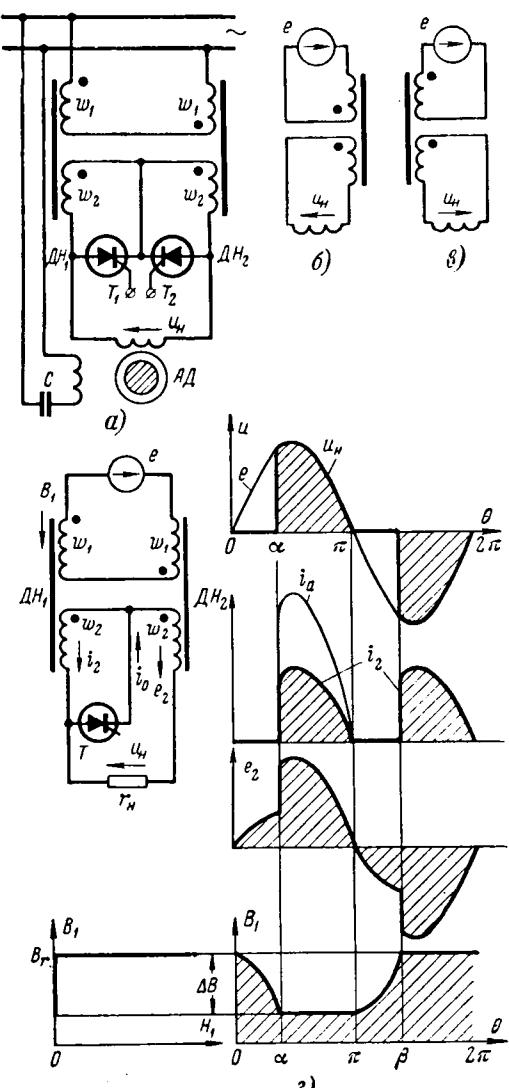


Рис. 6.

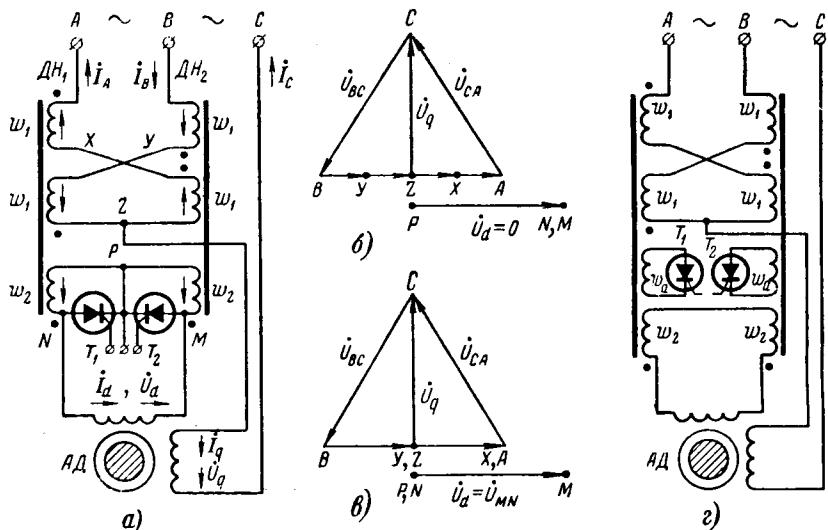


Рис. 7.

усилителей, которые сочетают в одном устройстве дроссель насыщения и согласующий трансформатор. Пример силовой цепи подобной схемы приведен на рис. 6, а. Цепь управления тиристорами может быть построена аналогично схеме, изображенной на рис. 5. Когда оба тиристора T_1 , T_2 заперты, напряжение на нагрузке u_n близко к нулю, поскольку э. д. с., наведенные на обмотках w_2 , направлены встречно.

В режиме максимальной нагрузки один из тиристоров открыт в течение полупериода частоты напряжения питания (второй тиристор остается запертым). Полное открытие тиристора T_1 приводит к полному насыщению дросселя DN_1 . При этом справедлива схема замещения, изображенная на рис. 6, б; в этом случае к нагрузке прикладывается напряжение

$$U_n \approx \frac{w_2}{w_1} \dot{E}.$$

Когда полностью открыт тиристор T_2 и, следовательно, полностью насыщен дроссель DN_2 , схема замещения принимает вид, приведенный на рис. 6, в, и напряжение на нагрузке изменяет свою фазу на 180° .

Рассмотрим работу усилителя в промежуточном режиме. Расчетная схема и временные диаграммы изменения переменных приведены на рис. 6, г; для упрощения будем полагать дроссели и тиристор «идеальными», а нагрузку — чисто активной.

В интервале $0 < \theta < \alpha$ тиристор T заперт и оба дросселя ненасыщены, при этом напряжения на первичных обмотках дросселей одинаковы и, следовательно, напряжение на нагрузке равно нулю. Закон изменения индукции в дросселе DN_1 характеризуется равенством:

$$B = B_r - \frac{1}{2\omega w_1 S} \int_0^\theta e d\theta.$$

В момент времени $\theta = \alpha$ сигнал управления открывает тиристор; при этом вторичная обмотка дросселя DN_1 замыкается накоротко и изменение

индукции B_1 прекращается (величина активного сопротивления обмоток полагается пренебрежимо малой). Напряжение на нагрузке становится равным:

$$u_n = \frac{w_2}{w_1} e.$$

Остальные переменные принимают следующие значения:

$$i_1 = \frac{w_2^2 e}{w_1^2 r_n}; \quad i_2 = i_n = \frac{w_2 e}{w_1 r_n};$$

$$i_a = 2i_n = 2 \frac{w_2 e}{w_1 r_n}. \quad e_2 = \frac{w_2}{w_1} e;$$

В конце «положительного» полупериода напряжения источника питания ток i_a становится равным нулю и тиристор запирается. В «отрицательный» полупериод в интервале $\pi < \theta < \beta$ индукция в сердечнике дросселя DN , возрастает по закону

$$B_1 = B_r - \Delta B - \frac{1}{2\omega w_1 S} \int_{\pi}^{\theta} e d\theta,$$

где

$$\Delta B = \frac{1}{2\omega w_1 S} \int_0^{\alpha} e d\theta.$$

Гока сердечник дросселя DN , ненасыщен, напряжение источника питания распределяется между первичными обмотками дросселей поровну и, следовательно, напряжение $u_n = 0$.

В момент времени, когда $\theta = \beta$, дроссель DN , насыщается; при этом напряжение на нагрузке вновь становится равным

$$u_n = \frac{w_2}{w_1} e,$$

а остальные переменные принимают значения:

$$i_2 = -i_n = -\frac{w_2 e}{w_1 r_n}; \quad i_a = 0;$$

$$i_1 = \frac{w_2^2 e}{w_1^2 r_n}; \quad e_2 = \frac{w_2}{w_1} e.$$

Указанное состояние сохраняется до конца периода.

Госкольку в стационарном режиме работы полное изменение индукции за период равно нулю, то

$$\int_0^{\alpha} e d\theta + \int_{\pi}^{\beta} e d\theta = 0$$

и, следовательно, угол насыщения дросселя однозначно определяется углом открытия тиристора:

$$\beta = \alpha + \pi.$$

Рассмотрим режим работы тиристора. Мгновенное значение анодного тока открытого тиристора равно удвоенной величине мгновенного значения тока нагрузки; следовательно, среднее значение анодного тока в режиме максимальной нагрузки будет равно:

$$I_{a,sp} = I_{n,sp} \approx 0,9 I_n.$$

Амплитуда напряжения на запертом тиристоре в указанном режиме:

$$U_{1p, \text{макс}} = U_{\text{обр, макс}} = U_{\text{нм}} = \\ = \sqrt{2} U_n = \sqrt{2} \frac{w_2}{w_1} E.$$

Таким образом, в рассматриваемом усилителе коэффициент использования тиристора по току в $\sqrt{2}$ раз хуже, а по напряжению в $\sqrt{2}$ раз лучше чем в схеме, изображенной на рис. 5. Госкольку в обоих устройствах имеется возможность автотрансформаторного включения тиристора, то условия работы тиристора можно сделать одинаковыми.

Габаритная (расчетная) мощность дросселя в рассматриваемой схеме равна

$$P_p = 2U_n I_n$$

и, следовательно, в $\sqrt{2}$ раз превышает аналогичную величину для схемы, представленной на рис. 5.

На рис. 6, д и е соответственно приведены осциллограммы изменения напряжений и тока для активной и активно-индуктивной нагрузок.

При наличии трехфазного источника питания необходимая величина фазового сдвига между напряжениями на обмотках двигателя (90°) может быть обеспечена без применения конденсатора и независимо от величины $\cos \varphi$ самих обмоток.

Один из возможных вариантов силовой цепи подобного усилителя приведен на рис. 7. Так же как и в предыдущих схемах регулирование напряжения на нагрузке U_d осуществляется тиристорами T_1 , T_2 , шунтирующими дроссели насыщения DN_1 , DN_2 ; при этом дроссели одновременно выполняют роль преобразователя фаз.

В режиме холостого хода оба тиристора заперты и оба дросселя ненасыщены; если пренебречь намагничивающим током дросселей и токами утечки тиристоров, то можно построить векторную диаграмму, изображенную на рис. 7, б.

Напряжение на первичных обмотках w_1 дросселей равно:

$$\dot{U}_{AX} = \dot{U}_{ZY} = \dot{U}_{XZ} = \dot{U}_{YB} = \frac{\dot{U}_{AB}}{4} = 0,25 U_n,$$

где U_n — линейное напряжение источника питания.

Напряжение на неуправляемой обмотке равно:

$$\dot{U}_q = \dot{U}_{CZ} = \frac{\sqrt{3}}{2} U_n e^{j90^\circ}. \quad (20)$$

Напряжение на управляемой обмотке

$$\dot{U}_d = \dot{U}_{MN} = 0.$$

В режиме максимальной нагрузки один из тиристоров (например, T_1) полностью открыт, а другой (например, T_2) остается запертым. Полное открытие тиристора T_1 приведет к полному насыщению дросселя DN_1 ; пренебрегая падениями напряжения на открытом тиристоре T_1 и на обмотках насыщенного дросселя DN_1 , получаем векторную диаграмму, изображенную на рис. 7, в. Напряжения на первичных обмотках дросселей в этом случае становятся равными:

$$\left. \begin{aligned} \dot{U}_{YB} &= \dot{U}_{XZ} = \frac{\dot{U}_{AB}}{2} = 0,5 U_n; \\ \dot{U}_{XA} &= \dot{U}_{ZY} = 0. \end{aligned} \right\} \quad (21)$$

Напряжение U_q на неуправляемой обмотке остается неизменным, а напряжение на управляемой обмотке становится равным:

$$\dot{U}_d = \dot{U}_{MN} = \dot{U}_{MP} = \frac{w_2}{w_1} \cdot \frac{U_{AB}}{2} = 0,5 \frac{w_2}{w_1} U_\pi. \quad (22)$$

В режиме максимальной нагрузки, когда открыт тиристор T_2 и насыщен дроссель $ДH_1$, напряжение на неуправляемой обмотке также остается неизменным, а напряжение на управляемой обмотке изменяет свою фазу на 180° :

$$\dot{U}_d = \dot{U}_{MN} = -\dot{U}_{NP} = -\frac{w_2}{w_1} \frac{U_{AB}}{2} = -0,5 \frac{w_2}{w_1} U_\pi.$$

Токи в обмотках двигателя будут равны:

$$\left. \begin{aligned} \dot{I}_d &= \frac{\dot{U}_d}{Z_d}; \\ \dot{I}_q &= \frac{\dot{U}_q}{Z_q}, \end{aligned} \right\} \quad (23)$$

где Z_d , Z_q — комплексные сопротивления управляемой и неуправляемой обмоток соответственно.

Если сопротивления обмоток одинаковы

$$Z_d = Z_q = Z_\pi, \quad (24)$$

а коэффициент трансформации принят равным

$$k = \frac{w_2}{w_1} = \sqrt{3}, \quad (25)$$

то для режима максимальной нагрузки согласно выражениям (20)–(25) получаем:

$$\left. \begin{aligned} |\dot{I}_d| &= |\dot{I}_q| = I_\pi = \frac{\sqrt{3}}{2} \frac{U_\pi}{Z_\pi}; \\ (\dot{I}_d \dot{I}_q) &= \pm 90^\circ. \end{aligned} \right\} \quad (26)$$

Определим величину токов в этом режиме.

В соответствии со схемой, изображенной на рис. 7,а, получим;

$$\dot{I}_q = -\dot{I}_c = \dot{I}_A + \dot{I}_B; \quad (27)$$

$$\dot{I}_d = \pm \frac{1}{k} (\dot{I}_A - \dot{I}_B). \quad (28)$$

Знак «плюс» в последнем равенстве имеет место, когда открыт тиристор T_1 и, следовательно, насыщен дроссель $ДH_1$; знак «минус» соответствует противоположному состоянию системы.

Из уравнений (27) и (28) следует, что

$$\left. \begin{aligned} \dot{I}_A &= 0,5 (\dot{I}_q \pm k \dot{I}_d); \\ \dot{I}_B &= 0,5 (\dot{I}_q \mp k \dot{I}_d); \\ \dot{I}_c &= -\dot{I}_q. \end{aligned} \right\} \quad (29)$$

Если выполняются условия (24) и (25), то согласно выражениям (26) и (29) получаем:

$$|\dot{I}_A| = |\dot{I}_B| = |\dot{I}_c| = I_\pi = \frac{\sqrt{3}}{2} \frac{U_\pi}{Z_\pi}. \quad (30)$$

При этом габаритная (расчетная) мощность одного дросселя будет равна:

$$\begin{aligned} P_p &= U_\pi I_\pi + \frac{\sqrt{3}}{2} U_\pi I_\pi = \\ &= \left(1 + \frac{2}{\sqrt{3}}\right) I_\pi^2 Z_\pi \approx 2,15 I_\pi^2 Z_\pi, \end{aligned}$$

т. е. она всего на 70% превышает аналогичную величину, которая получается в системе, схема которой приведена на рис. 6.

Через открытый тиристор в рассматриваемой схеме протекает удвоенная полуволна тока нагрузки, а напряжение на запертом тиристоре равно напряжению на нагрузке:

$$I_{a,sp} = 0,9 I_d = \frac{0,45 k U_\pi}{Z_d},$$

$$U_{\text{пр.макс}} = U_{\text{обр.макс}} = \sqrt{2} U_d = k \frac{U_\pi}{\sqrt{2}}.$$

При необходимости тиристоры могут подключаться лишь к части витков вторичных или первичных обмоток, что позволяет уменьшить $U_{\text{пр.макс}}$ и $U_{\text{обр.макс}}$ за счет соответствующего увеличения $I_{a,sp}$.

Тиристоры могут быть также включены на отдельные «анодные» обмотки w_a , как это показано на рис. 7,г; при этом полностью исключается постоянная составляющая тока в управляемой обмотке двигателя, которая согласно уравнению (14) может иметь заметную величину в схеме, изображенной на рис. 7,а при большом активном сопротивлении вторичных обмоток дросселей. Следует, конечно, иметь в виду, что переход к схеме, представленной на рис. 7,г, приводит к увеличению габаритной мощности дросселя.

Из рассмотрения работы тиристорно-магнитного усилителя можно сделать следующие выводы.

Ячейка из параллельно включенных тиристора и односердечникового дросселя насыщения по усилильным свойствам и своему быстродействию практически эквивалентна системе со встречно-параллельным включением двух тиристоров.

Замена в тиристорном усилителе одного из вентилей дросселем насыщения позволяет упростить схему управления тиристорно-магнитным усилителем, повысить его надежность и делает его экономически более выгодным.

Тиристорно-магнитные усилители наиболее целесообразно использовать для управления двигателями мощностью до 1 кВт, в особенности при повышенной частоте питания, позволяющей уменьшить габариты (вес) дросселя насыщения.

Литература

1. Иванчук Б. Н. и Рувинов Б. Я., Магнитно-проводниковый усилитель, Авторское свидетельство № 159199, «Бюллетень изобретений», 1963, № 24.

2. Иванчук Б. Н., Липман Р. А. и Рувинов Б. Я., Применение управляемых диодов в схемах электропривода переменного тока, Государственный институт научно-технической информации, 1962.

3. Авен О. И. и Доманицкий С. М., Бесконтактные исполнительные устройства промышленной автоматики, Госэнергоиздат, 1960.

[21.3.1965]



Динамические погрешности осциллографических гальванометров рамочного типа

Ю. М. ЭЛЬКИНД
ВНИИЭ

За последние годы в светолучевых осциллографах нашли широкое применение гальванометры рамочного типа с электромагнитным успокоением [Л. 1, 2]. Такие осциллографы изготавливаются серийно отечественными заводами.

Более высокая чувствительность рамочных гальванометров по сравнению с петлевыми, возможность их исполнения с частотой собственных колебаний от 1 до 10 000 гц, а также практическая возможность реализации их интегрирующих и фильтрующих свойств значительно расширили область применения светолучевых осциллографов. Осциллографы с рамочными гальванометрами находят особенно широкое применение при изучении низкочастотных колебательных процессов в электромеханических и других системах, и в частности, в энергетике, авиации, сейсмологии и других отраслях науки и техники.

Одним из основных назначений осциллографов является запись переходных процессов, при этом особенно важна оценка погрешностей их воспроизведения, т. е. динамических погрешностей. Однако до последнего времени были изучены динамические погрешности осциллографа только с петлевыми гальванометрами и жидкостным успокоением, результаты которых были не раз опубликованы, например в трудах Р. Р. Харченко [Л. 3, 4].

В настоящей статье излагаются результаты исследований динамических погрешностей рамочных гальванометров с электромагнитным успокоением. Неприятной особенностью этих гальванометров является искажение частотных характеристик паразитными резонансными колебаниями в радиальном и аксиальном направлениях. Это обстоятельство обуславливает возможность возникновения существенных погрешностей.

Исследования проводились для рамочных гальванометров завода «Виброприбор» типа М001 с но-

миальной частотой собственных колебаний 400 гц. Однако результаты исследований могут быть распространены на все гальванометры аналогичной конструкции, но с другими частотами собственных колебаний. Качество воспроизведения исследуемых возмущений оценивалось с помощью частных критериев погрешностей, введенных И. И. Теуминым [Л. 5] и другими авторами.

Для оценки точности аппроксимирующего уравнения гальванометра сопоставлялись частные погрешности воспроизведения единичной функции, полученные аналитически и экспериментально. Для оценки частных погрешностей осциллографирования переходных режимов принималось возмущение типа

$$F(t) = \cos \omega t - e^{-\frac{t}{T}}, \quad (1)$$

часто встречающееся в энергетических установках.

Экспериментальные переходные характеристики исследуемых гальванометров отличаются от теоретических, полученных решением общепринятого уравнения второго порядка, главным образом содержанием высших гармонических составляющих. Из рис. 1, а видно, что у одного из исследованных гальванометров амплитуда составляющей переходной характеристики с частотой 2950 гц доходит до 6,8% от установившегося значения. Рассмотрение частотных характеристик исследованных гальванометров показывает, что за основной резонансной частотой возникает ряд паразитных резонансов. Частоты паразитных резонансов, при которых наблюдаются наибольшие амплитуды, хорошо соответствуют частотам слагающих высших гармонических переходных характеристик. Для иллюстрации этого на рис. 1, б даны амплитудно-частотные характеристики гальванометров, имеющих электромагнитное и дополнительное жидкостное успокоение. В первом

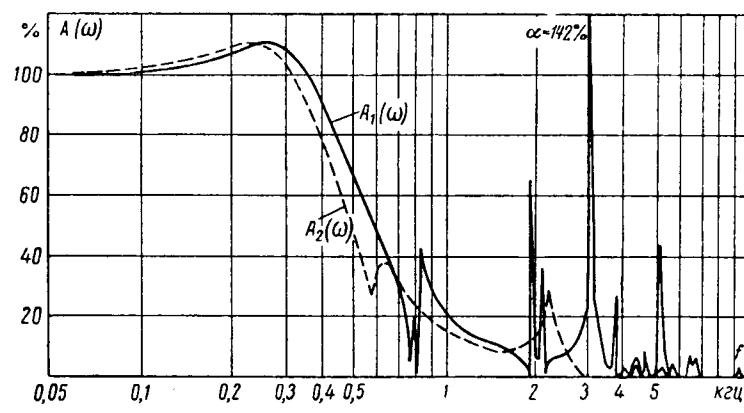
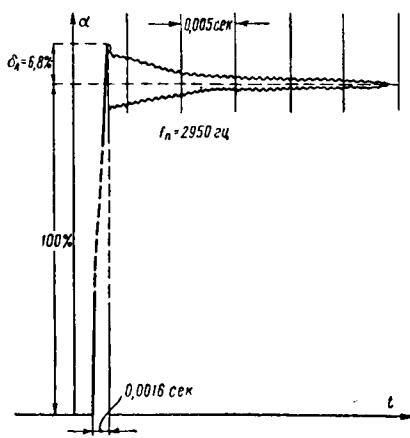


Рис. 1. Переходная (а) и амплитудно-частотная (б) характеристики одного из рамочных гальванометров.
а(т) — переходная характеристика при электромагнитном успокоении; $A_1(\omega)$ — амплитудно-частотная характеристика при электромагнитном успокоении; $A_2(\omega)$ — амплитудно-частотная характеристика при электромагнитном и дополнительном жидкостном успокоении (силикон с вязкостью 1,1 сст).

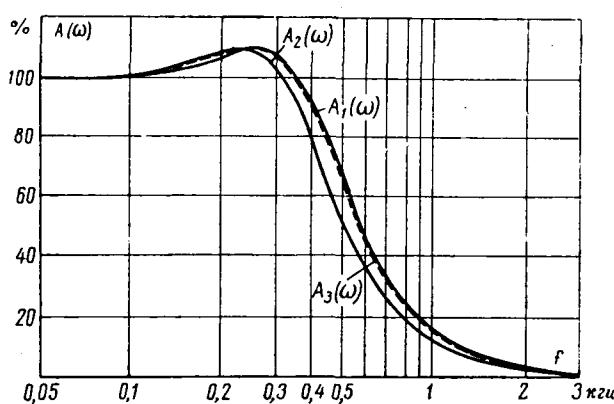


Рис. 2. Усредненные амплитудно-частотные характеристики рамочных гальванометров.

$A_1(\omega)$ — при электромагнитном успокоении; $A_2(\omega)$ — при электромагнитном и дополнительном жидкостном успокоении (силикон с вязкостью 1,1 сст); $A_3(\omega)$ — теоретическая характеристика.

случае амплитуда паразитного резонанса с частотой 2950 Гц достигает 142%.

На рис. 2 приведена средняя амплитудно-частотная характеристика $A_1(\omega)$, построенная по результатам испытаний одиннадцати гальванометров, без учета паразитных резонансов, т. е. когда участки характеристики каждого гальванометра в области резонанса заменялись гладкой кривой. Там же, по уравнению второго порядка, построена теоретическая характеристика $A_3(\omega)$, которая хорошо совпадает с усредненной.

Подавление паразитных резонансов возможно путем применения капельного успокоения [Л. 6]. Однако при этом необходимо специальное исполнение гальванометра.

В случаях, когда гальванометр имеет герметический корпус, применение обычного жидкостного успокоителя с очень малой вязкостью позволяет в достаточной мере подавить паразитные резонансы и вместе с тем незначительно изменить его температурные характеристики. Температурные погрешности сравнительно мало возрастают, так как доля успокоения, вносимая жидкостным успокоителем, незначительна. Снижение верхней границы рабочего участка амплитудно-частотной характеристики не превышает 10—15% по сравнению с одним электромагнитным успокоением. На рис. 2 приведена также усредненная амплитудно-частотная характеристика $A_2(\omega)$, полученная экспериментально после заполнения гальванометров силиконом с вязкостью 1,1 сст.

Для определения порядка и постоянных аппроксимирующего уравнения был применен метод амплитудно-фазовых характеристик [Л. 7]. Так как гальванометр относится к минимально-фазовым системам, то между его амплитудно-частотными и фазо-частотными характеристиками имеется однозначная связь [Л. 8], на основании которой по опытной усредненной амплитудно-частотной характеристике $A_2(\omega)$ была определена соответствующая фазо-частотная характеристика $\Psi_2(\omega)$. По этим частотным характеристикам на рис. 3 построена амплитудно-фазовая характеристика гальванометра, которой соответствует колебательная система второго порядка с комплексной частотной характеристикой

$$A(j\nu) = \frac{k}{1 - \nu^2 + 2j\beta\nu}, \quad (2)$$

где

$$\nu = \frac{\omega}{\omega_0}.$$

Как показано в [Л. 7], частота собственных колебаний гальванометра находится из асимптотической полубесконечной логарифмической амплитудно-частотной характеристики ($f_0 = 355$ Гц), а степень успокоения составляет $\beta = \frac{a}{2b} = \frac{1}{2 \cdot 0.92} = 0.54$,

где $b = 0.92$ определяется из амплитудно-фазовой характеристики (рис. 3). Аналогично получено, что для гальванометров, имеющих только электромагнитное успокоение, $f_0 = 400$ Гц и $\beta = 0.54$.

Для проверки степени совпадения усредненных опытных и теоретических амплитудно-частотных характеристик в табл. 1 сопоставлены частоты f_m , соответствующие максимумам характеристик $A_1(\omega)$ и $A_2(\omega)$ и рассчитанные по формуле

$$f_m = f_0 \sqrt{1 - 2\beta^2}.$$

Таблица 1

Характеристика	f_0 , Гц	f_m , Гц	
		Расчет	Опыт
$A_1(\omega)$	400	258	260
$A_2(\omega)$	355	231	229

На рис. 4 построено семейство амплитудно-частотных характеристик для различных значений β . Будем определять относительную погрешность характеристики по выражению

$$\xi = 1 - \frac{1}{\sqrt{(1 - \nu^2)^2 + 4\beta^2\nu^2}}. \quad (3)$$

Обозначая погрешность в конце рабочего участка характеристики через ξ_B , а относительную частоту на верхней границе через ν_B , возводя обе части уравнения (3) в квадрат и пренебрегая ξ^2 , получаем:

$$\nu_B^4 (1 - 2\xi_B) + 2\nu_B (1 - 2\xi_B) (2\beta^2 - 1) - 2\xi_B = 0. \quad (4)$$

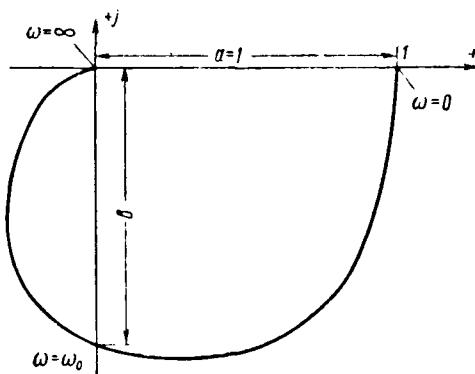


Рис. 3. Амплитудно-фазовая усредненная характеристика рамочных гальванометров.

Принимая $\xi_b = \pm \xi_k$, находим корни:

$$v_b^+ = \sqrt{(1 - 2\beta^2) \pm \sqrt{(1 - 2\beta^2)^2 + \frac{2\xi_k}{1 - 2\xi_k}}}; \quad (5)$$

$$v_b^- = \sqrt{(1 - 2\beta^2) \pm \sqrt{(1 - 2\beta^2)^2 - \frac{2\xi_k}{1 - 2\xi_k}}}. \quad (6)$$

Из (5) и (6) следует, что уравнение (4) может иметь один, два или три действительных и положительных корня v_b . На рис. 4 этим случаям соответствуют кривые $\beta = 0,707$, $\beta = 0,59$ и $\beta = 0,5$ при условии, что $\xi = \pm 5\%$.

Если определить v_b как верхнюю границу рабочего участка амплитудно-частотной характеристики, в пределах которого ее погрешность не превышает $\pm \xi$, то между v_b и β будет однозначная связь. На рис. 5 эта связь показана для случаев, когда $\xi = \pm 0,05$ и $\xi = \pm 0,1$. Зависимость $v_b = F(\beta)$ имеет резко выраженный максимум с большой крутизной нарастания со стороны значений β , меньших оптимальных. Оптимальное значение β находится из условия, что уравнение (6) имеет один действительный и положительный корень, т. е. из условия равенства нулю выражения под внутренним радикалом:

$$\beta_{\text{опт}} = \frac{1}{\sqrt{2}} \sqrt{1 - \sqrt{\frac{2|\xi_k|}{1 + 2|\xi_k|}}}. \quad (7)$$

Зависимость

$$v_{b_{\text{опт}}}^- = \sqrt{1 - 2\beta_{\text{опт}}^2} \quad (8)$$

построена на рис. 6, из которого следует, что наиболее существенное увеличение верхней границы рабочего участка амплитудно-частотной характеристики определяется значениями $|\xi| \leq 0,05$.

Исследование частотных характеристик показывает следующее:

1. Частотные характеристики рамочных гальванометров с электромагнитным успокоением имеют большое число паразитных резонансов в области $\nu > 1,5$, что приводит к искажениям и разбросам частотных и временных характеристик.

2. Частоты высших гармонических колебаний, существенно проявляющиеся в переходных ха-

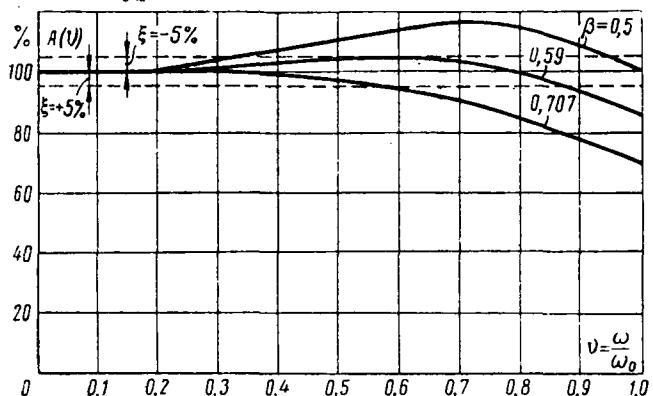


Рис. 4. Оптимальный рабочий участок амплитудно-частотной характеристики гальванометра.

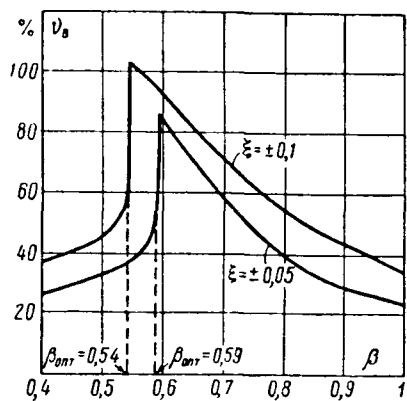


Рис. 5. Выбор оптимальной степени успокоения $\beta_{\text{опт}}$ рамочного гальванометра для $\xi = \pm 0,1$ и $\xi = \pm 0,05$.

теристиках, соответствуют частотам паразитных колебаний, имеющих наибольшие амплитуды.

3. При заполнении гальванометров жидкостным успокоителем с вязкостью около 1,1 сст практически полностью подавляются паразитные резонансы, обеспечивается гладкость и уменьшается разброс частотных и временных характеристик. При этом зависимость степени успокоения гальванометра от температуры несколько усиливается, а частотный диапазон суживается приблизительно на 10—15%. Наиболее существенное для оптимального успокоения увеличение ширины рабочего участка частотной характеристики происходит при увеличении ее допустимой погрешности до $\xi = 0,05$.

4. Ширина рабочего участка амплитудно-частотной характеристики резко уменьшается с отклонением степени успокоения в сторону значений, меньших оптимального.

5. Расчет динамических погрешностей рамочных гальванометров типа М001 с дополнительным жидкостным успокоителем малой вязкости следует проводить на основе усредненных амплитудно-частотных характеристик, которые хорошо аппроксимируются уравнением второго порядка.

Оценим теперь точность аппроксимирующего уравнения гальванометра. В качестве частных погрешностей, характеризующих качество воспроизведения гальванометром единичной функции, примем величину δ_A для первого прибора и относительное время нарастания δ_τ отклонения от нуля до первого максимума. При этом

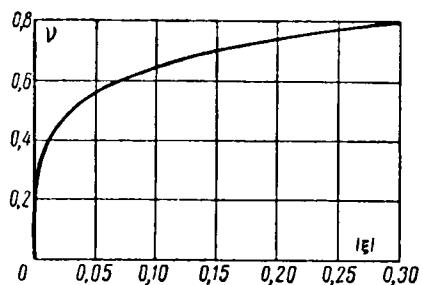
$$\delta_A = \frac{\alpha_1}{\alpha_0} - 1 = \alpha_1 - 1 = e^{-\frac{\beta_\tau}{\sqrt{1-\beta^2}}}, \quad (9)$$

где α_1 — амплитуда первого отклонения; $\alpha_0 = 1$ — установившееся отклонение гальванометра.

Значение δ_τ равно:

$$\delta_\tau = t_m f_0 = \frac{1}{2\sqrt{1-\beta^2}}. \quad (10)$$

В табл. 2 приведены значения погрешностей δ_A и δ_τ , рассчитанные по (9) и (10) и полученные из опыта

Рис. 6. Зависимость $v_{\text{опт}} = \frac{\omega_0}{\omega_0} = F(\xi)$.

в процессе включения исследуемых гальванометров на постоянное напряжение, когда передний фронт импульса нарастал с постоянной времени не более $0,7 \cdot 10^{-4}$ сек.

Таблица 2

ξ	$\delta_A, \%$		$\delta_\tau, \%$	
	Расчет	Опыт	Расчет	Опыт
0,05	10	8,2	-62	-101
0,10	13	10,3	-60	-92

Для оценки погрешностей воспроизведения возмущения (1) решалось уравнение

$$\frac{d^2\alpha}{dt^2} + 2\beta\omega_0 \frac{d\alpha}{dt} + \omega_0^2 \alpha = \omega_0^2 \left(\cos \omega t - e^{-\frac{t}{T}} \right), \quad (11)$$

где постоянный множитель ω_0^2 введен в правую часть (11) для сохранения общего масштаба возмущения и реакции.

После решения (11) в виде $\alpha(t)$ находим мгновенную погрешность воспроизведения

$$\delta(t) = i(t) - \alpha(t) = \cos \omega_0 v t - e^{-\frac{t}{T}} - e^{-\beta \omega_0 t} \times \\ \times (C_1 \cos \omega_0 \sqrt{1 - \beta^2} t + C_2 \sin \omega_0 \sqrt{1 - \beta^2} t) - \\ - M \cos(\omega_0 v t + \varphi) + N e^{-\frac{t}{T}}, \quad (12)$$

где

$$C_1 = N - M \cos \varphi;$$

$$C_2 = \frac{M v \sin \varphi - \frac{N}{\omega_0 T} + \beta C_1}{\sqrt{1 - \beta^2}};$$

$$M = \frac{1}{\sqrt{(1 - v^2)^2 + 4\beta^2 v^2}};$$

$$N = \frac{\omega_0^2}{\omega_0^2 - \frac{2\beta\omega_0}{T} + \frac{1}{T^2}};$$

$$\varphi = \arctg \frac{-2v\beta}{1 - v^2}; \quad v = \frac{\omega}{\omega_0}.$$

В качестве частных погрешностей примем амплитудную погрешность для k -го полупериода

$$\delta_{Ak} = \frac{|I_k - A_k|}{I_\infty} = |I_k - A_k|, \quad (13)$$

где I_k и A_k — амплитуды возмущения и реакции в k -м полупериоде;

I_∞ — амплитуда установившихся колебаний,

а также фазовую погрешность для k -го полупериода

$$\delta_{\tau k} = \frac{t_{ki} - t_{ka}}{T_B}, \quad (14)$$

где t_{ki} , t_{ka} — времена, соответствующие амплитудам $i_k(t)$ и $\alpha_k(t)$.

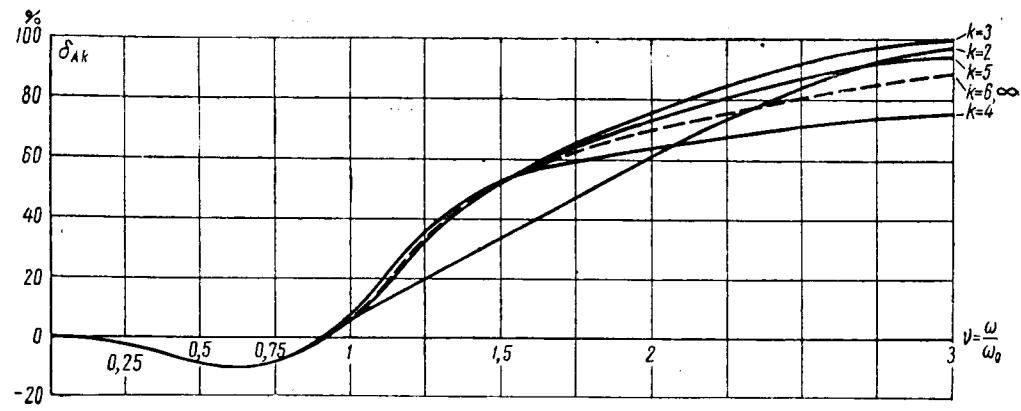
Здесь $T_B = \frac{2\pi}{\omega}$.

По формулам (1), (12), (13) и (14) могут быть построены зависимости $i(t)$, $\alpha(t)$ и $\delta(t)$, а также подсчитаны амплитудные и фазовые погрешности. В качестве примера на рис. 7 и 8 приведены графики амплитудных погрешностей $\delta_{Ak} = F(v)$ и $\delta_{\tau k} = F(k)$. В табл. 3 указаны средние частные погрешности воспроизведения возмущений видов $f(1)$ и $\cos \omega t - e^{-t/T}$, полученные из расчета.

Таблица 3

Вид возмущения	ξ	$\delta_A, \%$	$\delta_\tau, \%$
$f(1)$	0,05 0,1	10 13	-62 -60
$\cos \omega t - e^{-t/T}$	0,05 0,1	10,1 4,5	-23
$T = 0,1$ сек	0,05 0,1	46,3 33,1	-35,5
$K = 2$	0,05 0,1	102 97,1	-63
$v = 3$	0,05 0,1	102 97,1	-63

Из табл. 3 видно, что при малых v частные погрешности воспроизведения функции $\cos \omega t - e^{-t/T}$ меньше, чем для единичной функции $f(1)$. Однако с увеличением v погрешности для функции $\cos \omega t - e^{-t/T}$

Рис. 7. Зависимость $\delta_{Ak} = f(v)$ при $\beta = 0,54$, $f_0 = 400$ Гц и $T = 10^{-1}$ сек.

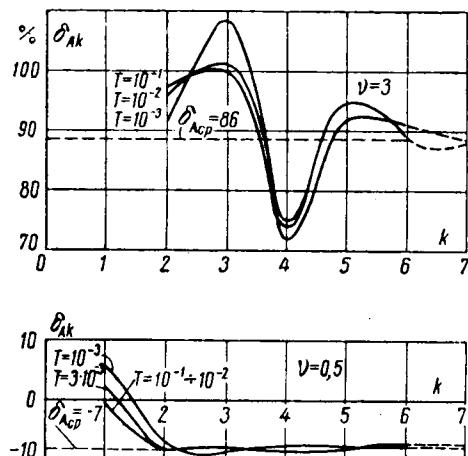


Рис. 8. Зависимость $\delta_{Ak} = f(k)$ при $\beta = 0,54$ и $f_0 = 400$ гц.

растут быстро и при $v \geq 1,5$ амплитудные погрешности оказываются значительно большими, чем для единичной функции $f(1)$.

Рассмотрение частных погрешностей воспроизведения возмущений типа $\cos \omega t - e^{-t/T}$ показывает следующее.

1. Амплитудные погрешности δ_{Ak} находятся в пределах от -10% до $+15\%$ при изменении v от 0 до 1. С увеличением v они растут, особенно в области $v=1 \div 1,5$, и при $v=3$ достигают $70 \div 100\%$. В области $v=0 \div 0,8$ погрешности отрицательны, а в области $v>0,8$ — положительны.

2. Амплитудные погрешности сравнительно мало зависят от T .

3. Амплитудная погрешность в первом полупериоде положительна, а в последующих может иметь любой знак. Зависимость погрешности номера полупериода имеет некоторый разброс около среднего значения, уменьшающийся с увеличением номера полупериода.

4. Фазовые погрешности в любом полупериоде при $v=1$ не превышают 0,25 периода возмущения $i(t)$. С увеличением v фазовые погрешности увеличиваются и при $v=3$ достигают значений 0,37—0,63.

5. Фазовые погрешности при $v \leq 0,5$ мало зависят от T .

6. Фазовые погрешности при $v \leq 0,5$ мало зависят от T .

сят от k , а при $3 > v > 0,5$ имеют некоторый разброс, уменьшающийся с увеличением k .

7. Все фазовые погрешности отрицательны, т. е. реакция $a(t)$ отстает от возмущения $i(t)$.

Выводы. 1. Применение рамочных гальванометров, имеющих только электромагнитное успокоение, может привести к существенным погрешностям, обусловленным паразитными резонансами.

2. Для подавления паразитных резонансных колебаний необходимо предусматривать дополнительное «капельное» успокоение или заполнение корпуса гальванометра силиконом с вязкостью порядка 1 сст.

3. Усредненные частотные характеристики рамочных гальванометров с электромагнитным успокоением и дополнительным жидкостным успокоителем (силиконом с вязкостью около 1 сст), удовлетворительно аппроксимируются обычным линейным дифференциальным уравнением второго порядка с постоянными коэффициентами.

4. Расчет динамических погрешностей воспроизведения возмущений типа $\cos \omega t - e^{-t/T}$ показал, что:

а) амплитудные погрешности не превышают $10 \div 15\%$, а фазовые — 0,25 периода возмущения, при условии, что $0 \leq v \leq 1$; при $v > 1$ погрешности резко возрастают;

б) амплитудная погрешность первого полупериода положительна, а фазовые погрешности отрицательны, т. е. реакция отстает от возмущения.

Литература

1. Борисевич Е. С., Отечественные магнитоэлектрические осциллографы, «Приборостроение», 1960, № 2.
2. Борисевич Е. С., Катюшкин В. Ф., Гальванометры типа ГБ к сейсмическим осциллографам, Труды Института физики Земли, № 19 (186), 1961.
3. Харченко Р. Р., Импульсная реакция приборов магнитоэлектрической системы, «Электричество», 1953, № 5.
4. Харченко Р. Р., Динамика магнитоэлектрических приборов в режиме сильного успокоения, «Электричество», 1955, № 11.
5. Теймин И. И., Экспериментальный анализ переходных процессов в линейных электрических цепях, изд-во «Советское радио», 1956.
6. Гуральник С. Н., Магнитоэлектрический шлейфовый вибратор с сосредоточенным жидкостным успокоением, «Измерительная техника», 1959, № 3.
7. Гольдфарб Л. С., Теория автоматического управления, ч. 1, МЭИ, 1961.
8. Боде Г. В., Теория цепей и проектирование усилителей с обратной связью, Изд. иностр. лит., 1948.

[18.1.1965]



Советские энергетики, строители и монтажники электростанций и электросетей! Обеспечивайте опережающие темпы развития энергетики, снижайте стоимость строительства и эксплуатации энергосистем!

(Из Призывов ЦК КПСС к 48-й годовщине Великой Октябрьской социалистической революции)

Некоторые вопросы регулирования автономных инверторов тока

Доктор техн. наук, проф. Ю. Г. ТОЛСТОВ и инж. А. Г. ПРИДАЧЕВ

Московский физико-технический институт

Качество работы автономных инверторов в большой степени зависит от системы их автоматического регулирования, в которую, как известно, входят как собственно цепь автоматического регулирования (датчики, усилители, регуляторы), так и сам объект регулирования. Динамика объекта (в данном случае инвертора тока) играет важную роль во всей системе в целом. Поэтому предварительно рассмотрим некоторые динамические свойства автономного инвертора.

Будем полагать индуктивность сглаживающего дросселя достаточно большой, а состав нагрузки таким, что свободные колебания не возникают. Примем также, что в переходном режиме инвертор не опрокидывается. При этих допущениях с известной степенью точности можно считать, что во время переходного процесса напряжение на выходе преобразователя все время остается синусоидальным, хотя амплитуда синусоиды может меняться в соответствии с характером переходного процесса.

Процесс раскачки инвертора тока. Согласно известным соотношениям¹ средняя величина противов. э. д. с. трехфазного мостового инвертора тока равна

$$U_d = \frac{3}{\pi} U_m \cos \beta. \quad (1)$$

Пусть инвертор с работающей системой управления включается через сглаживающий дроссель, имеющий индуктивность L_d и активное сопротивление R_L , к источнику постоянного напряжения U_d с внутренним сопротивлением R_d . Тогда процесс нарастания тока в дросселе опишется дифференциальным уравнением вида

$$L_d \frac{dI_d}{dt} + (R_L + R_d) I_d + \frac{3}{\pi} U_m \cos \beta = U_d. \quad (2)$$

Если инвертор нагружен на статическую нагрузку и во время пуска регулятор не действует, то во все время пуска $\beta = \text{const}$, так как величина β определяется фазовым сдвигом между током и напряжением нагрузки. Поскольку ток нагрузки равен

$$I = \frac{U_\Phi}{Z_h} = \frac{U_m}{\sqrt{6}} \cdot \frac{1}{Z_h}, \quad (3)$$

где Z_h — сопротивление нагрузки, и в то же время в трехфазном инверторе тока

$$I = \frac{\sqrt{6}}{\pi} I_d, \quad (4)$$

то, учитывая (3), можно записать:

$$U_m = \frac{6}{\pi} I_d Z_h. \quad (5)$$

¹ Ю. Г. Толстов, Автономные инверторы, сб. «Преобразовательные устройства в электротехнике», изд-во «Наука», 1964.

Подставляя это значение в (2), получаем:

$$L_d \frac{dI_d}{dt} + (R_L + R_d + R_i) I_d = U_d. \quad (6)$$

Общий интеграл этого уравнения, как известно, имеет вид:

$$I_d = \frac{U_d}{R_L + R_d + R_i} \left(1 - e^{-\frac{t}{T}} \right), \quad (7)$$

где

$$R_i = \frac{18}{\pi^2} Z_h \cos \beta; \quad T = \frac{L_d}{R_L + R_d + R_i}.$$

Таким образом, ток I_d будет нарастать по экспоненциальному закону. Амплитуда напряжения U_m на выходе инвертора согласно (5) пропорциональна току I_d , следовательно, также будет нарастать по экспоненте:

$$U_m = \frac{\pi}{3} \cos \beta \frac{R_i}{R_L + R_d + R_i} (1 - e^{-t/T}). \quad (8)$$

Расчетные кривые тока I_d и напряжения U_m на выходе инвертора изображены на рис. 1. На рис. 2 представлена осциллограмма процесса раскачки выходного напряжения реального инвертора тока.

Сопоставление осциллограммы с расчетными кривыми показывает достаточно хорошее их количественное совпадение. Осциллограмма на рис. 2 была снята для инвертора тока со следующими параметрами: $L_d = 2,2 \text{ гн}$, $R_d = 4,4 \text{ ом}$, $R_L = 2,5 \text{ ом}$, $R_i = 9,0 \text{ ом}$, $C_h = 550 \text{ мкФ}$.

Расчетная постоянная времени T , соответствующая этим параметрам, получается равной $T_{\text{расч}} = 0,188 \text{ сек}$. Постоянная времени, найденная из эксперимента (по осциллограмме на рис. 2), равна $T_{\text{эксп}} = 0,173 \text{ сек}$.

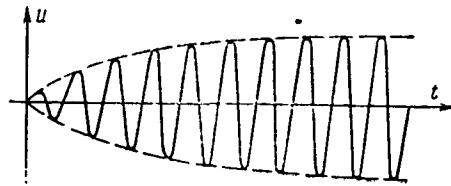
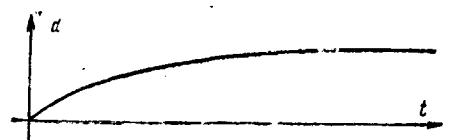


Рис. 1. Кривые изменения тока I_d на входе и напряжения U на выходе преобразователя при подключении инвертора к источнику питания.

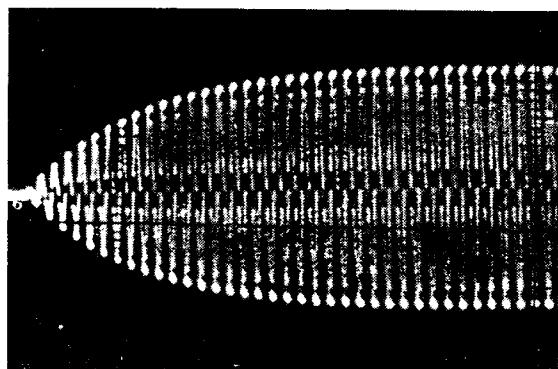


Рис. 2. Осциллограмма напряжения на выходе преобразователя при подключении инвертора к источнику питания.

Скачкообразное изменение нагрузки. Основное уравнение (6) остается в силе и при скачкообразном изменении нагрузки. Отличие этого случая от предыдущего заключается в том, что начальный ток при таком характере переходного процесса не будет равен нулю.

Если до изменения нагрузки ток был равен I_{d0} , то при изменении $Z_{\text{н}}$ и β скачком от $Z_{\text{н}0}$ и β_0 до $Z_{\text{н}1}$ и β_1 общий интеграл уравнения (6) будет иметь вид:

$$I_d = I_{d0} + \Delta I (1 - e^{-t/T}), \quad (9)$$

где

$$\Delta I = \left(\frac{1}{R_L + R_d + R_{i0}} - \frac{1}{R_L + R_d + R_{i1}} \right) U_d.$$

Величины R_{i0} и R_{i1} , как и в предыдущем случае, определяются формулами:

$$R_{i0} = \frac{18}{\pi^2} Z_{\text{н}0} \cos \beta_0; \quad R_{i1} = \frac{18}{\pi^2} Z_{\text{н}1} \cos \beta_1,$$

а ток I_{d0} равен:

$$I_{d0} = \frac{U_d}{R_L + R_d + R_{i0}}.$$

Амплитуда переменного напряжения на выходе инвертора, как и в предыдущем случае определяется по выражению (5):

$$U_{m1} = \frac{6}{\pi} Z_{\text{н}1} [I_{d0} + \Delta I (1 - e^{-t/T})]. \quad (10)$$

Следует отметить, что если ток I_d в момент изменения нагрузки не испытывает скачка, а нарастает или спадает (в зависимости от знака ΔI) по экспоненте, то напряжение U_m вследствие изменения $Z_{\text{н}}$ в первый момент изменится от

$$U_{m0} = \frac{\pi}{3} \frac{U_d}{\cos \beta_0} \frac{R_{i0}}{R_L + R_d + R_{i0}}$$

до

$$U_{m1} = \frac{\pi}{3} \frac{U_d}{\cos \beta_1} \frac{R_{i1}}{R_L + R_d + R_{i1}}.$$

Таким образом, скачок напряжения в момент изменения нагрузки будет равен:

$$\Delta U_m = U_{m1} - U_{m0} = \frac{\pi}{3} \frac{U_d}{R_L + R_d + R_{i0}} \left(\frac{R_{i0}}{\cos \beta_0} - \frac{R_{i1}}{\cos \beta_1} \right). \quad (11)$$

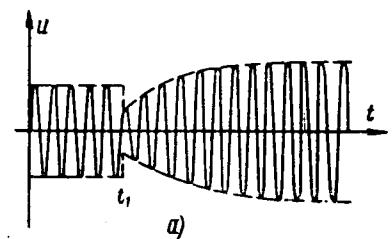
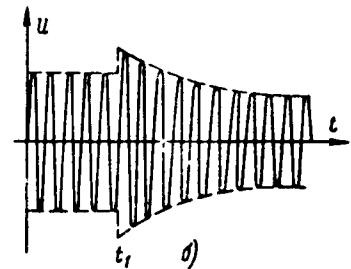


Рис. 3. Кривые изменения напряжения на выходе преобразователя при сбросе (a) и наборе (b) нагрузки индуктивного характера.



Когда напряжение установится, амплитуда напряжения на выходе преобразователя составит:

$$U_{m2} = \frac{\pi}{3} \frac{U_d}{\cos \beta_1} \frac{R_{i1}}{R_L + R_d + R_{i1}}.$$

Так, например, при сбросе индуктивной нагрузки, т. е. при $Z_{\text{н}1} < Z_{\text{н}0}$ (основная нагрузка инвертора имеет емкостный характер) напряжение в начальный момент упадет ($\Delta U_{m1} < 0$), но так как $\cos \beta_1 < \cos \beta_0$, то новое установившееся напряжение U_{m2} будет больше начального U_{m0} . При наборе индуктивной нагрузки будет наблюдаться обратное явление: сначала напряжение скачком возрастет, а затем упадет до значения, меньшего начального. Оба процесса показаны на рис. 3. Кривые построены в соответствии с приведенными выше соотношениями.

На рис. 4 представлены осциллограммы, иллюстрирующие оба случая скачкообразного изменения нагрузки. Осциллограммы снимались для следующих параметров трехфазного инвертора тока: $L_d = 6,5 \text{ гн}$, $R_d = 85 \text{ ом}$, $C_{\text{н}} = 77 \text{ мкФ}$. Изменение нагрузки производилось подключением параллельно нагрузке или отключением индуктивности $L = -0,22 \text{ гн}$. Для указанных параметров расчетное относительное значение амплитуды выходного напряжения сразу после отключения этой индуктивности равно:

$$(U_{m1}/U_{m0})_{\text{расч}} = 0,562.$$

Экспериментальное значение составляет

$$(U_{m1}/U_{m0})_{\text{эксп}} = 0,606.$$

Соответственно для случая наброса индуктивной нагрузки

$$(U_{m1}/U_{m0})_{\text{расч}} = 1,78; \quad (U_{m1}/U_{m0})_{\text{эксп}} = 1,65.$$

Удовлетворительное совпадение расчетных и экспериментальных результатов показывает, что приведенные соотношения достаточно полно описывают переходные процессы в инверторе тока при сделанных допущениях.

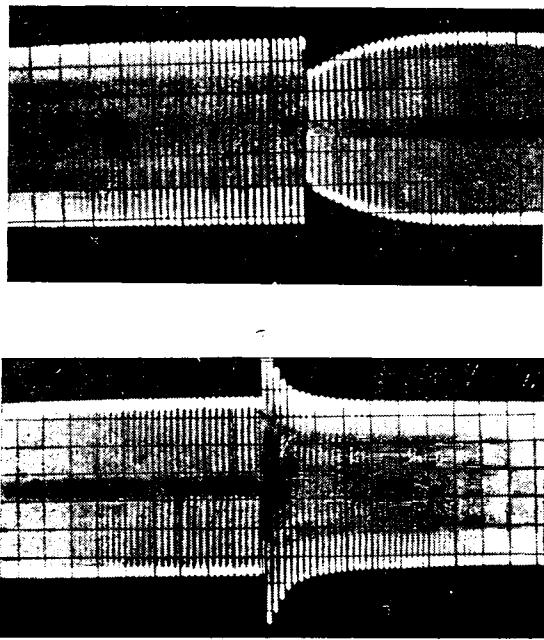


Рис. 4. Осциллограммы процессов, изображенных на рис. 3.

В однофазном инверторе переходные процессы будут описываться аналогичными соотношениями, изменяются лишь значения некоторых постоянных коэффициентов. Учет влияния коммутации также не вносит принципиальных изменений в характер протекания переходных процессов. Характер процессов может существенно изменяться, если инвертор нагружен на колебательный контур с малым затуханием. Однако рассмотрение этого вопроса выходит за рамки данной статьи.

Устойчивость регулирования автономного инвертора. Наиболее просто исследовать устойчивость регулирования при малых отклонениях для случаев, ограниченных теми же допущениями, которые были приняты при описании переходных процессов.

На рис. 5 показана структурная схема системы регулирования инвертора тока.

Электромагнитный процесс в замкнутой системе, изображенной на рис. 5, описывается следующей системой уравнений:

$$L_d \frac{dI_d}{dt} + (R_L + R_d + R_i) I_d = U_d;$$

$$I = \frac{\sqrt{6}}{\pi} I_d = U_\Phi Y;$$

$$Y = \frac{1}{Z_h} = \sqrt{b^2 + g^2}; \quad b = b_h - b_L;$$

$$\cos \beta = \frac{g}{Y}; \quad b_L = \frac{2}{\pi} b_0 \left(\alpha - \frac{1}{2} \sin 2\alpha \right);$$

$$\Delta \alpha = K_1 W(p) \Delta U_\Phi.$$

После упрощений получим уравнения в операторной форме:

$$U_d = \frac{\pi}{\sqrt{6}} I L_d p + \frac{\pi}{\sqrt{6}} (R_L + R_d) I + \frac{3\sqrt{6}}{\pi} U_\Phi \cos \beta; \quad (12)$$

$$I = U_\Phi Y; \quad (13)$$

$$Y = \sqrt{(b_h - b_L)^2 + g^2}; \quad (14)$$

$$\cos \beta = \frac{g_h}{Y}; \quad (15)$$

$$b_L = \frac{2}{\pi} b_0 \left(\alpha - \frac{1}{2} \sin 2\alpha \right); \quad (16)$$

$$\Delta \alpha = K_1 W(p) \Delta U_\Phi. \quad (17)$$

Здесь (12) — уравнение динамики изменения тока I , (13) — уравнение, связывающее ток, напряжение и проводимость на выходе преобразователя, (14) — уравнение проводимости, (15) — уравнение для фазового угла преобразователя и нагрузки, (16) — уравнение проводимости индукционного регулятора, (17) — уравнение автоматического регулятора с передаточной функцией $W(p)$ и коэффициентом усиления (радианы на вольт) K_1 . Если эту систему записать в малых отклонениях, то она примет следующий вид:

$$0 = \frac{\pi}{\sqrt{6}} L_d p \Delta I + \frac{\pi}{\sqrt{6}} (R_L + R_d) \Delta I + \frac{3\sqrt{6}}{\pi} \cos \beta \Delta U_\Phi - \frac{3\sqrt{6}}{\pi} U_\Phi \sin \beta \Delta \beta;$$

$$\Delta I = U_\Phi \Delta Y + Y \Delta U_\Phi;$$

$$\Delta Y = -b \Delta b_L / Y;$$

$$-\sin \beta \Delta \beta = -g_h \Delta Y / Y^2;$$

$$\Delta b_L = \frac{2}{\pi} b_0 (1 - \cos 2\alpha) \Delta \alpha;$$

$$\Delta \alpha = K_1 W(p) \Delta U_\Phi.$$

Если из этой системы исключить все переменные, за исключением ΔU_Φ , то получим характеристическое уравнение

$$\begin{aligned} & \frac{3\sqrt{6}}{\pi} \cos \beta + \frac{\pi}{\sqrt{6}} Y (R_L + R_d) + \frac{6\sqrt{6}}{\pi^2} \frac{U_\Phi b_0}{Y} \times \\ & \times K_1 W(p) (1 - \cos 2\alpha) \left(\frac{g_h}{Y^2} - \frac{\pi^2 (R_L + R_d)}{18} \right) + \\ & + \frac{\pi}{\sqrt{6}} L_d Y p - \frac{\sqrt{2} L_d U_\Phi b_0}{\sqrt{3} Y} K_1 (1 - \cos 2\alpha) p W(p) = 0. \end{aligned} \quad (18)$$

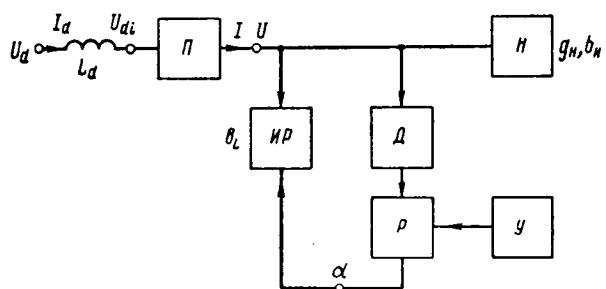


Рис. 5. Структурная схема системы регулирования инвертора тока.

P — преобразователь; L_d — гладящий дроссель; IR — индуктивный регулятор, индуктивность которого меняется при изменении угла регулирования; H — нагрузка, включающая в себя компенсирующие емкости; D — датчик напряжения; Y — элемент сравнения; P — регулятор.

Если регулятор безынерционный, т. е. $W(p) = 1$, то характеристическое уравнение имеет вид:

$$\begin{aligned} & \frac{3\sqrt{6}}{\pi} \cos \beta + \frac{\pi}{\sqrt{6}} Y (R_L + R_d) + \frac{6\sqrt{6}}{\pi^2} \frac{U_\Phi b b_0}{Y} \times \\ & \times K_1 (1 - \cos 2\alpha) \left(\frac{g_h}{Y^2} - \frac{\pi^2 (R_L + R_d)}{18} \right) = \\ & = p \left[\frac{\sqrt{2} L_d U_\Phi b b_0}{\sqrt{3} Y} K_1 (1 - \cos 2\alpha) - \frac{\pi}{\sqrt{6}} L_d Y \right]. \quad (19) \end{aligned}$$

Поскольку в реальных установках всегда

$$\frac{g_h}{Y^2} > \frac{\pi^2 (R_L + R_d)}{18},$$

условие устойчивости определяется неравенством

$$\frac{\pi}{\sqrt{6}} L_d Y > \frac{\sqrt{2} L_d U_\Phi b b_0}{\sqrt{3} Y} K_1 (1 - \cos 2\alpha)$$

или

$$K_1 < \frac{\pi}{2} \frac{Y^2}{U_\Phi b b_0 (1 - \cos 2\alpha)}. \quad (20)$$

Таким образом, если регулятор безынерционный, то при больших коэффициентах усиления система становится неустойчивой. Отметим, что условие (20) является необходимым, но может быть недостаточным.

При наличии в регуляторе инерционного звена, когда $W(p) = \frac{1}{1 + \tau p}$, характеристическое уравнение (18) принимает вид:

$$p^2 + p \left[\frac{1}{T} + \frac{1}{\tau} - \frac{2}{\pi} \frac{U_\Phi b b_0}{Y^2 \tau} K_1 (1 - \cos 2\alpha) \right] + \\ + \frac{1}{T \tau} + \frac{36}{\pi^3} \frac{U_\Phi b b_0 K_1 (1 - \cos 2\alpha)}{\pi Y^2 L_d} \left[\frac{g_h}{Y^2} - \frac{\pi^2 (R_L + R_d)}{18} \right], \quad (21)$$

где

$$T = \frac{L_d}{R_L + R_d + R_i}.$$

Система устойчива при

$$\frac{1}{\tau} + \frac{1}{T} > \frac{2U_\Phi b b_0 (1 - \cos 2\alpha) K_1}{\pi Y^2 \tau}, \quad (22)$$

это условие может быть записано в следующем виде:

$$\frac{\tau}{L_d} > \frac{\pi}{9 \cos \beta} \left[\frac{U_\Phi b b_0 K_1 (1 - \cos 2\alpha)}{Y} - \frac{\pi Y}{2} \right]. \quad (23)$$

Таким образом, при прочих равных условиях и увеличении L_d , K_1 или β для обеспечения устойчивости необходимо увеличивать постоянную времени регулятора.

Автоколебания при больших коэффициентах усиления. Выше было показано, что при внезапном сбросе индуктивной нагрузки напряжение на выходе инвертора сначала резко падает, затем начинает возрастать по экспоненте, как это показано на рис. 3,а. Регулятор инвертора настраивается всегда так, что при уменьшении напряжения он уменьшает индуктивную проводимость b_L . Так как при сбросе нагрузки напряжение на выходе инвертора резко

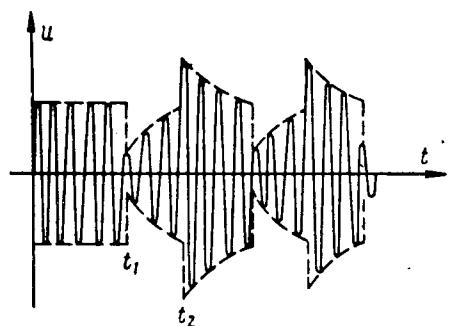


Рис. 6. Кривая изменения напряжения на выходе преобразователя при большом коэффициенте усиления регулятора.

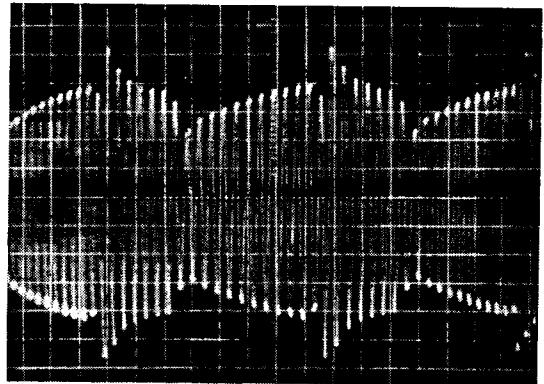


Рис. 7. Осциллограмма напряжения на выходе преобразователя, иллюстрирующая процесс автоколебаний при большом коэффициенте усиления регулятора.

падает, то регулятор сбрасывает индуктивную нагрузку еще больше. Если регулятор безынерционный, а коэффициент усиления достаточно велик, то практически вся регулирующая индуктивность будет в первый момент времени t_1 отключена и, таким образом, к сбросу внешней нагрузки добавится и сброс нагрузки, вызванной регулятором. В результате посадка напряжения в первый момент времени окажется более глубокой. При большом коэффициенте усиления регулятор будет держать регулирующую индуктивность запертой до тех пор, пока напряжение не возрастет до напряжения установки (момент t_2 на рис. 6).

В момент t_2 регулятор с большим коэффициентом усиления введет практически всю индуктивность регулирующего дросселя, так как напряжение инвертора превысит напряжение установки. Произойдет наброс нагрузки и, следовательно, возникнет скачок напряжения. Регулятор будет держать регулирующую индуктивность включенной до тех пор, пока напряжение не спадет до напряжения установки. Когда оно станет ниже напряжения установки, снова произойдет сброс индуктивности регулятором и т. д. Таким образом, возникнут автоколебания инвертора.

На рис. 6 показана кривая переменного напряжения инвертора. Осциллограмма автоколебаний изображена на рис. 7.

[21.10.1964]

Электрическая прочность воздушного промежутка между каналом открытой дуги и плоскостью

Кандидат техн. наук М. А. АРОНОВ

Московский энергетический институт

Постановка задачи. При решении ряда практических задач необходимо знать характеристики электрической прочности воздушного пространства вокруг канала открытой электрической дуги. В частности, такие характеристики потребовались для выбора допустимых изоляционных расстояний при отключении разъединителями внутренней установки 6—35 кв ненагруженных трансформаторов.

Можно указать на ряд работ, в которых приводятся некоторые сведения об электрической прочности воздушного пространства вокруг канала дуги или так называемого пламени дуги. В [Л. 1 и 2] указывается на то, что электрическая прочность пламени дуги очень мала, в [Л. 3] приводится ряд методов определения границы области распространения дуги. Но никаких количественных данных, полученных опытным путем, в этих работах не приводится. Описание некоторых измерений минимальных допустимых расстояний между каналом открытой дуги и заземленными конструкциями дается в [Л. 4]. Однако точность измерений в этих опытах была низкой, а результаты довольно сомнительными.

В связи с изложенным потребовалось провести экспериментальное исследование электрической прочности воздушного пространства вокруг канала открытой дуги как для выявления основных зависимостей этой прочности от различных факторов, так и для определения допустимых изоляционных расстояний между каналом дуги и металлическими конструкциями.

Объект и условия эксперимента. Объектом исследования явился воздушный промежуток, одним электродом которого был канал открытой дуги переменного тока промышленной частоты, а вторым — металлический холодный электрод-плоскость.

Применение плоскости в качестве металлического электрода давало возможность по аналогии с промежутками вида стержень — плоскость, провод — плоскость и т. п. получить данные о минимальной электрической прочности промежутков с одним дуговым электродом. Применение плоскости удобно и потому, что из-за большого различия в форме металлического и дугового электродов можно достаточно четко выявить влияние полярности приложенного напряжения на разрядные характеристики исследуемого промежутка.

Для исследования влияния величины тока в канале дуги на разрядные характеристики промежутка дуговой канал — плоскость потребовалось проводить измерения при разных величинах этого тока. Для решения практической задачи о допустимых изоляционных расстояниях при отключении малых токов разъединителями внутренней установки 6—35 кв не требовалось проводить измерения при токах дуги выше 20 а. Поэтому задача была ограничена исследованием электрической прочности воздушного пространства вокруг открытой дуги с то-

ками не выше 20 а, т. е. с так называемыми малыми токами.

Влияние формы и полярности приложенного напряжения на разрядные характеристики промежутка дуговой канал — плоскость исследовалось при постоянном напряжении положительной и отрицательной полярности, а также при переменном напряжении промышленной частоты.

Для оценки влияния восходящих тепловых потоков воздуха над дуговой зоной на электрическую прочность возникла необходимость в проведении опытов при двух расположениях плоскости относительно дуговой зоны: вертикальном, сбоку от этой зоны (боковое расположение) и горизонтальном, над зоной (верхнее расположение).

Экспериментальная установка. Для решения поставленных задач потребовалось создать экспериментальную установку, которая позволяла бы возбуждать открытую дугу с начальным током заданной величины, получать высокое регулируемое напряжение положительной и отрицательной полярности относительно земли, а также переменное напряжение частоты 50 гц, измерять ток дуги и высокое напряжение, фиксировать положение дугового канала относительно плоскости в момент разряда при различных величинах разрядного напряжения. Схема установки показана на рис. 1.

Было применено два источника — синхронный генератор 730 ква, 6 кв для питания открытой дуги и высоковольтный трансформатор (T_{p1}) с выпрямителем (В), плавной регулировкой величины (АТр) и фазы (ФР) напряжения для получения высокого испытательного напряжения.

Источник для питания дуги позволял получать открытую дугу с начальным током от 2,5 до 20 а, а высоковольтная установка была рассчитана на устойчивую работу при напряжении до 60 кв. Как видно из рис. 1, в схеме высоковольтного источника предусмотрено получение постоянного напряжения положительной и отрицательной полярности, а также переменного напряжения 50 гц.

Дуга возбуждалась при отключении индуктивного тока вертикально расположенным разъединителем (1) типа РВ-6.

Высокое испытательное напряжение подавалось на плоскость (2), а один из выводов разъединителя заземлялся, т. е. это напряжение было постоянно приложено между дугой и плоскостью.

В качестве металлического электрода — плоскости был применен специальный цилиндрический медный электрод большого радиуса кривизны. Использование электрода такой формы позволило исключить влияние его краев на электрическое поле в разрядном промежутке. При этом для тех относительно небольших расстояний между дугой и электродом, при которых производились измерения, цилиндрический электрод можно было считать с достаточной степенью приближения плоскостью.

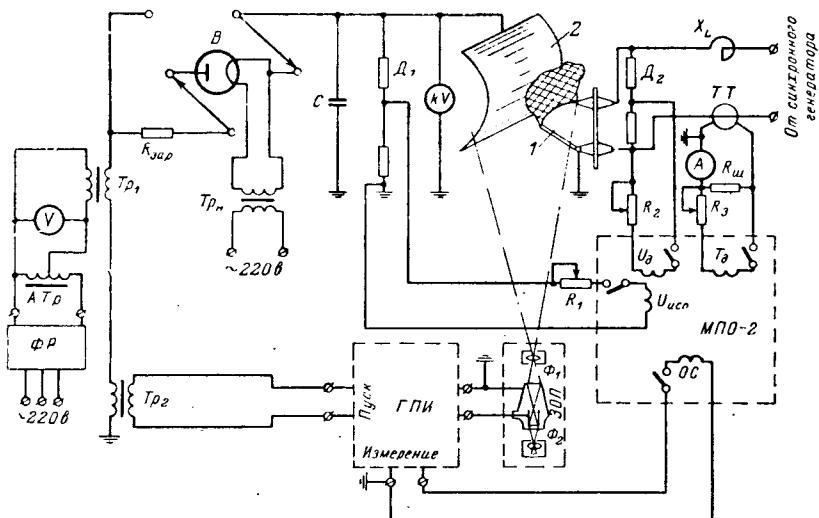
Ток (i_d), напряжение (u_d) дуги и высокое испытательное напряжение ($U_{исп}$) осциллографировались осциллографом МПО-2.

Сложность экспериментов состояла в том, что дуговой канал, все время перемещаясь в пространстве, занимал в момент разряда какое-то одно из своих положений. Для измерения разрядного промежутка требовалось зафиксировать на фотопленке положение дугового канала относительно плоскости в момент разряда, связав этот фотоснимок с мгновенным значением высокого испытательного напряжения при разряде. Для получения таких фотографий необходимо иметь фотоустановку, затвор которой срабатывал бы практически безынерционно в момент возникновения разряда. Этим требованиям отвечает фотоустановка с электронно-оптическим преобразователем (ЭОП), примененная в данной работе. Фотоустановка была выполнена из трех основных узлов: электронно-оптического блока из двух фотоаппаратов (Φ_1 и Φ_2) и малогабаритной электронно-оптической трубки; генератора прямоугольных импульсов (ГПИ) на 8 кв; пускового трансформатора ($T_{р2}$), включенного в нейтраль высоковольтного трансформатора. Роль безынерционного затвора в данной системе играет трубка ЭОП, управление которой осуществляется ГПИ путем включения и отключения анодного напряжения.

Схема ЭОП была приспособлена для двух режимов работы: импульсного, когда в момент разряда на трубку ЭОП подавался одиночный прямоугольный импульс продолжительностью около 0,002 сек, и режима отсечки, когда в момент разряда предварительно поданное на трубку ЭОП напряжение резко снижалось до нуля. Импульсный режим был использован для однократных снимков канала дуги при измерениях разрядных характеристик, а режим отсечки — для снимков дуговой зоны при получении экспериментальных данных о минимальных допустимых изоляционных расстояниях между дуговой зоной и плоскостью.

Применение ЭОП для фотографирования оказалось чрезвычайно эффективным. Обладая высокой фоточувствительностью и имея чувствительный пуск от броска разрядного тока, ЭОП обеспечил практически безынерционную фотосъемку дуги в момент разряда между дугой и плоскостью. Использование чувствительной фотопленки дало возможность фотографировать с экспозицией около 0,002 сек, что позволило практически не считаться с перемещением дугового канала за время экспозиции. С другой стороны, схема получилась достаточно надежной. Так из 580 опытов, проведенных непосредственно после окончательной отладки схемы, только 9 раз или в 1,5% случаев были замечены отказы в работе схемы ЭОП.

Особенности опытов и объем измерений. Опыты проводились таким образом, что испытательное напряжение было длительно приложено к неподвижной плоскости. Открытая дуга, возбужденная на некотором расстоянии от плоскости, перемещалась



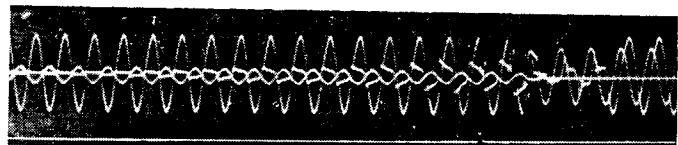
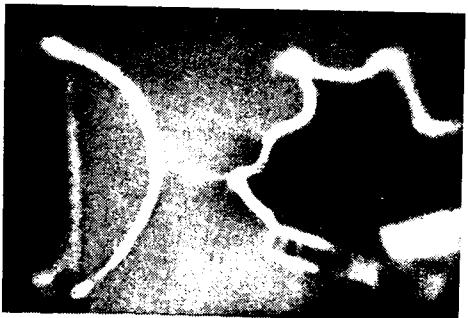


Рис. 2. ЭОП-фотография и осциллограмма, полученные при пробое промежутка дуговой канал — плоскость переменным напряжением. Расположение плоскости боковое.

$I_0=10$ а; $U_{исп}=42$ кв; $U_p=58,2$ кв; $\leftarrow\rightarrow$ плоскость — $\leftarrow\rightarrow$ дуга; $r=11,6$ см; ЭОП работал в импульсном режиме.

допустимых изоляционных расстояний между дугой и окружающими металлическими предметами. В связи с этим изоляционные характеристики были получены экспериментально. В опытах плоскость располагалась таким образом, что из общего числа измерений при данных величинах I_0 и $U_{исп}$ примерно половина сопровождалась пробоями промежутка, а в остальных пробой отсутствовали. ЭОП работал в режиме отсечки. На фотографиях без пробоев фиксировалась полная боковая проекция дуговой зоны, т. е. объема пространства, занимаемого дугой во время ее горения. По фотографиям с пробоями измерялись разрядные расстояния S_p , т. е. минимальные расстояния в свету между границей дуговой зоны и плоскостью, а по фотографиям без зарядов подобным же образом измерялись изоляционные расстояния $S_{из}$. Такая методика хотя и внесла погрешности при определении размеров, но оказалась единственной возможной, так как импульсный режим работы ЭОП не позволил бы получить фотографии изоляционных расстояний.

Во время проведения опытов были обнаружены значительные разбросы в измеряемых величинах при соблюдении постоянства условий эксперимента. В связи с этим опыты пришлось проводить сериями по 30—60 измерений в каждой серии, сохраняя неизменными основные влияющие на разрядные характеристики факторы: отключаемый ток I_0 , испытательное напряжение $U_{исп}$, расположение плоскости относительно дуговой зоны.

Был выполнен следующий объем экспериментальной работы. Измерение разрядных характеристик на постоянном напряжении при боковом и верхнем расположении плоскости. Для каждого расположения опыты проводились при токах $I_0=5$; 10 и 20 а и напряжениях $U_{исп}=6$; 14; 35 кв, как при полярности $\leftarrow\rightarrow$ плоскость — $\leftarrow\rightarrow$ дуговой канал, так и при $\leftarrow\rightarrow$ плоскость — $\leftarrow\rightarrow$ дуговой канал.

Измерение разрядных характеристик на переменном напряжении промышленной частоты при бо-

ковом расположении плоскости $I_0=10$; 20 а, $U_{исп}=10$ и 39÷42 кв.

Измерение изоляционных и разрядных характеристик промежутка между границей дуговой зоны и плоскостью на переменном напряжении промышленной частоты при боковом и верхнем расположении плоскости. Для бокового расположения опыты проводились при токах $I_0=5$, 10 и 20 а и напряжениях $U_{исп}=8$; 25; 60 кв, а для верхнего расположения — при токах $I_0=2,5$; 5; 10 и 20 а и напряжениях $U_{исп}=8$; 25; 40 кв.

Полный объем экспериментальной работы составил около 3000 опытов.

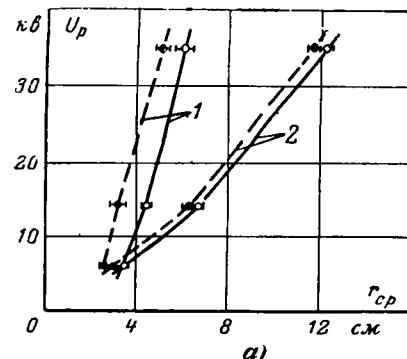
Статистическая обработка. Весь опытный материал был подвергнут статистической обработке, которая проводилась по ранее использованной методике [Л. 5]. Как следует из приведенных выше данных, опыты проводились при фиксированных значениях I_0 и $U_{исп}$, а разбросы получались в величинах разрядных или изоляционных расстояний. Для большинства опытов обрабатывались статистически разбросы в величинах именно этих характеристик (r , S_p , $S_{из}$). Исключение составляют данные, полученные при измерениях разрядных характеристик на переменном напряжении. В этих данных обрабатывались разбросы как в величинах разрядных расстояний при фиксированных мгновенных разрядных напряжениях U_p , так и разбросы в величинах мгновенных разрядных напряжений при фиксированных разрядных расстояниях. С помощью критерия Колмогорова было доказано, что разбросы в опытных значениях подчиняются нормальному закону распределения вероятностей.

Анализ погрешностей измерений позволил сделать вывод о том, что разбросы определяются главным образом физической природой самого явления.

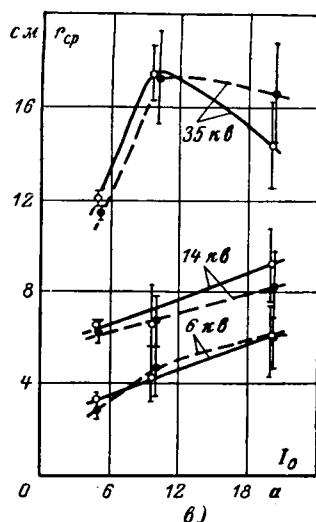
Для каждой серии измерений были рассчитаны средние величины и средние квадратические отклонения с их доверительными интервалами. Как и в [Л. 5] расчеты проводились с надежностью $P=0,99$. Кроме того, рассчитывались предельные возможные значения исследуемых характеристик.

Средние величины использовались для оценки влияния различных факторов на ход разрядных характеристик промежутка дуговой канал — плоскость. Предельные возможные значения применялись при разработке практических рекомендаций. Так, например, были рассчитаны кривые допустимых изоляционных расстояний между дуговой зоной и плоскостью. С учетом этих кривых были составлены практические рекомендации по отключению ненагруженных трансформаторов разъединителями внутренней установки 6—35 кв [Л. 6 и 7].

Основные зависимости разрядных характеристик промежутка дуговой канал — плоскость. Анализ средних величин показал, что разрядные характеристики $U_p=f(r_{cp})$ и $U_p=f(S_{p,cp})$ монотонно растут как при постоянном испытательном напряжении положительной и отрицательной полярности (рис. 3), так и при переменном испытательном напряжении (рис. 4 и 5). При этом с увеличением значений U_p и r_{cp} большей частью увеличиваются и разбросы в разрядных характеристиках. На графиках рис. 3 и 4 это положение подтверждается увеличением доверительных интервалов ($\pm \epsilon_a$). Особо-



a)



b)

Рис. 3. Разрядные характеристики промежутка дуговой канала — плоскость при постоянном напряжении.

— · · · · · — дуга — · · · · · — плоскость; — · · · · · — дуга — · · · · · — плоскость; 1 — O — доверительный интервал $r_{cp} \pm \delta_{cp}$; a —

$U_p = f(r_{cp})$ при $I_0 = 5$ a; 1 — боковое расположение плоскости; 2 — верхнее расположение плоскости боковое; 3 — то же, расположение плоскости верхнее.

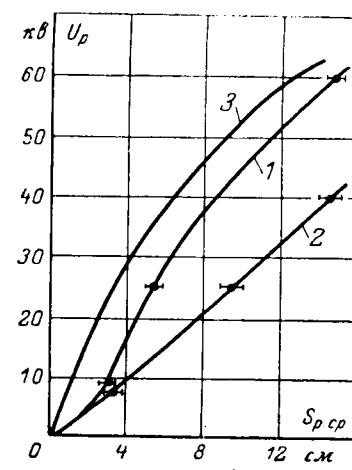
5) $U_p = f(r_{cp})$ при $I_0 = 5$ a; 1 — боковое расположение плоскости; 2 — верхнее расположение плоскости боковое; 3 — то же, расположение плоскости верхнее.

бенно наглядно увеличение разбросов видно на рис. 5, где показаны опытные зоны разбросов $U_p = f(r)$ для переменного испытательного напряжения. Одной из возможных и, видимо, существенных причин столь значительных разбросов является большое различие в форме дугового электрода между отдельными опытами.

Электрическая прочность воздушных промежутков между дуговым каналом и плоскостью значительно ниже аналогичной характеристики промежутков между двумя металлическими электродами (рис. 4, a).

Электрическая прочность воздушного пространства над дуговой зоной (при верхнем расположении плоскости) оказалась примерно в 1,2—2 раза ниже электрической прочности этого пространства сбоку от дуговой зоны (при боковом расположении плоскости). Это следует из сравнения кривых рис. 3 и 4 для бокового и верхнего расположения плоскости. Указанное обстоятельство говорит о существенном влиянии распределения температурного поля вокруг дугового канала на разрядные характеристики. В самом деле, отличие пространства сбоку от дуговой зоны от пространства над этой зоной заключается в том, что последнее имеет более высокую температуру за счет постоянного движения нагретых масс воздуха вверх при горении дуги.

Установлено, что разрядные напряжения промежутка дуговой канал — плоскость практически зависят только от величины начального тока дуги I_0 , причем в зависимостях разрядных расстояний от тока I_0 при фиксированных разрядных напряжениях был обнаружен во многих случаях характерный максимум при токе I_0 около 10 a, т. е. наблюдалось увеличение электрической прочности с ростом тока от 10 до 20 a (рис. 3, б и в; 4, б и в).



a)

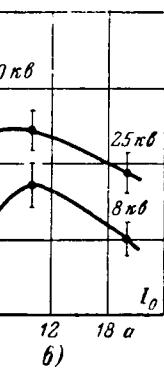
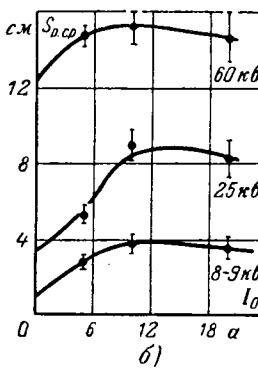


Рис. 4. Разрядные характеристики промежутка между границей дуговой зоны и плоскостью при переменном напряжении.

а) $U_p = f(S_{p, cp})$ при $I_0 = 5$ a; 1 — боковое расположение плоскости; 2 — верхнее расположение плоскости; 3 — оба электрода металлические; б) $S_{p, cp} = f(I_0)$ при фиксированных напряжениях $U_p = U_{сп}$; расположение плоскости боковое; в) — то же, расположение плоскости верхнее.

Полярность высокого постоянного испытательного напряжения оказала сравнительно небольшое влияние на ход разрядных характеристик (рис. 3). При боковом расположении плоскости электрическая прочность промежутков положительная плоскость — отрицательный дуговой канал получилась несколько выше; при верхнем расположении плоскости разрядные характеристики для различных полярностей испытательного напряжения, как правило, совпадали. При переменном испытательном напряжении пробои происходили как при положительной, так и при отрицательной полярности мгновенных разрядных напряжений; зоны разбросов разрядных характеристик в обоих случаях практически совпали (рис. 5).

Уже отмечалось, что при исследовании разрядных характеристик на переменном напряжении и при их оценке по мгновенным величинам напряжения в момент разряда были обнаружены значительно большие разбросы, чем при постоянном напряжении. Это объясняется разбросами не только в величинах разрядных расстояний, но и в величинах мгновенных разрядных напряжений. Однако было выявлено, что на формирование разряда оказывает решающее влияние не столько мгновенное

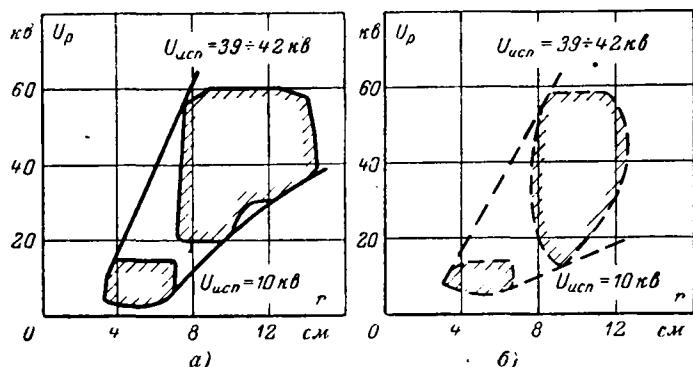


Рис. 5. Зоны разбросов опытных разрядных характеристик промежутка дуговой канал — плоскость при фиксированных действующих значениях переменного напряжения $U_{\text{исп}}$. Расположение плоскости боковое; $I_0=10$ а.

а — \leftrightarrow плоскость — \rightarrow дуга; б — \rightarrow плоскость — \leftrightarrow дуга.

разрядное напряжение, сколько длительно приложенное к промежутку дуговой канал — плоскость напряжение. Этот вывод был использован при измерениях изоляционных расстояний между границей дуговой зоны и плоскостью, что необходимо для практических целей. В этих опытах как разрядные, так и изоляционные характеристики определялись по действующим значениям длительно приложенного испытательного напряжения (см., например, рис. 4).

Оценка влияния температурного поля вокруг канала открытой дуги на разрядные характеристики промежутка дуговой канал — плоскость. Выше было показано, что разрядные характеристики промежутка дуговой канал — плоскость значительно ниже аналогичных характеристик промежутков с холодными электродами.

Для объяснения этого явления предполагалось, что основной причиной снижения разрядных напряжений промежутка дуговой канал — плоскость, также как и для промежутков с металлическими электродами, является влияние температурного поля вокруг дугового канала на объемную ионизацию.

Для доказательства этого положения разработана методика расчета разрядных напряжений U_p промежутка S_p с нагретым электродом и заданным температурным полем по известным разрядным напряжениям U_{px} того же промежутка, но с холодными электродами и нормальной температурой воздуха. Было предложено два варианта расчетов для двух несколько различных условий возникновения разряда:

а) по условию [Л. 8—10], что для данной геометрии разрядного промежутка

$$\int_0^{S_p} \alpha_x dx = \text{пост.}$$

б) по условию Мика [Л. 8], составленного применительно к стримерной теории разряда.

Расчетное выражение по первому условию имеет вид:

$$\int_0^{S_p} \alpha_{xx} dx = \int_0^{S_p} \alpha_{xt} dx. \quad (1)$$

На основании условия Мика было составлено расчетное уравнение:

$$\frac{U_p}{U_{px}} = \frac{\alpha_{at}}{\alpha_{ax}} \exp \left[\int_0^{S_p} \alpha_{xt} dx - \int_0^{S_p} \alpha_{xx} dx \right]. \quad (2)$$

Здесь индекс a соответствует точке около анода промежутка.

Коэффициент объемной ионизации α_x в данной точке x выражался известной формулой [Л. 8—10]:

$$\alpha_x = Ap \frac{T_0}{T_x} e^{-\frac{B_p T_0}{E_x T_x}}.$$

Величины $Ap = 5200 \text{ л/см}$ и $B_p = 184 \text{ кв/см}$ взяты на основании экспериментальных данных Сандерса [Л. 8] для $p = 760 \text{ мм рт. ст.}$; E_x — напряженность электрического поля в данной точке промежутка; $T_0 \approx 300^\circ \text{К}$; T_x — значение температуры в данной точке промежутка.

Для промежутка с температурным полем коэффициент объемной ионизации α_{xt} определяется с учетом распределения температурного $T_x = f(x)$ и электрического $E_{xt} = f(U_p, x)$ полей.

Для промежутка без температурного поля коэффициент α_{xx} рассчитывался при $T_x = T_0$ и $E_{xx} = f(U_{px}, x)$.

Прежде чем применить указанную методику к расчетам разрядных характеристик такого сложного промежутка как дуговой канал — плоскость, пришлось провести ее экспериментально-расчетную проверку на более простом промежутке. Для этой цели исследовались промежутки между нагретыми цилиндрическими электродами и плоскостью. Температура на поверхности цилиндров составляла около 1100°К . Радиусы цилиндров $r_p = 1, 2, 4$ и 6 мм . Расположение электродов вертикальное. В принятой модели практически не сказывались такие факторы, как термическая ионизация, фотоионизация, диффузия заряженных частиц из канала в разрядный промежуток и т. п. Основное влияние на разрядные напряжения оказывало температурное поле вокруг стержня.

Необходимое для расчетов распределение температуры вокруг нагретого стержня было вычислено по безразмерному температурному профилю при свободной конвекции для середины прогретого участка цилиндра [Л. 11]. За электрическое поле в разрядном промежутке принималось поле между цилиндром малого радиуса и плоскостью. При этом, поскольку не учитывалось искажение этого поля объемным зарядом, расчеты и опыты имели смысл проводить для относительно небольших разрядных промежутков ($S_p = 1-3 \text{ см}$), для которых электрическое поле можно было считать слабо неоднородным. Кроме того, согласно [Л. 8] только при положительной полярности электрода с большой кривизной допустимо пренебречь влиянием пространственного заряда на условия его возникновения.

Таким образом, для расчетов и опытов были взяты разрядные промежутки между вертикальными положительно заряженными цилиндрами и плоскостью. Для каждого цилиндра были измерены две разрядные характеристики: при холодном и нагретом цилиндрическом электроде. Опыты проводи-

лись на высоковольтной установке рис. 1, цилиндры нагревались током, а температура их поверхности измерялась оптическим пирометром. Оказалось, что электрическая прочность промежутка цилиндр—плоскость при нагретом цилиндре примерно в 2 раза ниже электрической прочности этого промежутка, но при холодном цилиндре. Далее по приведенной выше методике для цилиндров были проведены расчеты, которые дали хорошее совпадение расчетных и опытных величин разрядных напряжений при нагретом цилиндре.

Для промежутка дуговой канал—плоскость была принята следующая расчетная модель. Дуговой электрод—цилиндр, диаметр которого взят из условия, что на поверхности этого цилиндра температура T_d равна 4000°K . На основании данных [Л. 12—14] было принято, что в пределах такой условной границы дуговой канал благодаря термической ионизации является идеальным проводником, а за пределами этой границы термическая ионизация полностью отсутствует. Ионизация в промежутке характеризуется коэффициентом α_{xt} . Второй электрод—металлическая плоскость. Расположение электродов вертикальное.

Температурные поля вокруг канала дуги для различных величин тока I_0 задавались по экспериментальным данным [Л. 15 и 16], полученным для вертикального расположения дугового канала.

Электрическое поле в разрядном промежутке принималось как поле промежутка цилиндр—плоскость. Поэтому с учетом сказанного выше расчеты проводились для $S_p=1/3 \text{ см}$ при положительной полярности дугового электрода и отрицательной полярности плоскости.

Как и для промежутка нагретый цилиндр—плоскость рассчитывались условия возникновения разряда в предположении, что электроды холодные, а температура воздуха $T_0=300^{\circ}\text{K}$. Радиус цилиндра соответствовал радиусу дугового канала для заданного тока I_0 , а расстояние между электродами было известно. Разрядные напряжения для этих расчетов брались как по литературным данным [Л. 17], так и по данным наших измерений. Далее при нагретом дуговом цилиндре и с учетом температурного поля подбирались такие значения разрядных напряжений, при которых выполнялись приведенные выше расчетные выражения (1) или (2).

Если учесть, что при расчетах была принята достаточно грубая модель промежутка дуговой канал—плоскость, то можно сказать, что получилось удовлетворительное совпадение расчетных и экспериментальных величин. При этом расчет дал сходную с экспериментом зависимость разрядных напряжений от величины тока дуги. Так, например, для $U_p=6 \text{ кв}$ и токов $I_0=5$ и 10 а расчеты по условию (2) дали соответственно следующие величины разрядных расстояний: $r_1=2,4$ и $2,7 \text{ см}$, что довольно близко к опытным данным (рис. 3).

Выводы. 1. При анализе данных 3000 измерений характеристик электрической прочности промежутка между дуговым каналом и плоскостью были об-

наружены значительные разбросы во всех опытных величинах при соблюдении постоянных условий эксперимента. Выявлено и доказано, что разбросы закономерны и обусловлены в основном физическими процессами, а не погрешностями измерений и подчиняются нормальному закону распределения вероятностей. С учетом этого весь экспериментальный материал обрабатывался статистически.

2. Получены зависимости, позволяющие оценить влияние на электрическую прочность промежутка дуговой канал—плоскость величины тока дуги, величины, формы и полярности приложенного напряжения, расположения плоскости по отношению к дуговой зоне.

3. Предполагается, что основное влияние на снижение электрической прочности промежутка дуговой канал—плоскость по сравнению с аналогичной характеристикой промежутка с холодными металлическими электродами оказывает температурное поле вокруг дугового канала.

Предложена расчетная методика, позволяющая учитывать влияние распределения температуры вокруг дугового канала на разрядные напряжения.

Сопоставление расчетных и опытных данных подтвердило обоснованность указанного предположения.

Литература

1. Slepian J., Flames from Electrical Arcs, «Transactions of AIEE», 1930, v. 47.
2. Третьяк Г. Т., Электрическая дуга, Госэнергоиздат, 1932.
3. Брон О. Б., Электрическая дуга в аппаратах управления, Госэнергоиздат, 1954.
4. Беленький Л. С. и Коробкова В. П., Отключающая способность разъединителей типа РЛНД и отдельителей типа ОД 110 и 35 кв, «Электрические станции», 1960, № 4.
5. Аронов М. А., Применение статистических методов при исследовании открытой электрической дуги, «Электричество», 1963, № 6.
6. Об отключении ненагруженных трансформаторов 6—35 кв разъединителями внутренней установки, «Электрические станции», Хроника, 1964, № 8.
7. Аронов М. А., Отключение ненагруженных трансформаторов 6—35 кв разъединителями внутренней установки, «Электрические станции», 1964, № 3.
8. Мик Дж., Крэгс Дж., Электрический пробой в газах, Изд. иностран. лит., 1960.
9. Под общей ред. Л. И. Сиротинского, Техника высоких напряжений, Госэнергоиздат, ч. 1, 1950.
10. Под общей ред. Д. В. Разевига, Техника высоких напряжений, Госэнергоиздат, 1963.
11. Эккерт Э. Р. и Дрейк Р. М., Теория теплоподобмена, Госэнергоиздат, 1961.
12. Буткевич Г. В., Дуговые процессы в технике высоких напряжений, Изд. МЭИ, 1956.
13. Залесский А. М., Электрическая дуга отключения, Госэнергоиздат, 1963.
14. Тиходеев Г. М., Энергетические свойства электрической сварочной дуги, Изд. АН СССР, 1961.
15. Schmitz G., Zur Temperaturverteilung im freibrennenden Kohlenlichtbogen, «Zeitschrift für Physik», Bd 126, 1949.
16. Sperling J., Das Temperaturfeld im freien Kohlenbogen, «Zeitschrift für Physik», Bd 128, 1950.
17. Смурров А. А., Электротехника высоких напряжений и передача энергии, т. 1, ГНТИ, 1931.

[21.2.1965]



Расчет токов первичной цепи магнето

Кандидат техн. наук, доц. А. А. КУЛИКОВ

ВНИИавтоприборов

Постановка задачи. Аналитическое исследование рабочего процесса магнето и связь его параметров с конструкцией можно разбить на три этапа.

1. Расчет тока разрыва и исследование зависимости его величины от параметров системы и режима работы.

2. Определение напряжения, развиваемого высоковольтной обмоткой трансформатора магнето, после размыкания контактов прерывателя.

3. Расчет магнитной системы для определения связи конструкции магнето с его параметрами.

Определение напряжения, развиваемого вторичной обмоткой магнето, в первом приближении, аналогично подобной задаче в батарейном зажигании. Работами В. А. Балагурова, В. С. Кулебакина, С. Н. Чуваева и др. с достаточной для практики точностью установлена прямая пропорциональность между током первичной цепи магнето в момент разрыва и максимальным напряжением, развиваемым его вторичной обмоткой.

Расчеты магнитной системы магнето даны в работах В. А. Балагурова, Н. Н. Разумовского, Г. Н. Сенилова и др. В настоящее время можно аналитически определить параметры магнитной цепи для определенного типа магнето и, зная их, рассчитывать потоки в магнитопроводе.

Аналитические исследования величины тока разрыва при любых параметрах магнето носили или качественный характер или аппроксимировались функциями, не удобными для программирования и решения задачи на цифровых электронных вычислительных машинах (ЦЭВМ). Кроме того, все предлагаемые методики и отдельные формулы не содержали в явном виде аргументы, характеризующие режим работы магнето (скорость вращения, абрис и угол замкнутого состояния контактов).

Объясняется это, видимо, тем, что потоки, напряжения, токи и т. д. не синусоидальны, поэтому для аналитического исследования их нужно было или каждый раз аппроксимировать соответствующую зависимость некоторой случайной функцией, или разлагать в ряд Фурье и пользоваться отработанной методикой расчета электрических цепей при синусоидальных токах и напряжениях.

Последний способ решения задачи довольно прост, но громоздок, так как требует большого количества аналогичных вычислений. Видимо поэтому он до сего времени и не разработан, хотя на возможность этого указал свыше сорока лет тому назад В. С. Кулебакин.

С появлением электронных вычислительных машин, которые обладают уже сейчас весьма большой скоростью счета, количество вычислений не является определяющим. Наоборот, поскольку при этой методике весь расчет сводится к нескольким аналогичным расчетам, то при программировании можно широко пользоваться групповыми операциями и циклированием. Следовательно, можно составить весьма экономную программу решения этой задачи на ЦЭВМ.

Вывод расчетных формул. На рис. 1 представлена схема двухполюсного магнето. Магнит 1 вращается между полюсными башмаками магнитопровода 2, на котором находится трансформатор 3 с двумя обмотками.

Первичная обмотка имеет w_1 витков, активное сопротивление ее — r_1 . Прерыватель 4 с контактами К служит для разрыва тока первичной цепи, а выключатель зажигания ВЗ при замыкании закорачивает первичную обмотку, т. е. шунтирует контакты прерывателя. Энергия высокого напряжения подается на свечи через распределитель 5.

Поскольку магнито работает при переменной скорости вращения, анализ следует начинать с величины, не зависящей от скорости. Такой величиной в магнете является магнитный поток холостого хода Φ .

Пусть известна зависимость:

$$\Phi = f(a),$$

где $a = \omega t$ — угол поворота ротора магнето;
 ω — угловая (электрическая) частота;
 t — время.

В реальных магнете эта функция резко несинусоидальна, всегда нечетна и подчиняется условию

$$f(a) = -f(a + \pi).$$

Следовательно, при разложении в ряд Фурье будут равны нулю постоянная составляющая, все коэффициенты при косинусах и коэффициенты при четных синусах.

Ряд будет иметь вид:

$$\Phi = \sum_{k=1}^N \Phi_{mk} \sin k\alpha, \quad (1)$$

где $k = 1, 3, 5, 7, \dots$ — номер гармоники¹;

N — целое нечетное положительное число.

Магнитный поток, сцепленный с первичной обмоткой трансформатора магнето, наведет в ней по закону Ленца э. д. с.

$$e = -w_1 \frac{d\Phi}{dt} = w_1 \omega \sum_{k=1}^N k \Phi_{mk} \sin \left(k\omega t - \frac{\pi}{2} \right). \quad (2)$$

Зная э. д. с. первичной обмотки, нетрудно определить по закону Ома ток установившегося короткого замыкания:

$$i_1 = w_1 \omega \sum_{k=1}^N \frac{k \Phi_{mk}}{\sqrt{r_1^2 + (k\omega L_1)^2}} \sin \left(k\omega t - \frac{\pi}{2} - \varphi_k \right), \quad (3)$$

где L_1 — индуктивность первичной обмотки трансформатора;

φ_k — фазный угол;

$$\varphi_k = \arctg \frac{k\omega L_1}{r_1}. \quad (4)$$

¹ Все нижеследующие выкладки справедливы, если ряд Фурье будет иметь любой другой вид.

Имея в виду, что

$$\omega = \frac{\pi p n}{30}, \quad (5)$$

можно получить окончательное выражение для тока установившегося короткого замыкания первичной цепи магнето:

$$i_1 = \frac{\omega_1 \pi p}{30} n \sum_{k=1}^N \frac{k \Phi_{m_k}}{\sqrt{r_1^2 + \left(\frac{\pi p k n}{30} L_1\right)^2}} \times \times \sin\left(k\alpha - \frac{\pi}{2} - \varphi_k\right). \quad (6)$$

Ток установившегося короткого замыкания проходит в первичной цепи магнето только при замкнутом положении выключателя зажигания ВЗ.

В том случае, когда ВЗ разомкнут и ток течет через контакты прерывателя, он называется током ударного короткого замыкания. Этот ток, как известно, равен:

$$i_{1y} = i_1 - i_{1cb} = i_1 - I_{10} e^{-\frac{r_1}{L_1} t}, \quad (7)$$

где I_{10} — значение тока установившегося короткого замыкания в момент замыкания контактов прерывателя.

Определим значение I_{10} , подставив в уравнение (6) вместо текущей координаты $\alpha = \omega t$ значение угла поворота ротора в момент замыкания контактов $\alpha_3 = \omega t_3$:

$$I_{10} = \sum_{k=1}^N I_{mk} \sin\left(k\alpha_3 - \frac{\pi}{2} - \varphi_k\right), \quad (8)$$

где

$$I_{mk} = \frac{\omega_1 \pi p k n \Phi_{m_k}}{30 \sqrt{r_1^2 + \left(\frac{\pi p k n}{30} L_1\right)^2}}.$$

Подставив (6) и (8) в уравнение (7) и учитывая равенство (5), нетрудно получить развернутое выражение для тока ударного короткого замыкания:

$$i_{1y} = \sum_{k=1}^N \frac{\omega_1 \pi p k n \Phi_{m_k}}{30 \sqrt{r_1^2 + \left(\frac{\pi p k n}{30} L_1\right)^2}} \times \times \sin\left(k\alpha - \frac{\pi}{2} - \varphi_k\right) - - \left[\sum_{k=1}^N \frac{\omega_1 \pi p k n \Phi_{m_k}}{30 \sqrt{r_1^2 - \left(\frac{\pi p k n}{30} L_1\right)^2}} \times \times \sin\left(k\alpha_3 - \frac{\pi}{2} - \varphi_k\right) \right] e^{-\frac{r_1(\alpha_p - \alpha_3)}{L_1 \pi p n}} \left(\frac{\alpha - \alpha_3}{57,2} \right). \quad (9)$$

В действительности контакты прерывателя магнето вибрируют, попаременно то замыкая, то размыкая цепь. Во время замкнутого состояния контактов ток первичной цепи будет изменяться от нуля до некоторого значения I_p , при котором контакты прерывателя под действием кулачка разомкнутся и разорвут цепь. Ток при этом снова упадет до нуля.

5*

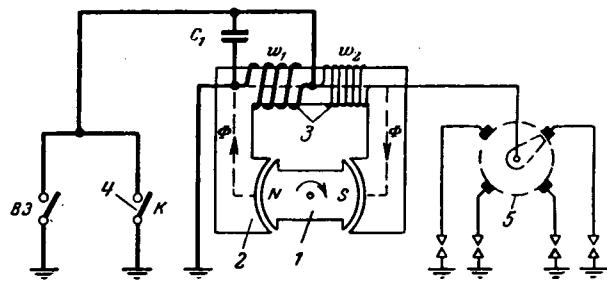


Рис. 1. Схема двухполюсного магнето.

Время замкнутого состояния контактов, определяемое числом пар полюсов магнето, скоростью вращения и профилем кулачка, можно определить по формуле

$$t_{3-p} = \frac{30 \alpha_{3-p}}{57,2 \pi p n} = \frac{\alpha_{3-p}}{0,167 p n}, \quad (10)$$

где α_{3-p} — угол замкнутого состояния контактов, град.

Если в уравнении (9) заменить текущую координату α на фиксированную α_p , то нетрудно написать выражение для тока разрыва магнето:

$$I_p = \frac{\omega_1 \pi p}{30} n \left\{ \sum_{k=1}^N \frac{k \Phi_{m_k}}{\sqrt{r_1^2 + \left(\frac{\pi p k n}{30} L_1\right)^2}} \times \times \sin\left(k\alpha_p - \frac{\pi}{2} - \varphi_k\right) - - \left[\sum_{k=1}^N \frac{k \Phi_{m_k}}{\sqrt{r_1^2 - \left(\frac{\pi p k n}{30} L_1\right)^2}} \times \times \sin\left(k\alpha_3 - \frac{\pi}{2} - \varphi_k\right) \right] e^{-\frac{r_1(\alpha_p - \alpha_3)}{0,167 L_1 p n}} \right\}. \quad (11)$$

При общепринятом допущении:

$$U_{2\max} \equiv I_p$$

зависимость $I_p = f(n)$ является основной характеристикой искрового зажигания и носит название рабочей характеристики. Ее можно подсчитать по формуле (11).

Экспериментальная проверка предлагаемой методики расчета токов в первичной цепи магнето. Кроме расчетов некоторых серийных магнето, для проверки предлагаемой методики расчета токов первичной обмотки магнето во ВНИИавтоприборов было изготовлено и испытано специальное магнето с известными параметрами:

$$w_1 = 160; p = 1; r_1 = 0,43 \text{ ом}; L_1 = f(\omega t) \text{ (см. табл. 1)}; \\ \Phi = 1,156 \cdot 10^{-4} \sin \omega t + 0,303 \cdot 10^{-4} \sin 3\omega t + \\ + 0,1375 \cdot 10^{-4} \sin 5\omega t + 0,0847 \cdot 10^{-4} \sin 7\omega t + \\ + 0,055 \sin 9\omega t \dots$$

Таблица 1

$\omega t, \text{град}$	180	185	190	195	200	205	215
$L_1, \text{гн}$	0,0108	0,0115	0,0115	0,0109	0,0105	0,0103	0,0097

Таблица 2

<i>n, об/мин</i>	100	300	500	1 000	2 000
<i>i_{1max}, а</i>	1,1	1,4	1,5	1,5	1,5
<i>I_p, а</i>	0,8	1,2	1,5	1,8	1,9
<i>U_{2max}, кВ</i>	6,3	11,3	13,4	14,7	—

При расчете учитывались только четыре гармоники магнитного потока (1, 3, 5 и 7-я).

На шлейфовом осциллографе МПО-2 для ряда характерных скоростей измерены максимальные значения *i₁*, а также ток разрыва *I_p* при угле замкнутого состояния контактов 102° и абрисе γ=12°.

Кроме того, на шаровом разряднике с подсветом ртутно-кварцевой лампой измерялись максимальные вторичные напряжения *U_{2max}*.

Некоторые результаты опытов сведены в табл. 2.

Значения *i₁* рассчитывались по формуле (6) для тех трех-четырех аргументов *a*, при которых *i₁* близко к максимальному значению.

Данные расчета приведены в табл. 3.

Кроме того, если бы мы взяли не 4 гармоники, а больше, то результат был бы, естественно, точнее, причем следующие гармоники (9-я и 11-я), незначительно меняя величину тока, заметно сдвигают максимум *i₁* влево. Например, при скорости 2 000 об/мин добавление в расчете одной (9-й) гармоники снижает почти на 0,1 а величину тока и на 7° (с 212 до 205°) угол, при котором *i₁* будет максимальным.

Как нетрудно видеть из формулы (6), при малых скоростях вращения учет в расчете 9-й гармоники, наоборот, несколько увеличивает *i₁*.

Из сказанного следует, что разность между подсчитанными значениями *i_{1max}* и измеренными осциллографом не превышает 15%.

Токи разрыва, подсчитанные по формуле (11) для УЗСК=102° и γ=12° для тех же скоростей, даны в табл. 4.

Таблица 4

<i>n, об/мин</i>	100	300	2 000
<i>I_p, а</i>	0,969	1,63	2,12

Если сравнить эти данные с соответствующими данными эксперимента, приведенными в табл. 3, то относительная погрешность также составляет не более 15—20%.

Расхождение между расчетными и экспериментальными данными объясняется следующими причинами: погрешностями измерительных приборов (особенно флюксметра); учетом только первых четырех гармоник²; допущениями, принятыми при

² Как показали расчеты, для большинства современных магнито добавление гармоник выше седьмой уточняет расчет не более, чем на 3—8%.

Таблица 3

<i>n</i>	100 об/мин				300 об/мин				2 000 об/мин			
<i>ωt, град</i>	185	190	192	195	190	197	200	205	205	212	215	225
<i>i₁, а</i>	0,877	0,964	—	0,95	1,56	—	1,69	1,61	1,68	—	1,72	1,48
<i>i_{1max}, а</i>	—	—	0,97	—	—	1,71	—	—	—	1,75	—	—

выводе расчетных формул (отсутствие влияния вторичной цепи на токи в первичной, постоянство магнитного потока, пренебрежение потерями в стали).

Некоторые практические применения расчетных формул. Изложенная методика расчета и полученные формулы создавались для реализации их на ЦЭВМ. Вместе с тем для инженерных расчетов весьма желательно иметь таблицы, которые бы позволяли быстро и достаточно точно определять все токи любых вновь проектируемых магнито. Такие таблицы, в относительных единицах, были рассчитаны во ВНИИавтоприборов.

Для определения границ изменения параметров и режимов работы были проанализированы пять типов советских магнито (М24-А, М18, М48, М90, опытное магнито ВНИИАП) и четыре зарубежных.

Таблицы составлены для так называемого «обобщенного» магнито, при выводе формул для токов которого принято:

1) амплитуда кривой $\Phi=f(a)$ принята равной единице;

2) все коэффициенты, которые не зависят от скорости и от которых зависят токи, приравнены единице;

3) скорость вращения выражена через отношение реактивного сопротивления к активному и названа относительной скоростью *n₀*. Были получены формулы для токов «обобщенного» магнито. Ток установившегося короткого замыкания «обобщенного» магнито

$$i_{10} = n_0 \sum_{k=1}^N \frac{k \Phi_{mk}}{\sqrt{1 + (kn_0)^2}} \sin \left(k\alpha - \frac{\pi}{2} - \varphi_k \right), \quad (12)$$

где

$$\varphi_k = \operatorname{arctg} kn_0.$$

Ток ударного короткого замыкания «обобщенного» магнито

$$i_{10y} = n_0 \sum_{k=1}^N \frac{k \Phi_{mk}}{\sqrt{1 + (kn_0)^2}} \sin \left(k\alpha - \frac{\pi}{2} - \varphi_k \right) - \left[n_0 \sum_{k=1}^N \frac{k \Phi_{mk}}{\sqrt{1 + (kn_0)^2}} \sin \left(k\alpha_3 - \frac{\pi}{2} - \varphi_k \right) \right] e^{-\frac{\alpha - \alpha_3}{kn_0^{57,2}}}. \quad (13)$$

Для нахождения тока разрыва «обобщенного» магнито достаточно в формуле (13) поменять текущую координату на фиксированную, т. е. *a* на *a_p*.

По формуле (12) на ЦЭВМ «Стрела-4» были рассчитаны токи установившегося короткого замыкания «обобщенного» магнито для:

1) четырех форм кривых зависимости магнитного потока от угла поворота ротора (рис. 2);

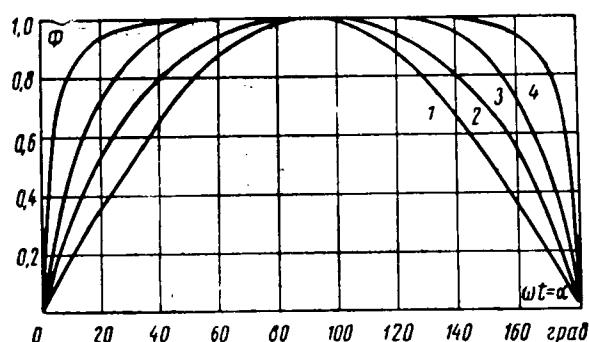


Рис. 2. Характерные кривые зависимости магнитного потока при холостом ходе магнито от угла поворота ротора, с амплитудой функции, равной единице:

2) двенадцати относительных скоростей: $n_0 = 0,1; 0,2; 0,3; 0,5; 1; 2; 3; 5; 10; 20; 50$ и 100 ;

3) девятнадцати значений угла поворота ротора.

На ЦЭВМ «Стрела-4» за 3 мин формула (12) была решена 912 раз для различных сочетаний Φ , n_0 и α . Результаты расчета позволили построить кривые $i_{10} = f(\alpha)$ при $\alpha = 0 \div 360^\circ$ для всех двенадцати вышеперечисленных относительных скоростей. На рис. 3 даны эти кривые для скоростей $n_0 = 0,5$ (рис. 3, а), $n_0 = 1$ (рис. 3, б) и $n_0 = 100$ (рис. 3, в).

Для перехода от табличных относительных величин тока и скорости к реальным надо воспользоваться формулами

$$i_1 = \frac{\omega_1}{L_1} \Phi_{\max} i_{10}; \quad (14)$$

$$n = \frac{30r_1}{\pi p L_1} n_0. \quad (15)$$

Расчетный анализ магнито по вышеописанной методике позволил предложить простой способ снижения тока разрыва, а следовательно, перенапряжений и энергии магнито при высоких скоростях вращения ротора и неизменном или даже некотором (небольшом) увеличении этих же величин на малых пусковых скоростях.

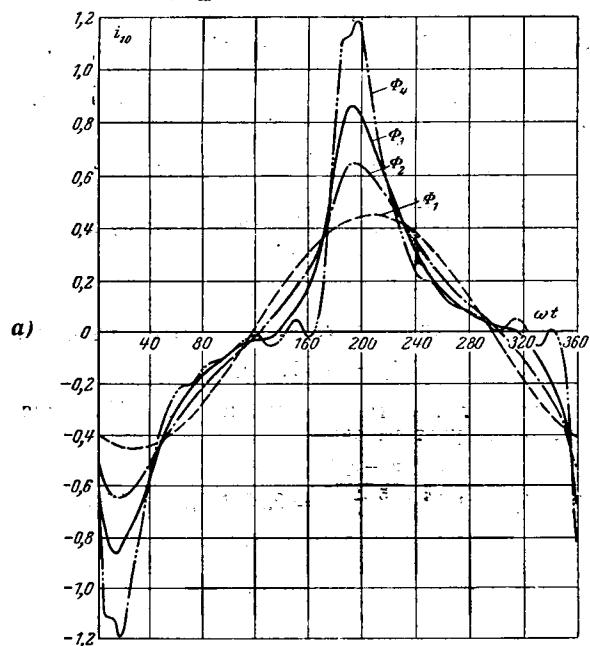
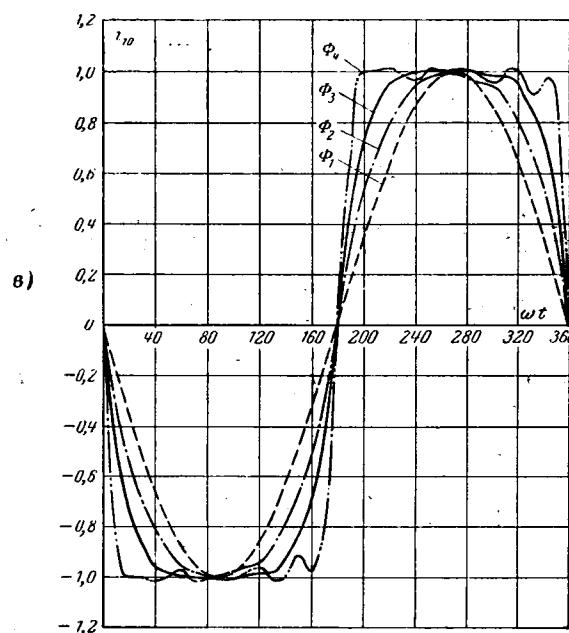
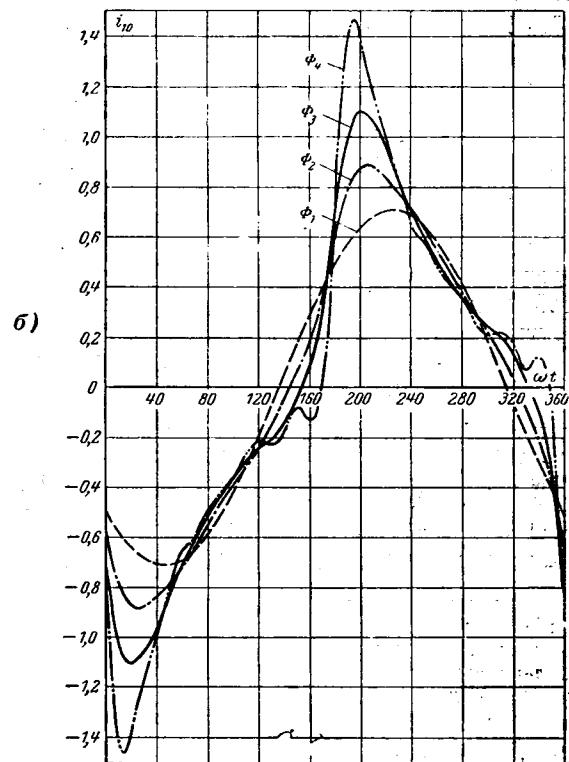


Рис. 3. Кривые тока установившегося короткого замыкания «обобщенного» магнито в зависимости от угла поворота ротора для четырех характерных магнитных потоков и относительных скоростей.

а — $n_0 = 0,5$; б — $n_0 = 1$; в — $n_0 = 100$.

Экспериментальная проверка полностью подтвердила результаты расчетов.

Выводы. 1. Полученные формулы для расчета э. д. с. и токов в первичной цепи магнито весьма удобны при расчетах на ЦЭВМ, так как позволяют при составлении программы широко пользоваться групповыми операциями и циклированием.

2. Введено понятие и сформулированы исходные предпосылки «обобщенного» магнито, для которого даны формулы подсчета токов установившегося и ударного коротких замыканий, а также тока разрыва. На ЦЭВМ «Стрела-4» рассчитаны таблицы для быстрого определения всех токов реальных магнито при различных кривых магнитного потока и параметрах, а также при различных скоростях, абрисах и углах замкнутого состояния контактов.

Разработана инструкция пользования предложенными таблицами.

3. Предлагаемая методика определения токов первичной цепи магнито может быть распространена на другие магнито-электрические машины с резко несинусоидальным магнитным потоком, в частности на генераторы.

Приложение I. Для лучшей наглядности можно представить формулу (6) графически. При этом активное сопротивление r_1 и все другие величины, входящие в формулу (6) и не зависящие от скорости, приводим единице. Кривая $\Phi=f(\alpha)$, будучи разложена в ряд Фурье, принимает вид:

$$\Phi = 1,245 \sin \alpha + 0,354 \sin 3\alpha + 0,164 \sin 5\alpha + \dots$$

Подсчитаем и изобразим графически три гармоники и их сумму для Φ , e и i_1 при некоторой относительной скорости $n_0=20$ (при которой индуктивное сопротивление обмотки в 20 раз больше активного, т. е. $X_1=\omega L_1=20 r_1$).

Гармоники э. д. с. отличаются от гармоник магнитного потока на величину относительной скорости и сдвинуты от них на $\frac{\pi}{2}$ в сторону запаздывания:

$$e = 24,9 \sin \left(\alpha - \frac{\pi}{2} \right) + 21,01 \sin \left(3\alpha - \frac{\pi}{2} \right) + 16,4 \sin \left(5\alpha - \frac{\pi}{2} \right) + \dots$$

Ток установившегося короткого замыкания определяется по закону Ома, а фазный угол по формуле (4). Для нашего случая

$$\varphi_h = \arctg k n_0.$$

Тогда

$$i_1 = 1,24 \sin \left(\alpha - \frac{\pi}{2} - 63^\circ \right) + 0,352 \sin \left(3\alpha - \frac{\pi}{2} - 80^\circ 40' \right) + 0,164 \sin \left(5\alpha - \frac{\pi}{2} - 84^\circ 20' \right) + \dots$$

Зависимость тока ударного короткого замыкания, рассчитанная по формуле (9) для того же условного магнито и относительной скорости, равной 20, выразится уравнением

$$i_{1y} = \left[1,24 \sin \left(\alpha - \frac{\pi}{2} - 63^\circ \right) + 0,352 \sin \left(3\alpha - \frac{\pi}{2} - 80^\circ 40' \right) + \dots \right]$$

$$+ 0,164 \sin \left(5\alpha - \frac{\pi}{2} - 84^\circ 20' \right) + \dots \right] - \left[1,24 \sin \left(\alpha_3 - \frac{\pi}{2} - 63^\circ \right) + 0,352 \sin \left(3\alpha_3 - \frac{\pi}{2} - 80^\circ 40' \right) + \dots \right] e^{-\frac{1}{20} \left(\frac{\alpha - \alpha_3}{57,2} \right)}.$$

Выражение в первой квадратной скобке даст ток установившегося короткого замыкания.

Выражение во второй квадратной скобке есть значение тока установившегося короткого замыкания в момент замыкания контактов прерывателя.

Пусть $\alpha_3=20^\circ$. Тогда $I_{10}=11,38$. Свободная составляющая тока i_{1cb} с течением времени убывает по экспоненциальному закону. Ток ударного короткого замыкания равен алгебраической сумме токов установившегося короткого замыкания и свободной составляющей. Исследования показали, что для реального диапазона углов разрыва ($190^\circ \leq \alpha_p \leq 220^\circ$), ток ударного короткого замыкания в 1,8—2,2 раза больше тока установившегося замыкания.

Приложение II. Определить по таблицам ток установившегося короткого замыкания и ток разрыва магнито M24-A при абрисе $\gamma=10^\circ$, скорости $n=250$ об/мин, УЗСК= $\alpha_{3-p}=110^\circ$.

Данные магнито M24-A.

Форма кривой магнитного потока совпадает с кривой $\Phi_3=f(\alpha)$, изображенной на рис. 2, а его амплитуда равна $1,7 \cdot 10^{-4}$ вб. Остальные данные: $w_1=160$; $r_1=0,4$ ом; $L_1=0,011$ гн, $p=1$.

Относительная скорость n_0 , соответствующая реальной скорости 250 об/мин, определяется по формуле (15):

$$n_0 = \frac{\pi p L_1}{30 r_1} n = 0,72.$$

Так как таблиц с точно такой относительной скоростью нет, то, пользуясь ближайшими значениями для $n_0=0,5$; $n_0=1$ (см. рис. 3, а, б) и линейной интерполяцией, находим ток установившегося короткого замыкания для M24-A в относительных единицах:

$$i_{10} = 0,92.$$

Зная i_{10} , по формуле (14) легко подсчитать ток установившегося короткого замыкания M24-A в амперах:

$$i_1 = \frac{w_1}{L_1} \Phi_{\max} i_{10} = \frac{160}{0,011} 1,7 \cdot 10^{-4} \cdot 0,92 = 2,28 \text{ а.}$$

Для определения тока разрыва определим угол, при котором контакты прерывателя замкнут первичную цепь:

$$\alpha_3 = \gamma + \alpha_{3-p} = 10^\circ + 180^\circ - 110^\circ = 80^\circ.$$

Значение тока установившегося короткого замыкания при $\alpha_3=80^\circ$ и $n_0=0,72$ отн. ед. ($n=250$ об/мин) находим по тем же таблицам интерполяцией:

$$I_{10} = -0,314,$$

а в абсолютных единицах, т. е. амперах, по формуле (14):

$$I_1 = -0,778 \text{ а.}$$

Тогда окончательно ток разрыва магнито M24-A для заданных условий будет равен:

$$I_p = i_1 - I_{10} e^{-\frac{30 r_1}{L_1 \pi p n} \left(\frac{\alpha_p - \alpha_3}{57,2} \right)} = 2,28 + 0,778 e^{-2,68} = 2,33 \text{ а.}$$

[23.1.1965]



Технико-экономические обоснования выбора вида энергии на бытовые нужды в городах СССР¹

Доктор техн. наук Б. Л. АЙЗЕНБЕРГ, кандидат техн. наук В. М. ДМИТРИЕВ,
кандидат техн. наук Л. Д. КЛЕБАНОВ, инж. Л. И. ШАРОВА

ЛИЭИ имени П. Тольятти

и кандидат эконом. наук Е. И. БЕРХМАН

Ленгипроинжпроект

Кафедра электроэнергетики ЛИЭИ на протяжении ряда лет проводила исследования удельного электропотребления на жилищно-бытовые и коммунальные нужды, удельных нагрузок, их роста и различных факторов, влияющих на этот рост, по городам Советского Союза в различных районах страны [Л. 1—8].

Этим вопросом занимались и другие организации, однако пока что нет единого установленного мнения о величине норм удельного электропотребления по отдельным коммунально-бытовым потребителям.

На основании приведенных в табл. 1 норм, с учетом местных условий и численности городского и сельского населения в работе ЛИЭИ были определены ориентировочно потребности в электрической энергии по экономическим районам и республикам [Л. 9], а также в целом по СССР на коммунально-бытовые нужды населения на перспективный период.

Таблица 1

Нормы удельного электропотребления на перспективный период на человека по работам ЛИЭИ

Наименование коммунальных нагрузок	Нормы удельного электропотребления, квт·ч
Электрическое освещение	200
Культурно-бытовые приборы	250
Холодильники	160
Электрические плиты	300
Кондиционирование	450*
Электроводонагреватели	800—2 500**
Электроотопление:	
полное	—
дополнительное отопление к центральному — в средней полосе	400—500
на юге	125—150***
Уличное освещение	80
Общественные здания и учреждения	520
Водопровод и канализация	150—200
Электрифицированный транспорт	80—120

* Для условий города Ташкента.

** При потреблении горячей воды 40—100 л на человека.

*** Причины по материалам конференции по электрификации быта Ленинград, 1961 г.

В результате определены и средние нормы удельного электропотребления:

По стране в целом . . .	1 740 квт·ч в год на человека
По городам и рабочим поселкам	2 060 * * * *
Для сельских местностей	1 340 * * * *

¹ В порядке обсуждения.

Конференцией по электрификации быта в 1961 г. была рекомендована на перспективу средняя норма коммунально-бытового электропотребления в размере 2 000 квт·ч в год на человека.

Эта норма представляется завышенной, тем более что в расчетах ЛИЭИ были приняты наиболее высокие нормы расхода электроэнергии из числа предложенных в литературе.

Подсчитанная потребность на коммунально-бытовые нужды составляет около 500 млрд. квт·ч или порядка 16—18% от намечаемой выработки на перспективный период.

В процессе дискуссии по вопросу о выборе энергоносителя для приготовления пищи в пользу электрической энергии выдвигался довод, что при этом способе возможна экономия жилой площади в квартире за счет установки электрической плиты в нише комнаты и использования помещения кухни в качестве жилого помещения.

Довод этот представляется несостоятельным: в процессе приготовления пищи, независимо от выбора вида энергии, в воздух попадают в большом количестве продукты испарения, содержащие частицы пищи и жиров, а кроме того, вряд ли можно держать в жилой комнате вспомогательное оборудование, необходимое для приготовления пищи.

Не следует также учитывать в технико-экономических расчетах экономию жилой площади, которая якобы может быть получена в результате применения электрической энергии для приготовления пищи при устройстве кухни со вторым светом и т. п. Ознакомление с практикой использования в жилых помещениях и на предприятиях общественного питания электрических и газовых плит показало, что эти доводы недостаточно обоснованы.

Рассмотрение результатов ряда исследований позволяет сделать следующие выводы:

1. В числе мероприятий, предусматривающих задачи общего и санитарного благоустройства населенных мест, большое значение имеет газификация.

Однако сжигание газа в существующих бытовых приборах резко ухудшает воздушную среду кухонь. Значительно повышается температура воздуха (на 5—8° С); увеличивается на 15—20% относительная влажность; наблюдается недопустимо высокая концентрация окиси углерода.

2. Основными причинами загрязнения воздуха в газифицированных помещениях являются недостатки в организации эксплуатации и несовершенство существующей газовой аппаратуры.

3. Наиболее радикальными мерами, направленными на полную ликвидацию отрицательных

последствий пользования газом в быту, следует признать: а) улучшение качества газовой аппаратуры и оборудование кухонь приборами с выпуском всех продуктов горения в дымоход (например, газовые плиты конструкции ЛНИИ Академии коммунального хозяйства); б) улучшение условий эксплуатации газового хозяйства; в) улучшение вентиляции жилых квартир и, в особенности, помещений кухонь, что необходимо при любом виде энергии, используемом для приготовления пищи.

Увеличение затрат на производство тепла при осуществлении мероприятий, рекомендуемых для улучшения санитарного состояния газифицированных жилищ, можно ожидать в пределах 10—15%. Эти дополнительные затраты полностью оправдываются приведением помещения в нормальное санитарное состояние в результате устранения продуктов неполного сгорания газа.

4. Вопросы улучшения эксплуатации и качества газовых приборов, а также внедрения новой газовой аппаратуры с отводом продуктов сгорания могут и должны быть решены в ближайшее время.

Только при условии неуклонного выполнения указанных санитарногигиенических требований к использованию газа для приготовления пищи должен ставиться вопрос о технико-экономическом сопоставлении обоих вариантов — такое сопоставление дается ниже; следует все же иметь в виду, что вариант приготовления пищи на электрических плитах будет и в этих условиях иметь известные преимущества как в санитарно-гигиеническом отношении, так и в части введения в дальнейшем автоматизации приготовления пищи. Эти преимущества не представляется возможным оценить экономически, но они должны быть учтены при окончательном выборе вида энергии.

Технико-экономическое сравнение вариантов выбора вида энергии было выполнено для участков новой многоэтажной жилой застройки по приготовлению пищи, горячему водоснабжению и отоплению помещений для десяти городов, расположенных в различных районах Советского Союза (табл. 2).

В качестве основного измерителя, для которого определены все затраты на приготовление пищи, отопление жилого фонда и горячее водоснабжение, принята одна квартира.

Средняя жилая площадь квартир во вновь возводимых зданиях принята равной 30 м², строительная кубатура — 156 м³ (при объемном коэффициенте 5,2), удельная тепловая характеристика — 0,42 ккал/м³·°С·ч, средняя населенность квартиры — 3,75 человека.

Для приготовления пищи на газе в четырех городах из числа выбранных может использоваться природный газ, в двух — попутный и в остальных — сжиженный.

Расход газа на приготовление пищи в квартирах в соответствии с нормами СНИП, подтвержденными специальными исследованиями Саратовского института Гипронигаз, принят равным 640 тыс. ккал на человека в год, что эквивалентно 400 квт·ч электроэнергии. Расход электроэнергии на приготовление пищи в расчетах принят равным 300 квт·ч на человека в год, тем самым приведен-

ные ниже сравнительные экономические показатели приготовления пищи на электрических и газовых плитах являются для последних несколько завышенными.

Калорийность природного газа принималась равной 8 500 ккал/нм³, попутного газа — 9 800 ккал/нм³, сжиженного газа — 11 000 ккал/кг.

Экономические показатели по добыче и передаче газа различных месторождений, капиталовложения и годовые расходы на производство сжиженного газа приняты по данным [Л. 10] и ВНИИГАЗ.

Капиталовложения в городские газовые распределительные сети природного газа и газооборудование жилых зданий (включая дворовую сеть), а также расходы по их эксплуатации рассчитаны по укрупненным показателям Ленгипроинжпроекта [Л. 11].

Капиталовложения и годовые расходы по внутригородскому распределению сжиженных газов на 1 т приняты по данным типового проекта газораздаточной станции производительностью 12 000 т в год.

Капиталовложения и годовые расходы, связанные с газификацией жилых зданий при использовании сжиженных газов в расчете на одну квартиру, определены на основании проектов, выполненных институтом Ленгипроинжпроект. Показатели учитывают устройство групповых установок с искусственным испарением газа, прокладку дворовых газопроводов и внутридомовые газовые сети с установкой плит.

Расход электроэнергии на собственные нужды тепловых электростанций с турбоагрегатами К-300-240 принят равным 7,0% при твердом топливе и 5% при газообразном [Л. 12].

Резерв мощности энергосистемы принят равным 12,5%.

Для приготовления пищи на электроэнергии в квартирных условиях приняты плиты установленной мощности 5,1 квт.

Нагрузка электрической плиты в момент максимума нагрузки электрической системы принята равной 1,2 квт на квартиру с учетом потерь в сетях, резерва энергосистемы и расхода на собственные нужды электростанции.

Расход электроэнергии на приготовление пищи в квартирах на человека принят, как уже указывалось, равным 300 квт·ч в год; эта величина учитывает увеличение в будущем доли общественного питания, применение полуфабрикатов, а также повышение коэффициента полезного действия электрических плит.

Для сопоставления с использованием газа в квартирах взяты показатели производства электроэнергии на крупных конденсационных электростанциях. Удельные капиталовложения и годовые расходы приняты для замещающих КЭС, оборудованных блоками К-300-240, общей мощностью 2 400 тыс. квт. Удельные капиталовложения и годовые расходы в добычу и транспорт топлива по данным [Л. 10].

Топливо для КЭС принято в соответствии с действительными местными условиями.

Себестоимость 1 квт·ч рассчитана по прямому счету — топливо, амортизация и заработка плата с начислениями; прочие расходы приняты в размере 5% от суммы затрат, определенных прямым счетом.

Дополнительные капиталовложения и годовые расходы (кроме потерь электроэнергии) по ЛЭП равны нулю, так как сечения проводов ЛЭП выбираются по экономической плотности тока, а по пропускной способности имеется всегда значительный запас. Поэтому переход на приготовление пищи на электроплитах не потребует сооружения новых ЛЭП или замены проводов существующих ЛЭП.

Применение электрической энергии для приготовления пищи вызывает дополнительные капиталовложения в городские и домовые электрические сети и повышает годовые расходы, связанные с их обслуживанием.

По городской сети низкого напряжения бытоваая нагрузка составляет в среднем 70% от всей нагрузки, а с применением электрической энергии для приготовления пищи эта нагрузка удвоится, т. е. вместо 70 будет составлять 140%. Сеть низкого напряжения будет нагружена на 170%. Кабель низкого напряжения удорожается при этом в среднем в 1,5 раза, но стоимость кабеля составляет только $\frac{1}{3}$ стоимости всей сети низкого напряжения. Следовательно, с введением приготовления пищи на электроэнергии сеть низкого напряжения удорожится примерно на 15—20%.

Стоимость трансформаторных пунктов зависит от мощности трансформаторов незначительно. Дополнительные капиталовложения в трансформаторные пункты принимаются равными 10% от их стоимости за счет изменения их оптимального числа.

В распределительной сети среднего напряжения бытоваая нагрузка составляет 30%, с введением электрических плит сеть будет загружена на 130%. Сам кабель удорожается при этом на 30%, а так как его стоимость составляет около $\frac{1}{3}$ от общей стоимости распределительной сети, то последняя станет дороже примерно на 10%.

В питательной сети среднего напряжения бытоваая нагрузка составляет 10% от всей нагрузки; с введением приготовления пищи на электроэнергии питательная сеть среднего напряжения удорожится примерно на 7%.

На основании выполненных расчетов, сопоставленных с данными проектной практики, для рационально построенных городских электрических сетей при полной расчетной нагрузке могут быть приняты удельные показатели, приведенные в [Л. 13].

Для расчета принимаются данные для замкнутых схем сети.

В основу расчета капиталовложений в домовые сети и оборудование положены данные института Генплана Москвы о перспективном удорожании внутридомовой сети и оборудования при установке электроплит, которое составит на одну квартиру в новом жилом фонде в среднем около 84 руб. [Л. 14].

Годовые расходы по внутридомовой сети и оборудование приняты в размере 6% их строительной стоимости.

Сравнительные технико-экономические показатели приготовления пищи на электроэнергии и газе приведены в табл. 2.

Выполненные расчеты показали, что в случае приготовления пищи на газе, основной составляющей капитальных затрат являются затраты на газификацию жилфонда и на городское распределение — 90—95% всех затрат: в случае приготовления пищи на электроэнергии капитальные затраты на генераторные установки и внутридомовые сети с электрооборудованием в квартирах составляют около 90% всех затрат.

Годовые расходы в обоих случаях составляют по этим же элементам гораздо меньшую долю общих расходов, порядка 40—70%.

Таблица 2

Сравнительные технико-экономические показатели приготовления пищи на электроэнергии и газе (в руб. на одну квартиру)

Город	Расчетные затраты		$\frac{B}{A} \cdot 100\%$
	<i>A</i> — газ	<i>B</i> — электроэнергия	
Абакан	23,88	27,39	115
Баку	14,65	28,25	193
Белгород	14,29	27,14	190
Кировск	25,13	32,57	129
Минск	15,57	29,14	187
Пермь	15,74	28,29	179
Рудный	20,26	27,90	138
Ташкент	14,72	27,71	188
Чебоксары	16,45	28,70	174
Целиноград	22,10	27,70	125

Поскольку вопрос об участии стационарной электрической плиты в максимуме нагрузки электрических сетей и системы был спорным и, по-видимому, принятное в приведенных расчетах значение этого участия — 1,2 квт — завышено, произведен пересчет для значения этой величины, равного 0,6 квт, т. е. вдвое меньшего.

Тогда для средних условий получаются следующие значения расчетных затрат:

Расчетные затраты на одну квартиру в год

При приготовлении пищи на природном газе 15,2 руб., или 100%

То же на сжиженном газе 22,8 руб., или 150%

То же на стационарной электрической плите 24,0 руб., или 158%

Как видно из табл. 2, а также из приведенных данных расчета, при меньшем участии нагрузки электроплиты в нагрузке сетей и системы, в городах, где используется природный газ, вариант приготовления пищи на стационарных электрических плитах требует значительно, не менее чем в полтора раза, больших расчетных затрат, чем приготовление пищи на газе; в этих условиях широкого внедрения электрических плит на ближайшие 10—15 лет ожидать не следует.

В городах, где используется сжиженный газ, оба варианта экономически почти равнозначны, и вопрос выбора вида энергии следует решать с уч-

том местных условий — большей или меньшей стоимости доставки сжиженного газа, наличия генераторной мощности в системе, состояния электрических сетей, а также при экономической равноценности вариантов следует учесть гигиенические преимущества использования электрической энергии по сравнению с газом и лучшие возможности при ней автоматизации процесса приготовления пищи в дальнейшем.

Аналогичные детальные сравнительные технико-экономические расчеты по тем же десяти городам были выполнены и по нагреву воды.

Сравнивались: 1) варианты горячего водоснабжения от ТЭЦ и нагрев воды централизованными электрическими нагревателями аккумулирующего типа при среднем суточном расходе воды порядка 100 л. Расчеты показали, что ни в одном из рассмотренных 10 городов электронагрев воды не может конкурировать с получением горячей воды от ТЭЦ; 2) варианты нагрева воды местными газовыми водонагревателями и индивидуальными электрическими нагревателями воды при среднем суточном расходе воды порядка 40 л.

Расчеты показали, что при условии применения природного газа электрические нагреватели воды не могут конкурировать с газовыми нагревателями.

В случае применения сжиженного газа электрические нагреватели дешевле газовых. Однако оба эти варианта неравнозначны по своим эксплуатационным показателям; в то время как газовый водонагреватель дает возможность получения при необходимости не 40 л на человека в сутки, а гораздо большей величины, электрический нагреватель воды такой возможности не дает. Для приведения обоих вариантов к равным условиям, с точки зрения интересов потребителя, пришлось бы применить индивидуальный электрический нагреватель воды не аккумулирующего, а проточного типа, но это намного удорожит водонагреватель, потребует значительно повышения его мощности и приведет к совпадению во времени нагрузки с максимумом нагрузки городской электрической сети.

Увеличение емкости индивидуальных электрических нагревателей воды аккумулирующего типа, которое тоже могло бы обеспечить нормальные условия пользования ими, требует повышения их мощности с соответствующим удорожанием как самих водонагревателей, так и городской электрической сети и, кроме того, вряд ли будет допустимым по архитектурным условиям в современных малогабаритных квартирах.

Поэтому квартирные газовые водонагреватели нужно сравнивать с индивидуальными электрическими нагревателями воды не емкостного, а проточного типа; такие водонагреватели не могут конкурировать с газовыми ни в одном из десяти городов ни при природном, ни при сжиженном газе.

Выполненные расчеты показали также, что даже в районах, наиболее благоприятных для использования электрического отопления из-за мягкого климата и непродолжительного отопительного периода, капитальные вложения при электрическом отоплении (без кондиционирования воздуха) примерно в 3 раза выше капитальных вложений при

теплоснабжении от ТЭЦ, а годовые расходы выше более чем в 1,5 раза.

Технико-экономическое сопоставление вариантов отопления в городах, кроме городов с непродолжительным отопительным периодом, произведено для двух систем отопления многоэтажных жилых зданий: электрического отопления и централизованного теплоснабжения от ТЭЦ.

В городах с непродолжительным отопительным периодом отопление тепловыми насосами сравнивалось с отоплением от ТЭЦ и кондиционированием воздуха в летний период автономными кондиционерами.

Выводы. 1. Технико-экономические расчеты по выбору оптимального вида энергии для разных условий показали: в районах, где имеется природный газ, приготовление пищи на газе значительно экономичнее приготовления ее с использованием электроэнергии; в районах, где отсутствует природный газ, а сжиженный транспортируется на большие расстояния, на перспективный период имеются основания для внедрения электрических плит.

2. Расчеты показали, что квартирные водонагреватели проточного типа с применением электрической энергии не могут конкурировать с газовыми водонагревателями ни при наличии природного газа, ни при сжиженном газе.

Аккумулирующие централизованные электрические нагреватели воды не могут конкурировать с получением горячей воды от ТЭЦ ни в одном из рассмотренных случаев.

3. В районах страны, где не требуется кондиционирование воздуха, применение электрического отопления экономически нецелесообразно, кроме исключительных случаев — отдаленных труднодоступных районов с тяжелыми условиями топливоснабжения и при наличии дешевой гидроэнергии. По ориентировочным данным на перспективный период целесообразно применение электрического отопления с использованием тепловых насосов для районов, где требуется кондиционирование воздуха — для IV и V климатических зон СССР [Л. 15].

Литература

1. Айзенберг Б. Л., Электрические нагрузки городской сети общего пользования, «Электрические станции», 1948, № 12.
2. Айзенберг Б. Л., Клебанов Л. Д. и Константинов Б. А., Электрические нагрузки жилых домов Ленинграда, «Электрические станции», 1950, № 6.
3. Айзенберг Б. Л., Зархин М. М. и Клионская Р. И., Электрические нагрузки городской сети низкого напряжения, Информационные материалы Ленэнерго за 1956 г., Ленинградская кабельная сеть, Госэнергоиздат, 1957.
4. Айзенберг Б. Л., Дмитриев В. М. и Клебанов Л. Д., Исследование электрических нагрузок городской сети, Труды ЛИЭИ—ЛЕНТОЭП, вып. 33, 1960.
5. Николосов С. Н., Электропотребление на осветительно-бытовые нужды в зарубежных городах, там же.
6. Дмитриев В. М., Применение методов математической статистики к исследованию электрических нагрузок городской сети, там же.
7. Клебанов Л. Д., Нормы удельного электропотребления на жилищно-бытовые и коммунальные нужды, труды ЛИЭИ—ЛЕНТОЭП, вып. 41, 1962.
8. Временные указания по определению расчетных электрических нагрузок жилых зданий для проектирования городских электрических сетей низкого напряжения, Изд. МКХ РСФСР, 1958.



Воспламенение взрывчатых газо-паровоздушных сред от электрических разрядов

Доктор техн. наук, проф. В. С. КРАВЧЕНКО

Институт горного дела им. А. А. Скочинского

Опыт электрификации угольных шахт, опасных по газу, а также взрывоопасных предприятий нефтеперерабатывающей промышленности показывает, что большинство электрических цепей малой мощности (связи, сигнализации, телеконтроля, телеконтроля и автоматики, в том числе и средства радиоэлектроники) могут быть безопасно применены во взрывчатой атмосфере, если в их исполнение закладывать принцип искробезопасности. Искробезопасное электрооборудование в сравнении с защищенным взрывонепроницаемыми оболочками отличается меньшим весом, дешевизной и может не отключаться при взрывоопасных концентрациях.

Для предприятий химической промышленности проектирование искробезопасного электрооборудования в настоящее время сдерживается из-за отсутствия исходных экспериментальных данных о искробезопасных токах, напряжениях и энергиях электрических разрядов во взрывчатых средах. Между тем именно химическая промышленность в силу своей специфики является более благоприятной базой для использования современных средств радиоэлектроники и телемеханики, чем угольная. Поэтому необходимо подчеркнуть актуальность и большую перспективность всех работ, связанных с внедрением искробезопасного электрооборудования в важную и быстро развивающуюся химическую отрасль народного хозяйства.

Сущность принципа искробезопасности заключается в установлении таких параметров электрической цепи (напряжения, тока, индуктивности, емкости и частоты), при которых энергия возможного в цепи электрического искрения была бы недостаточной для зажигания взрывчатой смеси данного газа с воздухом при наиболее легко воспламеняющейся концентрации.

Предварительный выбор искробезопасных параметров осуществляют на основе так называемых экспериментальных характеристик искробезопасности. Затем строят макет будущей искробезопасной цепи и при помощи специальной быстродействующей взрывной камеры производят экспериментальную проверку и окончательный выбор всех параметров цепи. Такое конструирование гарантирует

положительный результат последующих государственных испытаний нового искробезопасного электрооборудования.

В комплект экспериментальных характеристик обычно входят зависимости, снятые на границе зажигания (условно при вероятности воспламенения 10^{-3}):

1) воспламеняющего тока I от различных значений индуктивности L и напряжений U источника тока $I=I(L; U)$ — для индуктивных цепей (рис. 1);

2) воспламеняющего тока от напряжения источника $I=I(U)$ — для безреактивных цепей (рис. 2);

3) воспламеняющего напряжения на емкости U_C от емкости C при различных значениях сопротивления R в разрядном контуре $U_C=U_C(C)$; $U_C=U_C(C; R)$ — для емкостных цепей (рис. 3 и 4).

Имеются также экспериментальные характеристики, учитывающие влияние частоты тока.

Характеристики снимаются при наиболее опасных условиях воспламенения — при острых контактах, оптимальных скоростях размыкания, наиболее легко воспламеняющихся концентрациях и т. п. Пониженные затем в 2,5 раза («коэффициент искробезопасности») воспламеняющие токи гарантируют полную взрывобезопасность открытого электрического искрения в данной взрывчатой среде и являются допустимыми параметрами в искробезопасных устройствах.

Экспериментальные характеристики искробезопасности различны для различных взрывчатых сред. В связи с этим в СССР, так же как и за рубежом, ведется накопление необходимых экспериментальных данных о воспламеняемости различных взрывчатых смесей от электрических разрядов различных форм.

С указанной целью в Институте горного дела им. А. А. Скочинского разработана специальная автоматическая быстродействующая взрывная камера БВК (рис. 5). Камера БВК предназначена также для оценки искробезопасности электрических цепей при их макетировании и применяется в различных проектных институтах угольной промышленности.

Взрывная камера БВК снабжена специальным

9. Айзенберг Б. Л., Берхман Е. И., Дмитриев В. М., Клебанов Л. Д. и Шарова Л. И., Удельные нормы электропотребления на жилищно-бытовые и коммунальные нужды и удельные нагрузки на перспективный период по районам СССР, труды ЛИЭИ—ЛЕНТОЭП, вып. 51, 1964.

10. Пробст А. Е., Соколов Ю. А. и Макарова Т. Е., Сравнительные технико-экономические показатели по добыче и транспорту топлива по районам СССР, изд-во «Наука», 1964.

11. Берхман Е. И., Экономика систем газоснабжения, изд-во «Недра», 1964.

12. Аврух А. Я., Проблемы себестоимости энергии, Госэнергоиздат, 1963.

13. Айзенберг Б. Л., Дмитриев В. М., Константинов Б. А. и Николосов С. И., Принципы рационального построения городских электрических сетей высокого, среднего и низкого напряжения, труды ЛИЭИ, вып. 16, 1957.

14. Сегединов А. А. и Козодон М. С., Перспективы замены газа электричеством для приготовления пищи в жилых домах, Доклады научно-технической конференции по электрификации быта, Госэнергоиздат, 1961.

15. Гоголин А. А., Кондиционирование воздуха в жилых помещениях, Доклады научно-технической конференции по электрификации быта, Госэнергоиздат, 1961.



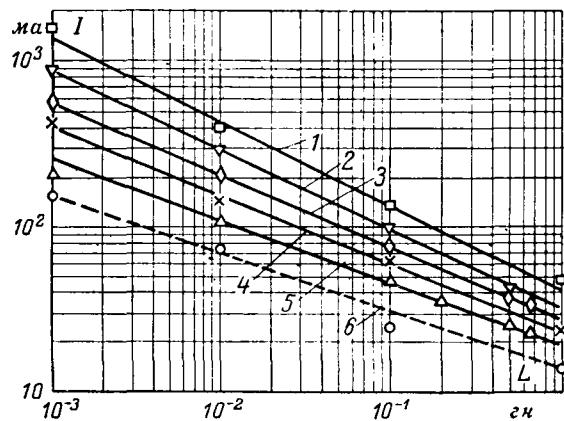


Рис. 1 Зависимость воспламеняющего тока I ($p=10^{-3}$) от индуктивности цепи. Напряжение 24 в; быстрое размыкание при соскачивании стальной проволочки со стержня.

1 — метан, 8,5% (ВостНИИ); 2 — бензин, 3,5% [Л. 6]; 3 — этилен, 7% [Л. 10]; 4 — водород, 20% (ВостНИИ); 5 — ацетилен технический, 9,25% [Л. 10]; 6 — сероуглерод, 252 мг/л; условия эксперимента обострены (Гипронисэлектрошахт).

газосмесителем, позволяющим при подключении баллона с любым исследуемым взрывчатым газом (или его эквивалентом) непрерывно приготавливать и пропускать через камеру смесь необходимого наиболее легко воспламеняющегося состава газа с воздухом. Камера снабжена набором специальных искропроизводящих контактов для индуктивных, безреактивных и емкостных цепей, а также автоматическими счетчиками для определения вероятности воспламенения, устройством для промывки камеры после взрыва и схемой контрольного взрыва. В камере предусматривается изменение скорости размыкания контактов, а также применение различных способов искрообразования.

В промышленности встречается до двухсот наименований воспламеняющихся газо- и паровоздушных сред. Если все взрывчатые среды классифицировать на несколько групп по воспламеняемости от электрических разрядов, то вся сложная работа по накоплению упомянутых комплектов экспериментальных характеристик искробезопасности могла бы ограничиться газами, представляющими данную категорию воспламеняемости и определяющими класс искробезопасного электрооборудования.

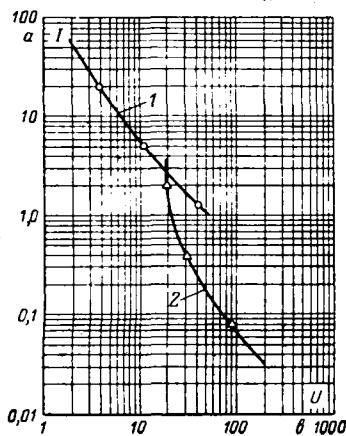


Рис. 2. Зависимость воспламеняющего тока от напряжения при размыкании безреактивной цепи в метановоздушной среде при различных искрообразующих устройствах.
1 — 26,5 мкгн, $p=10^{-3}$, П. Ф. Ковалев [Л. 11];
2 — К. Мюллер [Л. 12].

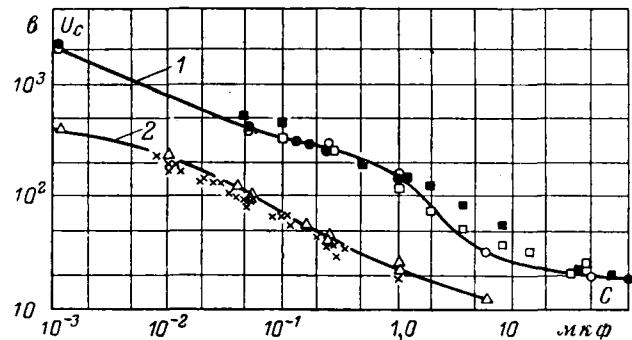


Рис. 3. Зависимость воспламеняющего напряжения U_c ($p \approx 10^{-2}$) на разряжаемой емкости C для метановоздушной (1) и водородовоздушной (2) смесей по различным экспериментальным данным [Л. 13].

■ — разряды пробоя при размыкании проволочек; □ — прерывистое искрение (К. Мюллер); × — прерывистое искрение — амплитудные значения (5—15 кГц) напряжения на контактах (В. С. Кравченко, Сун-Юй-чи); ●▲ — разряды при сближении медных контактов; ○△ — то же при сближении платиновых контактов (Б. А. Петренко).

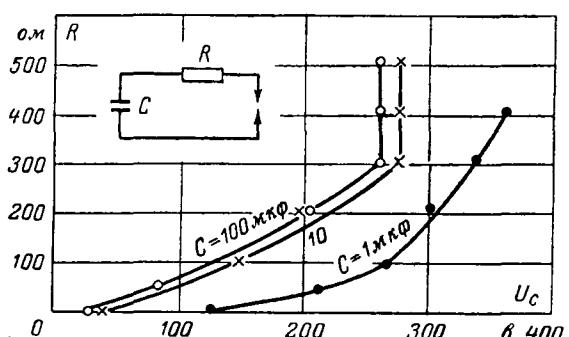


Рис. 4. Зависимость воспламеняющего напряжения U ($p \approx 10^{-2}$) на емкости от сопротивления разрядного промежутка при различных значениях емкости. Метановоздушная смесь [Л. 14].

Существующая классификация взрывчатых смесей по температуре самовоспламенения предусматривает четыре группы: более 450°C, 300—450°C, 175—300°C и 120—175°C [Л. 1]. Эти данные относятся к времени запаздывания взрыва более 5 сек после достижения опасной температуры. Однако такое подразделение не может быть положено в основу классификации воспламеняемости от электрических разрядов, так как корреляция между температурой самовоспламенения и минимальной энергией (или минимальным током) воспламенения отсутствует.

Наблюдающаяся для ряда взрывчатых смесей корреляция между критическими пламягасящими зазорами, определяющими категорию взрывоопасности, и электрическими характеристиками зажигания, по-видимому, могла бы быть использована. Однако пока еще недостаточно экспериментальных данных о минимальных воспламеняющих токах и энергиях зажигания для всех взрывчатых сред, чтобы теперь же принять существенную шкалу категорий взрывоопасности для их классификации по воспламеняемости от электрических разрядов.

Предварительно такая классификация должна быть проведена по чисто электрическим параметрам.

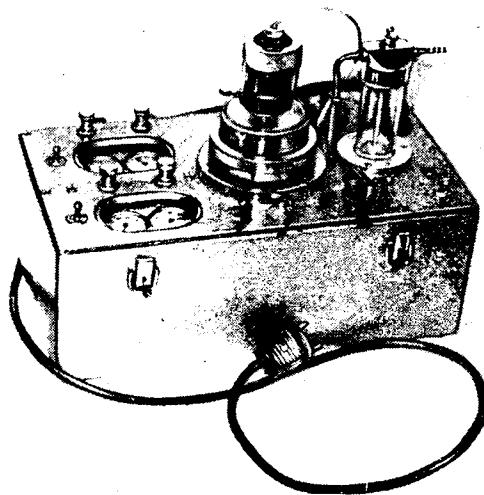


Рис. 5. Автоматическая быстродействующая взрывная камера (БВК).

К электрическим параметрам, по которым в настоящее время принято характеризовать воспламеняемость взрывчатых смесей от разрядов, относятся абсолютный минимум энергии зажигания разряда конденсатора или воспламеняющий ток при заранее стандартизованных параметрах индуктивной цепи.

Предварительные данные показывают, что обе эти характеристики коррелируются между собой (табл. 1, рис. 6).

Определение группы воспламеняемости по воспламеняющему току производится при разрыве индуктивной цепи 0,095 гн постоянного тока 24 в во взрывной камере при помощи специального искробразующего устройства (такая методика применяется в Англии).

Преимущество оценки воспламеняемости данного газа по воспламеняющему току заключается

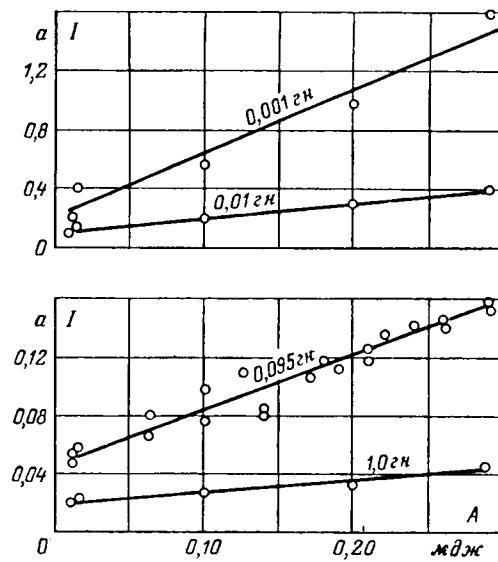
Рис. 6. Зависимость воспламеняющего тока I ($p=10^{-3}$) при напряжении 24 в от минимальной энергии воспламенения взрывчатых газо-паровоздушных смесей (табл. 1)

Таблица 1

Минимальные энергии зажигания, воспламеняющие токи и критические расстояния для различных газо- и паровоздушных смесей

Газ или пар	Минимальная энергия зажигания (абсолютный минимум), мДж	Воспламеняющий ток при вероятности воспламенения 10^{-3} , 24 в, 0,095–0,1 гн, ма	Критическое расстояние (абсолютный минимум), мм [Л. 5]
Хлористый этил	—	167 ²	—
Дихлорэтан	—	163 ¹	—
Метан (рудничный газ 8,5%)	0,29 [Л. 5]	158 ² ; 155 [Л. 1]; 133 ¹	2,0 ¹
Металацетат	—	153 ²	—
Метан (промышленный, 83% CH_4 +17% C_2H_6)	0,28 [Л. 3]	—	2,03
Метилэтилкетон (бутанон)	0,28 [Л. 5]	—	2,03
2,2,4-тритиалпентан (изооктан)	0,28 [Л. 5]	—	1,78
Метилциклогексан	0,27 [Л. 5]	—	1,78
Пропан	0,26 [Л. 3]	145 [Л. 6]; 120 ³	1,78
Бутан	0,26 [Л. 3 и 5]	141 ² ; 131 [Л. 6] 141 ² ; 115 ³	1,78
Ацетон	0,24 [Л. 5]; 0,25 [Л. 3]	—	1,78
Этан	0,25 [Л. 5]	—	1,78
Диметилбутан	0,24 [Л. 3]; 0,23 [Л. 5]	141 ² ; 100 [Л. 6]	1,78
Гексан	0,24 [Л. 3]; 0,24 [Л. 5]	141 ²	1,78
Циклогексан	0,225 [Л. 5]	—	1,78
Изогексан	—	141 ²	—
Хлористый винил	—	138 ²	—
Ацетальдегид	—	138 ²	—
Циклогексин	—	137 ²	—
Пентан	0,22 [Л. 5]	137 ²	—
Тетрагидропиран	0,22 [Л. 5]	—	1,78
Окись углерода	—	133 ²	—
Пропиловый спирт	—	129 ²	—
Бензол	0,21 [Л. 5]; 0,225 [Л. 3]	126 [Л. 7]; 118 [Л. 8]	1,78
2-метилбутан (изопентан)	0,21 [Л. 5]	—	1,78
Петролейный эфир (124 мг/л)	—	125 [Л. 9]; 92 ⁵	—
Бензин Б-70	—	100 [Л. 6]; 123 ³	—
Пиридин	—	101 [Л. 8]	—
Диэтиловый эфир (5,3%)	0,19 [Л. 3]	113 ²	—
Циклопропан	0,18 [Л. 3]	118 ²	1,78
Цис-2-пентан	0,18 [Л. 5]	—	1,52
Пропилен	0,17 ¹	106 ³	—
Акрилонитрил	0,16 [Л. 5]	—	1,52
Этиловый спирт (9%)	0,14 ¹	84 ¹	1,75 ¹
Метиловый спирт	0,14 [Л. 5]	—	1,52
Пропиленовая окись	0,14 [Л. 5]	80 ³	1,52
1,3-бутадиен (дивинил)	0,125 [Л. 5]	110 ²	1,27
Этилен	0,1 ¹	98 ² ; 76 ³	—
Водяной газ	—	84 ²	—
Этилена окись (11,5%)	0,062 [Л. 5]	81 ² ; 67 ³	1,02
Светильный газ	—	73 ²	—
Водород (20%)	0,018 [Л. 5]	71 ²	0,61
Ацетилен	0,014 ¹	57 ³ ; 25 ⁵	0,55 ¹
Сероуглерод	0,011 ¹	54 ² ; 47 ³	0,6 ¹
	—	52 ² ; 25 ⁴	—

¹ Комаров В. С. (ВостНИИ).² Английские данные [Л. 4], приведенные к вероятности воспламенения 10^{-3} .³ Данные П. А. Фетисова [Л. 10], приведенные к вероятности воспламенения 10^{-3} .⁴ Гипронэлектрошахт.⁵ Султанович А. И. (ВНИИКанефтегаз).

в том, что такая оценка близка к реальным условиям зажигания при разрыве электрических цепей (учитывает реально существующее пламягасящее действие контактов, фактические формы разрядов и т. д.). Недостаток оценки по току заключается в том, что несмотря на принятые меры для стабилизации условий искрообразования (контроль скорости размыкания, стандартизация размеров и формы искрообразующих контактов, введение контрольного взрыва) наблюдается неустойчивость воспламенения (разброс данных). Определяемые в разных странах при помощи различных устройств воспламеняющие токи для одних и тех же взрывчатых сред отличаются друг от друга.

Оценка воспламеняемости различных взрывчатых сред по величинам воспламеняющих токов размыкания показывает, что при принятой методике определения токов соотношение между воспламеняющими токами для различных газов изменяется с изменением электрических параметров цепи (табл. 2). Так, если воспламеняющий ток для

Таблица 2

Соотношения между воспламеняющими токами, определенными для различных газо- и паровоздушных смесей и для метана при различных значениях индуктивности цепи.

Напряжение источника тока 24 в; вероятность воспламенения $p \approx 10^{-2}$ [Л. 4]

Газ или пар	Отношение воспламеняющего тока данного газа (пара) к воспламеняющему току, определенному для метана при индуктивности, гн		
	0,001—0,905	0,095	0,1—15
Метан	1	1	1
Метилацетат	0,98	0,96	0,97
Изогексан	0,83 ³	0,89	0,90
Гексан	0,82 ³	0,89	0,83
Циклогексан	0,80 ³	0,89	0,85
Бензин	0,78 ³	0,89	0,87
Ацетальдегид	0,89	0,87	0,89
Пентан	0,84	0,87	0,85
Циклогексин	0,73 ³	0,86	0,87
Дизэтилэфир	0,78	0,71	0,87
Этилен	0,48	0,62	0,59
Угольный газ	0,37 ²	0,46	0,59 ¹
Водород	0,27	0,44	0,46 ¹
Ацетилен	0,28	0,34	0,34 ¹
Окись углерода	0,72 ²	0,84	0,87 ¹

¹ В пределах 0,1—2 гн.

² В пределах 0,0001—0,02 гн.

³ В пределах 0,00933—0,05 гн.

метана принять за единицу, то воспламеняющий ток для водорода составит 0,27 при индуктивности 0,0001—0,05 гн, 0,44 при индуктивности 0,095 гн и 0,46 при индуктивности 0,1—2 гн.

Оказывается также, что при такой методике изменение параметров цепи может привести к изменению места данного газа в группе воспламеняемости, что связано, по-видимому, с упомянутым недостатком — нестабильностью результата.

При определении группы воспламеняемости по абсолютному минимуму энергии зажигания [Л. 15] пламягасящее действие и влияние контактов исключается, и зона неустойчивого зажигания значительно сужается [Л. 2].

Энергия воспламенения, определенная при вероятности воспламенения 0,5, практически уже может считаться граничной величиной, так как ее ничтожное уменьшение приводит к прекращению воспламенений.

Лучшая воспроизводимость результатов и четкость в определении границы зажигания позволяет считать величину абсолютного минимума энергия зажигания более представительной, чем ток, характеристикой воспламеняемости данной взрывчатой смеси от электрического искрения.

Применяемая для этих целей методика [Л. 2 и 3] предусматривает зажигание взрывчатой смеси от импульсных разрядов конденсатора во взрывной камере.

Электрическая схема установки (рис. 6, [Л. 2]) позволяет получать конденсированную высоковольтную искру и регулировать количество рассеиваемой в искре энергии при апериодическом разряде.

Генерирующая разряд емкость $C_{\text{геп}}$ выполняется в виде сферического воздушного конденсатора с плавной регулировкой емкости. Зарядка конденсатора осуществляется при помощи блока переноса заряда, прекращающего подпитку конденсатора от зарядного устройства во время пробоя искрового промежутка. Зарядное устройство обеспечивает плавный подъем напряжения и состоит из повышающего высоковольтного трансформатора T_{p1} и схемы однополупериодного выпрямления.

Для определения минимальной энергии воспламенения строится зависимость энергии воспламенения от расстояния между электродами (стальные стержни диаметром 1,6 мм). При этом искровой промежуток между контактами точно регулируется микрометрическим винтом.

Таким образом, устанавливается критическое расстояние, при котором исключается пламягасящее действие контактов и наблюдается минимум воспламеняющей энергии $CU_C^2/2$. Описанная методика обеспечивает более высокую, чем при разрядах размыкания, воспроизводимость результатов. Измеренная при этом минимальная энергия зажигания (при вероятности воспламенения $p=0,5$) и может быть принята за абсолютный минимум (физическую константу).

Так различными исследователями были определены минимальные энергии зажигания для ряда взрывчатых газо- и паровоздушных смесей, указанных в табл. 1.

Прямая корреляция минимальных воспламеняющих энергий и токов позволила включить в эту таблицу дополнительно газы и пары, минимальные энергии воспламенения которых еще не известны.

Ввиду того что табл. 1 составлена по экспериментальным данным различных исследователей применявшим разные искропроизводящие устройства и различные методики определения воспламеняющих токов, приведенные экспериментальные данные (особенно по току) недостаточно корректны между собой и нуждаются в уточнении. Однако эти данные все же позволяют сделать важные выводы.

Наблюдается прямая корреляция между минимальными воспламеняющими токами и мини-

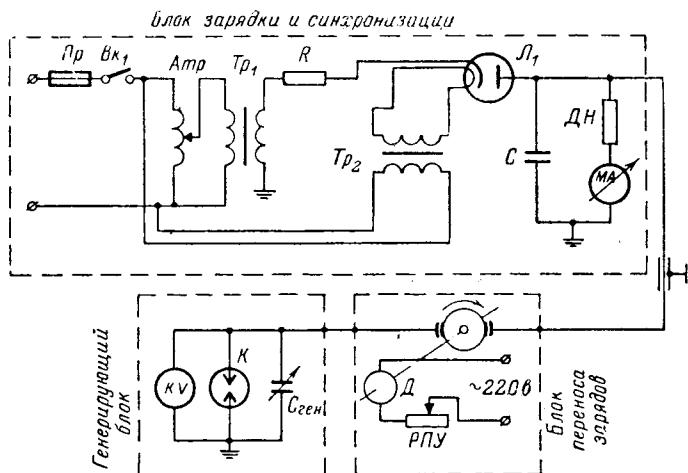


Рис. 7. Схема импульсной установки для измерения минимальной энергии воспламенения.

k — взрывная камера; $C_{\text{ген}}$ — разрядная емкость.

мальными энергиями зажигания (рис. 6). Эта зависимость, построенная для напряжения 24 в и индуктивностей 0,001—1 гн, подтверждается также для напряжений 6 и 60 в¹ и, являясь новой, обобщенной для всех газо- и паровоздушных взрывчатых сред характеристикой искробезопасности. Новые обобщенные характеристики позволяют определять воспламеняющие токи для различных взрывчатых смесей по известным для них величинам минимальных энергий зажигания. Представляет практический интерес дальнейшее уточнение и пополнение экспериментальными данными этих характеристик для других напряжений, для электрических цепей с емкостью и безреактивных цепей.

Наблюдается также корреляция между электрическими характеристиками воспламенения и величинами критических расстояний между электродами для различных взрывчатых смесей.

Распространенные в промышленности взрывоопасные газовоздушные и паровоздушные среды распределяются по минимальным энергиям зажигания в границах от 0,01 до 0,30 мдж. Соответствующие значения воспламеняющих токов лежат в пределах 25—170 ма или 0,6—4 вт передаваемой мощности при напряжении 24 в и индуктивности 0,095 гн ($p=10^{-3}$). Учитывая, что применение искрогасящих шунтов значительно (до 8 крат) повышает допустимые токи, можно ожидать, что максимальные безопасно передаваемые мощности для различных взрывчатых сред будут лежать в пределах 2—13 вт, т. е. во многих случаях достаточно для создания искробезопасного электрооборудования малой мощности.

Принимая интервал по воспламеняющим токам (табл. 1) порядка 25—35 ма, можно классифицировать все взрывчатые газо- и паровоздушные смеси на пять групп воспламеняемости, представляемых каждая одним-двумя взрывчатыми газами или парами: 1 — метаном; 2 — пентаном, петролейным эфиром; 3 — этиленом; 4 — водородом; 5 — ацетиленом и сероуглеродом (рис. 1). Аналогичная клас-

сификация взрывчатых газо- и паровоздушных сред по воспламеняемости от электрических разрядов введена в последнее время в Англии ([Л. 4], BS 1259, 1963).

Первая группа охватывает взрывчатые среды главным образом угольной промышленности; максимальные передаваемые искробезопасные мощности здесь составляют по порядку величин 11—13 вт. Вторая группа охватывает около 90 взрывчатых газов и паров главным образом нефтеперерабатывающей и химической промышленности; передаваемые искробезопасные мощности здесь составляют по порядку величины 7—9 вт. Группы этилена, водорода и ацетиленова представляют меньшее количество взрывчатых газо- и паровоздушных сред, отличающихся наибольшей легкой воспламеняемостью; максимальные передаваемые искробезопасные мощности здесь составляют соответственно 6, 4, 2 вт.

В приведенной оценке перспектив применения искробезопасных систем не учтены возможности повышения допустимых мощностей искробезопасных систем. К этим возможностям прежде всего следует отнести запасы мощности, связанные с неиспользуемым до сих пор пламягасящим действием контактов. Предварительные опыты показывают, что увеличение диаметра разрываемой стальной проволоки с 0,025 до 0,2 мм увеличивает воспламеняющий ток в метане с 90 до 130 ма (при 24 в; 0,095 гн [Л. 4]).

Энергия искрового разряда между контактами в метановоздушной взрывчатой среде может быть безопасно увеличена против предела зажигания в 300 раз, если на контакты надеть диски из изоляционного материала диаметром 15—20 мм при расстоянии между дисками до 2 мм. Это показывает, что разряды при разрыве толстого одножильного кабеля всегда менее опасны, чем при разрыве тонких проволок в обычных камерных испытаниях.

Другой возможностью для увеличения мощности искробезопасных систем является использование средств радиоэлектроники для искрогашения и для сверхбыстрой энергетической изоляции искрящих при повреждении участков цепи (для мгновенной «отсечки» источников тока).

Наконец, лучшее понимание явления искрового зажигания и усовершенствование методов оценки искробезопасности также приведет к снижению коэффициентов искробезопасности и расширению границ искробезопасных мощностей.

Приведенные экспериментальные данные определяют возможности и перспективы создания и применения искробезопасного электрооборудования для взрывоопасных помещений предприятий химической, нефтеперерабатывающей и других отраслей промышленности.

Опыт применения искробезопасных систем в угольной и нефтеперерабатывающей промышленности показывает, что несмотря на небольшую величину передаваемых искробезопасных мощностей уже сейчас применяются в этих отраслях промышленности десятки видов различной искробезопасной аппаратуры связи, сигнализации, телеконтроля, телеуправления и автоматики. Опыт по конструированию электрических искробезопасных систем,

¹ Комаров В. С. (ВостНИИ).

накопленный в угольной и нефтеперерабатывающей промышленности, уже сейчас может и должен быть использован проектными организациями для химии.

Разработка электрической искробезопасной аппаратуры для взрывчатых сред, воспламеняемость которых от электрических разрядов еще не оценена, требует постановки соответствующих измерений. Необходимо продолжить накопление экспериментальных данных о минимальных воспламеняющих энергиях для взрывчатых газовоздушных, паровоздушных и пылегазовых сред, встречающихся во всех отраслях промышленности, с целью завершения их классификации по воспламеняемости от электрических разрядов и решения вопроса о единой классификации по взрывобезопасности.

Необходимо продолжить накопление экспериментальных данных (характеристик искробезопасности) для представительных взрывчатых смесей.

Весьма перспективна постановка исследований по созданию способов и средств повышения передаваемых искробезопасных мощностей в различных взрывчатых средах за счет применения лучших средств искрогашения, пламягашения и способов сверхбыстрой энергетической изоляции поврежденных искрящих участков электрических цепей. Необходимо продолжение исследований, направленных на лучшее понимание явления искрового зажигания и усовершенствование методов оценки искробезопасности электрических цепей.

Изложенное показывает, что использование принципов искробезопасности открывает возможности для применения современных средств радиоэлектроники, автоматизации, телеконтроля и телеконтроля на предприятиях, опасных по взрыву различных газовоздушных и паровоздушных сред.

Необходимо скорейшее использование этих возможностей в быстро развивающейся и перспективной химической отрасли народного хозяйства.

Литература

- Хорунжий В. А., Рибас Ю. М. и Недосеков С. С., Взрывозащищенное электрооборудование, Госэнергоиздат, 1962.
- Кравченко В. С., Комаров В. С. и Беликова Т. В., Измерение минимальной энергии воспламенения взрывчатых газо- и паровоздушных смесей, Безопасность труда в промышленности, 1964, № 7.

3. Blanc M. V., Guest P. G., Elbe G., Lewis B., Third Symposium on Combustion, Flame and Explosion Phenomena, 1949, p. 363—367; Baltimore. (См. также Journal of Chemical Physics, 1947, v. 15, № 11, p. 798—802.)

4. Кравченко В. С., Научные исследования в Англии в области искробезопасности применения электрической энергии в воспламеняющейся атмосфере, Краткий отчет ИГД им. А. А. Скочинского, 1964.

5. Основы горения углеводородных топлив, под ред. Л. Н. Хитрина и В. А. Попова, Изд. иностр. лит., 1960.

6. Кравченко В. С. и Халеев Р. М., Результаты исследования воспламеняющей способности электрических разрядов в многокомпонентных газо-паровоздушных взрывчатых смесях гомологов метана, Краткий отчет ИГД им. А. А. Скочинского, 1960.

7. Енгебарова Р. Н., Исследование влияния параметров электрических цепей на искробезопасность при работе контрольно-измерительных устройств в атмосфере паров бензина и бензола, Диссертация, 1957.

8. Комаров В. С. и Беликова Т. В., Исследование искробезопасности электрических разрядов в атмосфере взрывчатых паров пиридина и бензола, Сб. статей по электробезопасности на угольных шахтах, ЦНИИТЭИ угля, 1963.

9. Рувинский В. А., Искробезопасность электрических цепей с искрогасящими шунтами с линейными и нелинейными характеристиками во взрывобезопасных средах нефтяной промышленности, Диссертация, 1963.

10. Фетисов П. А., Взрывобезопасность электрического искрения в газовых смесях, Министерство коммунального хозяйства, 1959.

11. МакНИИ, Разработка проекта единых правил и норм изготовления взрывобезопасного и взрывозащищенного электрооборудования для всех отраслей промышленности, включая угольную и сланцевую, Ротапrint МакНИИ, Донбасс, 1962.

12. Мюллер К., Искробезопасные электрические цепи, ETZ-A, 1957, № 5.

13. Петренко Б. А., Вопросы теории и расчет искробезопасных электрических цепей, «Механизация и автоматизация в горной промышленности», вып. 2, ГНТИ по горному делу, 1962.

14. Уидгитон Д. У., Воспламенение метановоздушных смесей под действием электрических разрядов, Доклад на III Международном горном конгрессе, Зальцбург, 1963.

15. Халеев Р. М., Исследование воспламеняющей способности электрических разрядов во взрывобезопасной рудничной атмосфере шахт с нефтегазовым режимом, Диссертация, 1961.

[21.10.1964]



**Работники науки и высших учебных заведений!
Боритесь за дальнейший расцвет науки, за технический прогресс! Готовьте специалистов, достойных эпохи коммунизма!**

(Из Призывов ЦК КПСС к 48-й годовщине Великой Октябрьской социалистической революции)

Влияние толщины листов холоднокатаной трансформаторной стали на удельные потери

Инж. В. Г. БОРИСЕНКО и инж. И. Д. ЗАЙДМАН

Завод «Запорожсталь»

Удельные потери энергии в электротехнической листовой стали при намагничивании переменным током состоят из потерь от гистерезиса P_g , вихревых токов $P_{o.v}$ и дополнительных P_d , близких по своей природе к потерям от вихревых токов:

$$P_{g.v} = P_g + P_{o.v} + P_d. \quad (1)$$

Составляющая $P_{o.v}$ определяется по формуле [Л. 1]:

$$P_{o.v} = \frac{4B_m^2 f^2 k^2 d^2}{3\gamma\rho} \cdot 10^{-3} [\text{вт}/\text{кг}], \quad (2)$$

где B_m — амплитуда магнитной индукции, тл ;
 f — частота переменного тока, гц ;
 k — коэффициент формы кривой напряжения;
 d — толщина листа, мм ;
 ρ — удельное электросопротивление, $\text{ом}\cdot\text{мм}^2/\text{м}$;
 γ — плотность, $\text{г}/\text{см}^3$.

Удельное сопротивление кремнистой стали определяется по формуле [Л. 1]

$$\rho = 0,10 + 0,12\% \text{Si} [\text{ом}\cdot\text{мм}^2/\text{м}]. \quad (3)$$

При среднем содержании (по ковшевым пробам за 1961—1963 гг.) кремния $3,15\%$ получим $\rho = 0,48 \text{ ом}\cdot\text{мм}^2/\text{м}$. Удельный вес стали с таким содержанием кремния $\gamma = 7,65 \text{ г}/\text{см}^3$. Подставляя в уравнение (2) эти значения ρ и γ , а также $f = 50 \text{ гц}$ и $k = 1,11$ (для синусоидального тока), получаем:

$$P_{o.v} = 1,12B_m^2 d^2 [\text{вт}/\text{кг}]. \quad (2a)$$

Для листа толщиной $0,35 \text{ мм}$ получим:

$B_m, \text{тл}$	$P_{o.v}, \text{вт}/\text{кг}$
1	0,14
1,5	0,31
1,7	0,40

Полагая в уравнении (2a) $A = 1,12B_m^2$, можно записать:

$$P_{o.v} = Ad^2 \quad (2b)$$

и для толщины $d_1 = d + \Delta d$:

$$P_{o.v}^1 = A(d + \Delta d)^2. \quad (2b)$$

Из уравнений (2b) и (2b) для небольших значений Δd путем несложных преобразований получим:

$$\Delta P_{o.v} = P_{o.v}^1 - P_{o.v} \approx \frac{2\Delta d}{d} P_{o.v}, \quad (4)$$

или, подставляя значение $P_{o.v}$ из уравнения (2a):

$$\Delta P_{o.v} = 2,24B_m^2 d \Delta d. \quad (4a)$$

Подставляя в уравнение (4) вычисленные выше значения $P_{o.v}$ или непосредственно из уравнения (4a), подсчитаем, насколько возрастают потери от вихревых токов листа толщиной $0,35 \text{ мм}$ при увеличении толщины на каждые $0,01 \text{ мм}$:

$B_m, \text{тл}$	$\Delta P_{o.v}, \text{вт}/\text{кг}$
1	0,008
1,5	0,018
1,7	0,023

Изменение составляющих потерь P_g и P_d с толщиной листов не поддается расчету. Экспериментально оно изучалось для горячекатаной трансформаторной стали [Л. 2]. Было установлено, что с увеличением толщины листов потери от гистерезиса P_g уменьшаются, а дополнительные потери P_d возрастают. При этом уменьшение P_g было примерно таким же, как увеличение P_d , в результате чего изменение полных удельных потерь $P_{g.v}$ определялось изменением составляющей $P_{o.v}$.

Данных о зависимости от толщины листа составляющих P_g и P_d , как и полных потерь $P_{g.v}$, в холоднокатаной трансформаторной стали в литературе нет. Поскольку доля дополнительных потерь P_d в холоднокатаной трансформаторной стали составляет 40—50% полных [Л. 1], т. е. значительно больше, чем в горячекатаной, можно ожидать, что полные потери $P_{g.v}$ в холоднокатаной стали будут возрастать с увеличением толщины листов быстрее составляющей $P_{o.v}$.

Для проверки этого положения из нескольких партий металла (каждая партия состояла из листов, полученных из одной полосы и отжигавшихся в одной садке и одной стопе) были отобраны листы двух различных толщин. Из листов каждой толщины вырезались полоски размером $30 \times 500 \text{ мм}$, из которых составлялась нормальная 10-кг проба. Магнитная индукция и удельные потери измерялись дифференциальным методом на аппарате Эпштейна. Для анализа были отобраны результаты испытаний лишь по тем партиям листов, где на пробах обеих толщин были получены примерно одинаковые значения индукции (чтобы исключить влияние на удельные потери полистной неоднородности свойств).

Результаты измерений удельных потерь приведены в таблице. Увеличение полных потерь на

каждые 0,01 мм толщины составило (в скобках — среднее по трем партиям):

$B_m, \text{мл}$	$\Delta p_{\text{г.в}} \text{ вт/кг}$
1	0,02—0,023(0,021)
1,5	0,03—0,04(0,034)
1,7	0,047—0,053(0,05)

Зависимость полных удельных потерь от фактической толщины листов холоднокатаной трансформаторной стали

№ партии	№ пробы	Средняя толщина полосок в пробе, мм	Удельные потери, вт/кг*		
			$p_{10/50}$	$p_{15/50}$	$p_{17/50}$
1	1	0,36	0,63	1,37	1,86
		0,38	0,67	1,45	1,96
2	1	0,35	0,63	1,38	1,96
		0,38	0,70	1,47	2,10
3	1	0,35	0,71	1,58	2,27
		0,38	0,77	1,68	2,43

* Пробы не отжигались; величина удельных потерь уменьшена на 10% для учета наклеца от порезки проб в соответствии с ГОСТ 802-58.

Сравнивая эти данные с рассчитанными выше значениями $\Delta p_{\text{г.в}}$, видим, что приращение полных

удельных потерь $p_{\text{г.в}}$ с увеличением толщины листов в 2—2,5 раза превышает приращение составляющей $p_{\text{г.в}}$.

Таким образом, подтверждается, что в холоднокатаной трансформаторной стали рост дополнительных потерь p_d с увеличением толщины листов значительно превышает уменьшение потерь от гистерезиса p_g . Благодаря этому уменьшение толщины листов холоднокатаной стали может дать большой эффект. Так, уменьшив толщину листов с 0,35 до 0,3 мм, можно снизить полные потери p_{10} на 0,1 вт/кг, p_{15} на 0,17 вт/кг, p_{17} на 0,25 вт/кг, что примерно соответствует разнице в удельных потерях между двумя соседними марками (например, Э320 и Э330 или Э330 и Э330А) листа толщиной 0,35 мм по ГОСТ 802-58.

Существенный эффект может быть получен при неизменной номинальной толщине листов за счет прокатки на минусовых допусках, которые для листа толщиной 0,35 мм составляют $\pm 0,03$ мм.

Литература

- Дружинин В. В., Магнитные свойства электротехнической стали, Госэнергоиздат, 1962.
- Дружинин В. В., Бурдакова Ю. П. и Королева В. А., ФММ, 1955, вып. 1.

[31.7.1964]



Дискуссии

УДК 338.4:621.3

ЭКОНОМИЧЕСКАЯ ЦЕЛЕСООБРАЗНОСТЬ РЕЗЕРВИРОВАНИЯ СХЕМ ЭЛЕКТРОСНАБЖЕНИЯ ПРОМЫШЛЕННЫХ ПРЕДПРИЯТИЙ

(Статья Г. И. Корнилова, «Электричество», 1965, № 2)

Кандидат техн. наук Н. А. КАЗАК и инж. А. В. МЯСНИКОВ

Москва

Статья Г. И. Корнилова посвящена оценке надежности схем электроснабжения промышленных предприятий. В начале статьи надежность вполне правильно рассматривается как экономическая категория; для ее оценки предлагается сравнение величины расчетных затрат различных вариантов питания потребителей. Но далее метод расчетных затрат автором подменяется методом положительных исходов, с чем согласиться нельзя, так как этот метод исключает возможность экономического сопоставления вариантов.

Предлагаемый метод повторяет известный метод определения вероятности безаварийной работы электрической цепи и сопоставления полученной величины с допустимой. Недостаток последнего заключается в том, что значение допустимой величины вероятности безаварийной работы трудно обосновать без экономического сопоставления вариантов [Л. 1].

Автор пренебрегает вероятным значением отказов при наличии резервирования в системах электроснабжения. При значительной длине питающих линий и учете всех элементов, составляющих расчетную цепь питания, это допущение искажает результат. Оно лишает возможности использовать критерий [см. уравнение (9) в статье Г. И. Корнилова], так как условие $K < m < K+1$ некорректно ввиду большого значения разброса m , если под этим значением понимается некое критическое число отказов, определяющее границу между вариантами с резервированием и без него.

Другую некорректность можно усмотреть в нечеткости значения x , как числа отказов в схеме питания.

Пренебрегая величиной народнохозяйственного ущерба в резервированной схеме, в формуле

$$(0,125 + P_a) K_p + C_2 - C_1 \leq \frac{Y_0 x t_0 P}{T}$$

автор под x понимает количество отказов в нерезервированной схеме.

В то же время значение

$$m = \frac{(0,125 + P_a) K_p + C_2 - C_1}{Y_0 t_0 P} T$$

является количеством отказов в резервированной схеме. Нужно иметь в виду, что количество отказов не пропорционально дополнительным капиталовложениям и величине эксплуатационных затрат и, таким образом, величина m не будет равна количеству отказов в резервированной схеме.

Используя для определения целесообразности резервирования «стратегию числа», Г. И. Корнилов определил суммарную вероятность аварийных перерывов питания, суммируя вероятности отказов в пределах от 0 до m .

В примере 1 автор определил целесообразность прокладки резервной кабельной линии и получил для резервированной схемы количество отказов $m=15$, т. е. примерно в 7 раз больше, чем у нерезервированной цепи питания, что явно расходится с действительностью.

Рассмотрим пример 2, предлагаемый Г. И. Корниловым, и оценим целесообразность резервирования по методу расчетных затрат.

Ущерб от перерывов питания в резервированной схеме будет тогда, если имеет место совпадение аварий на обеих линиях. Количество аварий, происходящих одновременно на обеих линиях, можно принять [Л. 2] равным 20% от количества аварий на одной из линий.

Тогда

$$\begin{aligned} Z_1 &= Y_1; \\ Z_2 &= (0,225)k_p + Y_2 \end{aligned}$$

$Z_1 = Y_1 = 0,1 \cdot 0,25 \cdot 10 \cdot 25000 = 6250$ руб., $Z_2 = 5250 + 0,2 \cdot 6250 = 6500$ руб., т. е. резервирование нецелесообразно, так как $Z_1 < Z_2$; мы пришли к выводу, который противоположен выводу автора.

Литература

- Маркович И. М., Режимы работы энергетических систем, Госэнергоиздат, 1963.
- Розанов М. Н., Некоторые вопросы проектирования сетей энергетических систем, Лекция ВЭИ, 1963.

УДК 338.4:621.3

В. А. ЖУРИЛИН

Свердловск

Вопросы надежности и экономичности электроснабжения с ростом требований, предъявляемых к технологическому и энергетическому оборудованию, и ростом электрооборуженности труда становятся все более актуальными. Поэтому тематика статьи Г. И. Корнилова представляется нам интересной, однако сама статья, на наш взгляд, построена на ошибочных концепциях. Основная мысль автора заключается в том, что потребителей, нуждающихся в оптимизации надежности (энергоснабжения), он делит на две категории: обычные потребители, число которых велико, и потребители, имеющие «в своем роде уникальную схему энергоснабжения». Определение оптимальной надежности для первых автор проводит в соответствии с общепринятой методикой, а именно: затраты на повышение надежности не должны превосходить величины убытков от недоотпуска каждого киловатт-часа, что совершенно ясно и для чего новая методика не нужна.

Иногда электрооборудование и схемы электроснабжения, действительно, можно считать уникальными. Однако неясно, откуда в этом случае автор намеревается получить величины a и t_0 — среднее ожидаемое число отказов за период службы T и среднюю длительность ликвидации отказа. Ведь эти величины определяются методами математической статистики по данным эксплуатации большого количества идентичного оборудования. Очевидно, что одно исключает другое. Других же путей определения величин a и t_0 нет, ибо расчетные методы весьма приближенны. Между тем, вся методика с использованием «стратегии числа», предлагаемая Г. И. Корниловым, строится на определении знака величины

$$B_n = e^{-a} \sum_0^k \frac{a^n}{n!}, \quad (7)$$

где $k < m < k + 1$.

Резервирование должно считаться целесообразным, когда

$$B_n \leq 0.5. \quad (8)$$

Однако даже если изложенные выше трудности и будут каким-то образом преодолены, то нельзя отрицать, что автор неизбежно использует экономическое определение уникальности. Оно также не выдерживает критики. Для народного хозяйства в целом безразлично, где получена экономия от оптимизации надежности: на глубокой железорудной шахте или на мелкой.

Расчет по «стратегии числа» является более громоздким по сравнению с обычным, так как требуется на основании полученных величин k , a , t определить еще величину B_n .

При обычной же «стратегии суммы» достаточно сравнить величины t и A . Резервирование целесообразно, если

$$m \leq a. \quad (9)$$

Нельзя не отметить малую точность «стратегии числа», которая даже при отсутствии других недостатков делает сомнительной его целесообразность. Из формулы (7) видно, что величина B_n сильно зависит от значения k , которое получается округлением величины t до целого меньшего числа. Нетрудно видеть, что при числе отказов 1—2 за 15—20 лет (где «стратегия числа» должна иметь преимущества) относительная ошибка от округления весьма значительна. Проиллюстрируем это расчетами по «стратегии числа» для разного по годовым расчетным затратам оборудования при прочих равных условиях.

Оборудование I

$$\begin{aligned} a_1 &= 1,5; \\ m_1 &= 1,9; \\ k_1 &= 1; \\ B_{n1} &= 0,92. \end{aligned}$$

Оборудование II

$$\begin{aligned} a_2 &= 1,5; \\ m_2 &= 1,1; \\ k_2 &= 1; \\ B_{n2} &= 0,92. \end{aligned}$$

где K — капитальные затраты в один из сравниваемых вариантов;
 P_a — коэффициент амортизации;
 C_1 , C_2 — эксплуатационные затраты;
 Y_1 , Y_2 — ущерб от отказов схемы в течение срока службы
 Y_0 — средняя величина удельного ущерба от недоотпуска электроэнергии;
 t_0 — средняя длительность ликвидации отказа;
 Z_1 , Z_2 — годовые расчетные затраты вариантов;
 T — срок службы схемы;

K_p — дополнительные капитальные затраты на резервирование.

Резервирование оправдано, если:

$$Z_2 \leq Z_1, \quad (3)$$

или при $Y_2 = 0$

$$(0,125 + P_a)K_p + C_2 - C_1 \leq \frac{Y_0 x t_0 P}{T}. \quad (4)$$

Во втором случае из формулы (4) определяется число отказов

$$x = a \geq m; \quad (5)$$

$$m = \frac{(0,125 + P_a)K_p + C_2 - C_1}{Y_0 x t_0 P} T. \quad (6)$$

Однако, по мнению Г. И. Корнилова, такой метод неприменим для уникальных установок. К сожалению, определение

6*

«Стратегия числа» не делает различия между типами оборудования I и II. Между тем, если $C_1 \approx C_2$, то окажется [см. формулу (6)], что:

$$\frac{K_{p1}}{K_{p2}} \approx \frac{m_1}{m_2} = 1,73,$$

т. е. капитальные затраты в первом варианте на резервирование (а следовательно, и на выполнение рабочей схемы) чуть не в 2 раза выше.

Остановимся на теоретических выводах, которыми в обсуждаемой статье обосновывается преимущество «стратегии числа», т. е. вывода о том, что энтропия системы, с которой мы оперируем по «стратегии суммы», якобы больше энтропии системы в случае «стратегии числа». Очевидно, что во всех случаях система должна содержать в себе только ту информацию, которая необходима для решения задачи, но не большую. Если же в систему включить информацию, которая на ход решения повлиять не может, то смысл определения и сравнения энтропий теряется. Так и произошло при опреде-

лении энтропии H_1 . В самом деле, для решения вопроса о целесообразности резервирования по стратегии суммы нужно знать только знак разности $(a-m)$. Если $a < m$, то резервирование убыточно при разнице на любое число единиц. Поэтому нас интересует вероятность одного только события $a=m$, а не бесконечного числа, как утверждает автор, при определении H_1 .

Следует отметить имеющиеся в статье неточности и ошибки. В частности:

$$e^{-2,5} = \sum_{n=0}^2 \frac{2,5^n}{n!} - 0,5 = 0,045 > 0.$$

Автор утверждает обратное. В формуле определения условий резервирования следовало бы написать $x \geq k+1$, где k — целое число, но не $x \geq k$, как утверждается в статье Г. И. Корнилова.

Вывод. Методику оптимизации надежности с использованием «стратегии числа» нельзя считать обоснованной.

УДК 338.4:621.3

ОТВЕТ АВТОРА

Мнения авторов двух откликов о предложенном в моей статье методе оценки надежности не совпадают. Поэтому высказанные ими замечания приходится рассматривать раздельно.

В обсуждаемой статье произведен анализ двух возможных способов определения экономической целесообразности резервирования:

путем сопоставления затрат на резервирование со средним значением ущерба от аварий;

путем определения вероятности того, что расчетные затраты принимаемого варианта окажутся меньше, чем в варианте отвергнутом.

Последний способ является более общим. Первый же применим лишь в случаях, когда вероятность отклонения действительного числа отказов x от среднего a практически равна нулю, что имеет место при относительно больших a . Поэтому использованное в статье деление схем электроснабжения на две категории — с большим и малым a — является лишь средством для сравнения двух способов оценки надежности. Схемы с малым a были названы автором статьи «универсальными». Анализ причин, по которым схемы с малой средней частотой отказов не могут рассматриваться совместно, не входил в круг задач, рассматриваемых в статье.

Более подробно следует остановиться на замечании В. А. Журилина об «экономии от оптимизации надежности». Безусловно, верно, что для народного хозяйства безразлично, на каких предприятиях получена эта экономия. Однако, так как оценка величины ущерба от аварий не может быть произведена абсолютно достоверно, то далеко не безразличны гарантии обеспечения такой экономии. Как показано в статье, использование «стратегии числа» в каждом конкретном случае приводит к меньшей неопределенности последствий принимаемого решения.

В этом смысле весьма показательным является числовой пример, приведенный В. А. Журилиным:

$$a_1 = 1,5; \quad a_2 = 1,5;$$

$$m_1 = 1,9; \quad m_2 = 1,1.$$

В первом случае $a_1 < m_1$; $a_1 < a_{m1} = 1,68$ и решения, принимаемые по обеим стратегиям, совпадают. Во втором случае использование стратегии суммы приводит к решению о резервировании, так как $a_2 > m_2$. В то же время решение, основанное на «стратегии числа» будет противоположным, так как $a_2 < a_{m2} = 1,68$. Легко доказать, что во втором случае использование предложенного метода обеспечивает большую достоверность оценки последствий принимаемого решения.

В самом деле, вероятность того, что действительное число отказов x окажется равным среднему значению $a_2 = 1,5$, с которым сравнивается эквивалент затрат на резервирование m_2 , равна нулю, так как x может быть только целым числом.

Вместе с тем можно оценить вероятность того, что x не окажется вблизи своего среднего значения (1 или 2); последняя по неравенству Чебышева определяется как

$$P(|x - a| \geq 0,5) \leq \frac{1,5}{0,25} = 6.$$

Вероятность же того, что x не превзойдет 1 (в этом случае отказ от резервирования является правильным решением) составляет:

$$P(x \leq 1) = e^{-1,5} \sum_{n=0}^1 \frac{1,5^n}{n!} = 0,223 \cdot 2,5 = 0,556.$$

Попутно заметим, что у В. А. Журилина эта величина ошибочно определена как 0,92.

Нельзя согласиться и с замечаниями оппонента по поводу соотношения энтропий систем случайных событий. Не останавливаясь детально на ошибочности утверждений о том, что «во всех случаях система должна содержать только ту информацию, которая необходима для решения задачи» или о том, что при использовании «стратегии суммы» нас интересует вероятность одного только события $m=a$, можно заметить лишь следующее.

Система случайных событий ($x=0; x=1; x=2$ и т. д.) имеет известную степень неопределенности (энтропию). Если эту же систему рассматривать состоящей только из двух событий $x < m$ и $x > m$, то при этом о каждом из них мы можем судить с большей определенностью, так как энтропия второй системы намного меньше, чем первой.

Во втором числовом примере в статье по моей вине были допущены опечатки: на стр. 32, начиная с первой строки и далее, следует читать: «Резервирование нецелесообразно, так как

$$e^{-2,5} \sum_{n=0}^2 \frac{2,5^n}{n!} - 0,5 > 0.$$

Замечания В. А. Журилина по поводу этих опечаток автор принимает с благодарностью.

Предложенный метод оценки экономической целесообразности резервирования основан на определении вероятности преобладания расчетных затрат варианта, отвергаемого перед вариантом принятым. Это положение четко оговорено в статье и поэтому замечания авторов второго отклика Н. А. Казака и А. В. Мясникова в отношении «исключения возможности экономического сопоставления вариантов» при использовании стратегии числа линены оснований.

В обсуждаемой статье для удобства сравнения расчетных затрат вариантов введено понятие эквивалента затрат на резервирование m , с помощью которого дополнительное увеличение расчетных затрат на резервирование выражается некоторым эквивалентным числом отказов. Поэтому вызывают недоумение последующие замечания Н. А. Казака и А. В. Мясникова, вызванные присанным автору толкованием m как «числа отказов в резервированной схеме».

Замечание о недопустимости пренебрежения ущербом от отказов в схеме с резервированием справедливо лишь отчасти.

Автор статьи пренебрег таким ущербом лишь в целях упрощения расчетов, так как вероятность совпадения аварий на двух линиях — основной и резервной — ничтожно мала и учет этой вероятности в практических расчетах не скажется на результатах. Об этом свидетельствует и пример, приведенный Н. А. Казаком и А. В. Мясниковым. Вывод о нецелесообразности резервирования в примере 2 не совпадает с выводом, приведенным в статье, только из-за отмеченной выше опечатки.

Г. И. Корнилов



Заметки и письма

УДК 621.313.323:621.313.333

О СРАВНЕНИИ СИНХРОННЫХ И АСИНХРОННЫХ ДВИГАТЕЛЕЙ

Синхронные двигатели, обладая рядом существенных преимуществ перед асинхронными, находят все более широкое распространение в промышленности. Однако выбор типа двигателя для электропривода в каждом конкретном случае должен производиться на основании технико-экономического расчета.

В настоящее время существуют два способа сравнения асинхронного и синхронного двигателей [Л. 1]. При первом способе производится сравнение между синхронным двигателем в режиме работы с $\cos \varphi \leq 1$ и асинхронным двигателем со статическими конденсаторами, мощность которых выбрана исходя из условия получения того же $\cos \varphi$. При втором способе производится сравнение следующих вариантов:

1. Синхронный двигатель в режиме работы с $\cos \varphi = 1$ и асинхронный двигатель со статическими конденсаторами, мощность которых выбрана исходя из условия получения $\cos \varphi = 1$.

2. Синхронный двигатель в режиме работы с $\cos \varphi = 1$ и асинхронный двигатель без статических конденсаторов для случая, когда реактивная мощность может быть получена от других источников с заведомо меньшими затратами.

3. Синхронный двигатель в режиме работы с $\cos \varphi = 1$ и статическими конденсаторами и синхронный двигатель с $\cos \varphi < 1$. При этом мощность статических конденсаторов выбрана так, что в обоих случаях $\cos \varphi$ установки получается одинаковым.

Таким образом, основой для сравнения вариантов по второму способу выбран режим работы синхронного двигателя с $\cos \varphi = 1$. При этом ошибочно указывается, что «этот режим является наиболее выгодным для самого двигателя, так как потери будут иметь минимальное значение» [Л. 1, стр. 278]. В действительности же режим работы синхронного двигателя с $\cos \varphi = 1$ обеспечивает только минимум нагрузочных потерь (потери в статорной цепи).

Поскольку в синхронном двигателе на выработку реактивной мощности затрачивается определенная величина активной мощности на возбуждение, следует признать, что минимум полных потерь двигателя при определенной активной нагрузке соответствует работе с некоторым отстающим коэффициентом мощности. В справедливости последнего утверж-

дения можно убедиться, рассмотрев функцию полных потерь синхронного двигателя [Л. 1]:

$$\Sigma \Delta P = C + D\beta^2 + A\alpha^2 + B\alpha,$$

где

C — составляющая потеря, не зависящая от активной и реактивной мощностей двигателя;

$D\beta^2 = D \left(\frac{P}{P_n} \right)^2$ — составляющая потеря, изменяющаяся пропорционально квадрату активной мощности;

$A\alpha^2 = D \left(\frac{Q}{Q_n} \right)^2$ — составляющая потеря, изменяющаяся пропорционально квадрату реактивной мощности;

$B\alpha = B \left(\frac{Q}{Q_n} \right)$ — составляющая потеря, изменяющаяся пропорционально реактивной мощности.

Значения величин A , B , C , D можно определить по формулам или таблицам, приведенным в [Л. 1]. Из условия минимума полных потерь синхронного двигателя, наивыгоднейшее значение реактивной мощности:

$$\alpha'_{\text{наив}} = - \frac{B}{2A}.$$

Так как при составлении уравнения (1) положительное значение α соответствовало работе синхронного двигателя с опережающим $\cos \varphi$, то отрицательное α соответствует потреблению реактивной мощности. Следовательно, режим работы синхронного двигателя с $\cos \varphi = 1$ не является наивыгоднейшим для самого двигателя.

Литература

1. Сыромятников И. А., Режимы работы асинхронных и синхронных электродвигателей, Госэнергоиздат, 1963.

Инж. Ю. М. Тюханов
Красноярск



Профессор СЕРГЕЙ ВАСИЛЬЕВИЧ УСОВ

(К 60-летию со дня рождения)

В сентябре 1965 г. исполнилось шестьдесят лет со дня рождения и тридцать пять лет инженерной и научной деятельности крупного советского энергетика профессора С. В. Усова.

С. В. Усов окончил Ленинградский электротехнический институт им. Ульянова (Ленина) в 1930 г., после чего более двадцати лет работал в энергосистеме Ленэнерго. Инженерную деятельность Сергей Васильевич начал в службе режимов энергосистемы, а в 1939 г. был назначен на должность главного инженера Ленэнерго.

В период блокады Ленинграда немецко-фашистскими захватчиками С. В. Усовым во главе группы инженеров Ленэнерго был внесен смелый проект связать Ленинград с Волховской ГЭС через Ладожское озеро, в обход линии блокады, новой линией электропередачи. С. В. Усов был назначен, начальником этого ответственного строительства, которое было завершено в рекордно короткий срок — 45 дней. Эта линия электропередачи, как своеобразная «линия жизни», сыграла большую роль в обеспечении электроэнергии осажденного Ленинграда. Под руководством С. В. Усова были выполнены работы по реконструкции тепловых электростанций Ленэнерго в связи с переводом их в условиях блокады на местные сорта топлива, а затем в послевоенный период по восстановлению энергохозяйства Ленинграда.

В 1949 г. С. В. Усову было присвоено звание профессора, и в том же году он был избран заведующим кафедрой электрических станций Ленинградского



политехнического института им. Калинина. За период работы в институте Сергей Васильевич сумел организовать коллектив кафедры электрических станций на выполнение важных задач, воспитал ряд научных работников, расширил лабораторную базу кафедры. Следует отметить научно-исследовательскую работу кафедры, выполненную под руководством С. В. Усова, в области оптимизации режима работы энергетических систем и создание специализированных вычислительных машин для управления режимом энергосистем.

Используя свой многолетний опыт

А. И. Вольдек, Б. И. Доманский, В. С. Дранников, А. М. Залесский, М. К. Каменский, В. В. Кантан, Г. Е. Кашкаров, Е. И. Кизеветтер, А. Н. Климов, Н. Н. Ковалев, М. П. Костенко, М. В. Костенко, Л. Р. Нейман, Г. М. Павлов, В. С. Равдоник, Я. Л. Рузин, М. М. Сидоров, Е. Г. Шрамков.

УДК 621.314.21

практической работы, С. В. Усов сумел наладить творческую связь между руководимой им кафедрой и рядом энергосистем нашей страны.

Сергей Васильевич является крупным специалистом в области электрических станций и энергетических систем. Им опубликовано 50 научных работ. В институте он успешно занимается научно-педагогической деятельностью и показал себя умелым организатором. С декабря 1955 г. по июнь 1958 г. С. В. Усов работал заместителем директора института по научной работе. В феврале 1964 г. избран деканом электромеханического факультета института.

С. В. Усов член КПСС с 1942 г. Наряду с большой научной и педагогической деятельностью С. В. Усов уделяет много внимания общественной работе. С 1943 по 1955 г. С. В. Усов был председателем Ленинградского отделения Всесоюзного научно-технического общества энергетиков. Сейчас он является заместителем председателя Центрального правления НТО энергетической промышленности, председателем секции энергетических систем НТОЭП и состоит членом научно-технических советов ряда организаций.

В течение ряда лет Сергей Васильевич является членом редколлегии журнала «Электрические станции».

За заслуги в области отечественной энергетики С. В. Усов награжден орденами Ленина, Трудового Красного Знамени, Красной Звезды, Знак почета и медалями «За оборону Ленинграда», «За доблестный труд в Великой Отечественной войне», «В память 250-летия города Ленинграда».

Э. А. МАНЬКИН

(К 60-летию со дня рождения)



28 мая 1965 г. исполнилось 60 лет со дня рождения и 35 лет научно-технической деятельности одного из старейших работников в области трансформаторостроения Эммануила Абрамовича Манькина.

Трудовая деятельность Эммануила Абрамовича началась в 1927 г., когда после окончания электромашиностроительного института в Москве он стал работать инженером на Московском трансформаторном заводе (ныне Московский электрозвозовод). Здесь Э. А. Манькин занимается вопросами испытаний трансформаторов, проектирует испытательную станцию цеха мощных трансформаторов завода и до 1934 г. ее возглавляет.

С 1935 до 1942 гг. он работает начальником проектного бюро специальных трансформаторов технического от-

дела завода. В эти годы им был выполнен ряд теоретических работ в области электромагнитных расчетов трансформаторов и в их числе анализ особенностей работы трансформаторов для ртутных выпрямителей в стационарных и аварийных режимах.

В 1939 г. Э. А. Манькину была присуждена ученая степень кандидата технических наук за работу по методике расчета рассеяния трансформаторов со сложными обмотками.

В 1935—1939 гг. под непосредственным руководством Э. А. Манькина был спроектирован ряд крупных трансформаторов для мощных ртутных выпрямительных установок. Эти конструкции надежно работали в тяжелых условиях эксплуатации, особенно в годы Великой Отечественной войны.

За разработку серии крупных выпря-

мительных трансформаторов Э. А. Манькин был удостоен в 1948 г. звания лауреата Государственной премии.

В 1942—1947 гг. Э. А. Манькин работает заместителем начальника технического отдела завода, а с 1947 г. возглавляет бюро электромагнитных расчетов Специального конструкторского бюро. Он является одним из основных авторов проекта и руководителей наладки первого в мире синхротрона на 280 млн. эв, работающего и попыне, принимает активное участие в создании се-

рии бетатронов на 50 млн. эв и ряда других объектов.

В 1955—1958 гг. Э. А. Манькин руководит проектной группой, разрабатывавшей комплекс уникального трансформаторного оборудования для линии электропередачи постоянного тока Волгоград—Донбасс напряжением ± 400 кв.

С 1960 г. Э. А. Манькин возглавляет трансформаторную лабораторию Всесоюзного электротехнического института им. Ленина.

За время инженерной и научной

деятельности Э. А. Манькиным опубликовано свыше 30 печатных работ.

В этом году Э. А. Манькин защитил диссертацию на степень доктора технических наук по совокупности работ «Электромагнитные расчеты трансформаторов, реакторов и ускорителей заряженных частиц».

Пожелаем юбиляру доброго здоровья и новых творческих успехов в области трансформаторостроения, которой он посвятил многие годы своей деятельности.

В. Г. Бирюков, В. В. Бритчук, В. К. Кожухов, А. Г. Крайз, И. С. Наяшков, Н. И. Назаревский, А. В. Панов, Г. Н. Петров, С. И. Рабинович, А. В. Сапожников.

УДК 621.3(013)

ДИССЕРТАЦИИ

НА СОИСКАНИЕ УЧЕНОЙ СТЕПЕНИ КАНДИДАТА ТЕХНИЧЕСКИХ НАУК

МОСКОВСКИЙ ЭНЕРГЕТИЧЕСКИЙ ИНСТИТУТ

Ю. Б. Айзенберг защитил 11 октября 1963 г. диссертацию на тему «Разработка и исследование промышленных светильников из материалов с направленно-рассеянным отражением для ламп накаливания». Официальные оппоненты: д. т. н., проф. В. В. Мешков и к. т. н., доц. И. Б. Левитин.

В диссертации на основе анализа и сопоставления результатов предшествующих работ по созданию оптимальных светильников общего освещения:

определены характеристики светораспределения новой серии светильников;

приведены результаты исследования оптических свойств нового материала, применяемого в разрабатываемой серии светильников;

изложен инженерный метод расчета профиля отражения из материалов с направленно-рассеянным отражением, позволяющий широко использовать таблицы и номограммы;

разработана серия светильников, производство которых было освоено светотехнической промышленностью при активном участии автора.

Для исследования характеристик и технико-экономической оценки новой серии светильников были созданы опытные осветительные установки на двух предприятиях Москвы, на которых проведены их длительные экспериментальные испытания.

В. Х. Хохлов защитил 6 декабря 1963 г. диссертацию на тему «Некоторые вопросы экономики передачи электрической энергии». Официальные оппоненты: проф. П. Г. Грудинский и доц. Ф. П. Лашков.

Работа содержит следующие разделы:

о максимально допустимом значении себестоимости транспорта электроэнергии; экономический минимум загрузки электропередачи;

экономическая оценка мероприятий по снижению индуктивного сопротивления линий электропередач;

о технико-экономических расчетах при выборе проводов электропередачи;

оценка потерь в сетях;

нормирование затрат на эксплуатационные работы в сетях;

о некоторых вопросах экономики строительства электропередач.

Ю. Г. Шакарян защитил 6 декабря 1963 г. диссертацию на тему «Исследование асинхронизированного синхронного двигателя». Официальные оппоненты: д. т. н., проф. Т. Г. Сорокер и д. т. н. Н. И. Соколов.

В диссертации проведены теоретические и экспериментальные исследования асинхронизированной синхронной машины, в основном работающей в режиме двигателя, и дается систематизация указанных машин по характеристикам $P(s)$ и $Q(s)$ в установленном режиме. Автором разработана методика, позволяющая сравнивать любые законы регулирования

в установившемся режиме. Им произведено сравнение синхронных и асинхронизированных синхронных машин в статических режимах.

В диссертации приведены результаты исследования (на математических машинах непрерывного действия) переходных процессов в асинхронизированных синхронных двигателях при уменьшении напряжения и проанализированы условия самозапуска.

Автор разработал и изготовил макет безынерционного регулятора возбуждения, при котором машина может работать при скольжениях, равных примерно 70—80%. Им проведена экспериментальная проверка на лабораторной установке работы асинхронизированного синхронного двигателя с регулятором и возбудителем (электромашинным усилителем полнопреречного поля) в статических режимах. Эти исследования проведены в соответствии с требованиями регулирования скорости и соф питателей насосов крупных электрических станций и центробежных нагнетателей.

В. И. Соколов защитил 6 декабря 1963 г. диссертацию на тему «Повышение экономичности регулирования реактивной мощности в сложных электрических системах с пиковыми станциями». Официальные оппоненты: проф. П. Г. Грудинский и к. т. н. М. С. Либкинд.

В диссертации рассмотрены вопросы использования генераторов пиковых электростанций в режиме синхронного компенсатора, указано оптимальное распределение реактивной нагрузки энергосистемы между совмещенными и специальными источниками реактивной мощности, исследована возможность регулирования параметров синхронной машины методом подмагничивания магнитопровода, проанализировано влияние подмагничивания на процесс емкостного самовозбуждения синхронных машин и на увеличение предельных мощностей пиковых электростанций.

Б. Я. Прахин защитил 20 декабря 1963 г. диссертацию на тему «Синтез структуры систем автоматического регулирования возбуждения синхронного генератора по требованиям статической устойчивости электрической системы». Официальные оппоненты: д. т. н. Л. В. Цукерник и к. т. н., доц. И. В. Литкенс.

Автором разработан метод синтеза корректирующих устройств систем автоматического регулирования возбуждения синхронных генераторов сложной электрической системы для обеспечения получения постоянной настройки регулятора возбуждения сильного действия. Корректирующие устройства с этой целью могут включаться в цепь стабилизации регулятора возбуждения или в цепь обратной связи, охватывающей возбудитель генератора. Выявлены общие требования, предъявляемые к корректирующим устройствам обоих видов, исходя из условий получения областей устойчивости желаемой конфигурации. Разработан метод синтеза структуры оптимального закона регулирования возбуждения синхронных генераторов сложной электрической системы, позволяющий обеспечить постоянную настройку регулятора возбуждения сильного действия.

¹ С диссертациями можно ознакомиться в Государственной библиотеке имени В. И. Ленина и в библиотеках соответствующих институтов.

Для сложных электрических систем разработана методика изучения статической устойчивости. Оценка устойчивости производится по частотным характеристикам элементов системы для режима установившихся вынужденных колебаний.

В диссертации приведены соотношения, позволяющие определять параметры схемы замещения эквивалентного генератора, заменяющего группу параллельно работающих регулируемых генераторов станции при отсутствии внутригрупповой симметрии, и уравнение, при помощи которого можно непосредственно определять области устойчивости сложной электрической системы.

Л. В. Лейтес защитил 20 декабря 1963 г. диссертацию на тему «Теория и проектирование мощных тороидальных реакторов без сердечников». Официальные оппоненты: д. т. н., проф. Ю. В. Буткевич и к. т. н., доц. В. В. Коген-Далин.

Автором разработан тороидальный реактор, в котором практически отсутствует внешнее магнитное поле, ничтожно малы добавочные потери и снижены механические усилия в обмотке. Им разработан метод расчета магнитного поля внутри и вне обмотки тороидального реактора и выведены формулы для расчета индуктивности, добавочных потерь и электродинамических усилий. Для инженерных расчетов выведены упрощенные приближенные формулы, обеспечивающие достаточную точность. Теоретически разработана форма катушек, при которой минимальны механические напряжения в проводах.

Определены оптимальные соотношения между основными размерами обмотки. Предложена методика выбора оптимальных размеров и параметров реактора, рекомендован порядок расчета. Приведен пример расчета токоограничивающего реактора, выполненный на быстродействующей вычислительной машине. Рассмотрены особенности возможных схем и конструкций тороидальных реакторов. Основные положения диссертации и методы расчета проверены на опытной трехфазной группе мощных тороидальных реакторов, работающих при напряжении 110 кв.

Б. Ш. Бургин защитил 3 января 1964 г. диссертацию на тему «Разработка и исследование автоматизированного электропривода основных механизмов крупных драг». Официальные оппоненты: д. т. н., проф. В. С. Тулин и к. т. н., доц. Е. И. Зимин.

В диссертации рассмотрены следующие основные задачи: особенности работы и систематизация требований, предъявляемых к электроприводам черпаковой цепи и лебедок носовых канатов драг, а также к автоматизации совместной работы этих электроприводов;

рациональные системы автоматизированных электроприводов черпаковой цепи и лебедок носовых канатов драг с емкостью черпака 210—600 л;

методика определения коэффициента усиления системы автоматического регулирования при условии ликвидации низкочастотных колебаний и с учетом упругих звеньев в системе боковой подачи;

низкочастотные колебания в системе боковой подачи драг и разработка устройств для устранения низкочастотных колебаний в системе автоматического регулирования;

перспективные системы электропривода и направление дальнейшей автоматизации работы приводов черпаковой цепи и лебедок носовых канатов драг

И. Н. Чарахчян защитил 17 января 1964 г. диссертацию на тему «Асинхронные трехфазные двигатели общепромышленного применения». Официальные оппоненты: проф. П. С. Сергеев и к. т. н. А. А. Рабинович.

Во введении к диссертации рассматриваются общие вопросы проектирования серии трехфазных асинхронных двигателей общепромышленного применения мощностью от 0,6 до 100 квт (в четырехполюсном исполнении). В дальнейшем изложены методика технико-экономической оценки и вопросы проектирования оптимального асинхронного двигателя. Результаты многих расчетов показали, что эксплуатационные расходы, зависящие только от энергетических показателей (к. п. д. и $\cos\phi$) двигателя, превышают его заводскую себестоимость более чем в 2 раза. Поэтому при проектировании электрических машин значения энергетических показателей следует определять, исходя из минимальных затрат на их изготовление и эксплуатацию, а не задаваться ими, как это обычно делается.

Автором была выполнена научно-исследовательская работа по составлению формул для определения заводской себестоимости машины и расходов при ее эксплуатации. Проведенные при этом многочисленные расчеты позволили установить общие закономерности и найти соотношения для определения оптимальных энергетических показателей. Применение разработанной методики показано на примере расчета четырехполюсного двигателя девятого габарита мощностью 100 квт. В диссертации приводится описание новой серии трехфазных асинхронных электродвигателей А2 и АО2, изложены вопросы расчета активных частей двигателя и указаны основные размеры всех электродвигателей новой серии и их электромагнитные нагрузки.

Последняя глава диссертации посвящена вопросам проектирования асинхронных двигателей с алюминиевой обмоткой статора, как модификация асинхронных двигателей серии А2 и АО2.

ВСЕСОЮЗНЫЙ ЭЛЕКТРОТЕХНИЧЕСКИЙ ИНСТИТУТ

Г. Е. Агафонов защитил 26 ноября 1963 г. диссертацию на тему «Исследование синтетической двухчастотной схемы испытаний высоковольтных выключателей на отключающую способность с ударным синхронным генератором в качестве источника тока». Официальные оппоненты: д. т. н. М. В. Костенко и к. т. н. Н. М. Чернышев.

Проведенные теоретические и экспериментальные исследования показали, что вышеуказанная система может успешно эксплуатироваться в лабораториях для испытаний высоковольтных аппаратов и обеспечивать качественную проверку отключающей способности высоковольтных выключателей. Рассмотрение различных режимов работы системы показало, что опасные перенапряжения в цепи синхронного генератора и в цепи высоковольтных реакторов при соблюдении условий равенства частот колебаний и декрементов затуханий восстанавливающегося напряжения контуров тока и напряжения отсутствуют.

К синхронизирующему устройству системы предъявляются достаточно жесткие требования: при величине опережения, равной 2000—3000 мксек, его разброс не должен превышать 2—6% в зависимости от величины отношения э. д. с. контуров напряжения и тока, и практически не должен зависеть от падения напряжения на дуге, длительности горения дуги и величины апериодической составляющей в испытательном токе. Разработанное синхронизирующее устройство, реагирующее также в отличие от аналогичных устройств на величину падения напряжения на дуге и апериодической составляющей в испытательном токе, обеспечивает требуемую стабильность работы. Анализируемая схема была внедрена в Ленинградском филиале Всесоюзного электротехнического института.

ВСЕСОЮЗНЫЙ НАУЧНО-ИССЛЕДОВАТЕЛЬСКИЙ ИНСТИТУТ ЖЕЛЕЗНОДОРОЖНОГО ТРАНСПОРТА

А. А. Скворцов защитил 25 октября 1963 г. диссертацию на тему «Исследование процессов старения изоляции тяговых двигателей электроподвижного состава и пути повышения ее эксплуатационной надежности». Официальные оппоненты: д. т. н., проф. Д. В. Разевиг и к. т. п., доц. Н. А. Козырев.

Изучены основные процессы старения микаелентной изоляции; разработана методика структурного анализа и установлена зависимость пробивного напряжения изоляции от состояния структуры; определен состав эксплуатационных загрязнений, отлагающихся на поверхности обмоток и показано их влияние на свойства изоляции, изучены процессы сушки микаелентной изоляции и намечены пути улучшения контроля и совершенствования технологических процессов изолирования обмоток двигателей.

Автор установил величину испытательных переменных напряжений, не ухудшающих свойства микаелентной изоляции, определил зависимость пробивного напряжения от числа слоев стекломикаеленты на кремнийорганическом связующем и показал возможность применения стеклозаспаконовой лакотакции в качестве корпусной и межвитковой изоляции обмоток тяговых двигателей.

А. М. Вольф защитил 25 октября 1963 г. диссертацию на тему «Исследование влияния отклонения напряжения в контактной сети от номинальной величины на нагревание тяговых дви-

гателей электровозов постоянного тока». Официальные оппоненты: проф. И. Н. Сидоров и к. т. н. А. В. Быковский.

В диссертации приведены результаты теоретического исследования влияния напряжения в контактной сети на нагревание обмоток тягового двигателя. Для этого произведен полный тепловой расчет и построены графики нагревания обмоток якоря и главных полюсов тяговых двигателей при разных токах и напряжениях в контактной сети от 2 000 до 4 000 в.

Кроме того, автором исследовано влияние изменения интенсивности вентиляции на нагревание обмоток тягового двигателя при различных нагрузках и продолжительности работы. Им проанализировано изменение тока нагрузки двигателей электровоза при отклонении напряжения в контактной сети от номинального значения. Для определения величины изменения тока двигателя был применен графо-аналитический способ расчета. Он основан на совмещении тяговых характеристик электровоза для различных напряжений в контактной сети с графиком полного сопротивления движению поезда.

В диссертации рассмотрен порядок выполнения и результаты экспериментальных работ.

МОСКОВСКИЙ ИНЖЕНЕРНО-ЭКОНОМИЧЕСКИЙ ИНСТИТУТ

Э. А. Наргизян защитил 13 ноября 1963 г. диссертацию на тему «Вопросы методики использования ТЭС для многолетнего регулирования системы». Официальные оппоненты: д. т. н. С. В. Клопов и к. п. н. Е. О. Штенгауз.

Автор рассмотрел вопросы определения потребности системы в многолетнем регулировании, выбора типа тепловых электростанций для многолетнего регулирования системы и проблемы складирования. Им разработана методика определения расчетных затрат при работе старых агрегатов в той или иной части многолетнего графика нагрузки. В диссертации изложена методика определения расчетных затрат в зависимости от расчетного числа часов использования, типа тепловых электростанций и стоимости топлива.

МОСКОВСКИЙ ИНЖЕНЕРНО-ФИЗИЧЕСКИЙ ИНСТИТУТ

Г. А. Васильев защитил 26 октября 1962 г. диссертацию на тему «Каскадный генератор с бегущей волной — новый источник сверхвысоких напряжений для ускорителей прямого действия». Официальные оппоненты: д. ф.-м. н., проф. Б. М. Гохберг и к. т. н. В. И. Левитов.

В диссертации сформулированы требования к высоковольтным источникам для ускорителей и проведено сравнение существующих типов электростатических и каскадных генераторов. Автор решил одну из задач теории каскадного генератора — о поддержании одинакового напряжения на всех каскадах. В то время как обычная схема умножения аккумулирует электростатическую энергию, рассматриваемая система способна, кроме того, запасать и электромагнитную энергию (в катушках индуктивности и зарядных конденсаторах). Передача энергии от каскада к каскаду осуществляется как через зарядные конденсаторы, так и посредством индуктивной связи между катушками.

Практически важной особенностью анализируемой системы является взаимное уничтожение пульсаций на соседних каскадах (за счет сдвига фаз), а также подавление пульсаций емкостью высоковольтного электрода.

В диссертации описан построенный автором экспериментальный каскадный генератор с бегущей волной. Им предложена аксиально-симметрическая конструкция каскадного генератора, в которой используются конденсаторы с газообразным диэлектриком.

ИНСТИТУТ ЭЛЕКТРОМЕХАНИКИ

Н. С. Сирый защитил 19 декабря 1963 г. диссертацию на тему «Регулирование возбуждения синхронных генераторов, работающих на дальние линии электропередач». Официальные оппоненты: д. т. н., проф. А. А. Воронов и к. т. н. Г. В. Рощин.

Автор дает краткий обзор работ по автоматическому регулированию возбуждения, проводившихся как в СССР, так и за рубежом.

Первая глава диссертации посвящена определению оптимального закона регулирования возбуждения в первом цикле качаний ротора.

Во второй главе анализируется устойчивость регулирования при изменении частоты.

В третьей главе сравниваются способы регулирования возбуждения при подключении генераторов к шинам системы соизмеримой мощности. Сравнение проведено на основе эксперимента на электродинамической модели. Кроме того, описывается исследование Волгоградской гидроэлектростанции, на которой имеются две группы генераторов с ослабленной связью между шинами.

ЛЕНИНГРАДСКИЙ ЭЛЕКТРОТЕХНИЧЕСКИЙ ИНСТИТУТ

А. Н. Шамов защитил 1 июня 1962 г. диссертацию на тему «Проектирование и внедрение установок индукционного нагрева в кузнецких цехах и прокатных станах». Официальные оппоненты: д. т. н., проф. А. В. Донской и к. т. н., доц. А. Е. Слуцкий.

Диссертация имеет следующие разделы:
централизованное питание нагревателей;
параллельная работа высокочастотных генераторов;
линии передачи тока высокой частоты;
нагрев на двух частотах;
проектирование индукторов и нагревателей;
анализ технико-экономических показателей.

По мнению автора, преимущества индукционного нагрева полнее всего реализуются в специализированных цехах, автоматических линиях и специальных прокатных станах.

А. А. Ланнэ защитил 14 ноября 1963 г. диссертацию на тему «Синтез некоторых классов линейных электрических цепей с заданными амплитудно-разностными и фазо-разностными характеристиками». Официальные оппоненты: д. т. н. С. С. Коган и к. т. н. В. В. Шрагер.

Автор проанализировал возможности шестиполюсных цепей в отношении воспроизведения заданных амплитудно- и фазо-разностных характеристик и показал принципиальные преимущества шестиполюсных разностных цепей по сравнению с четырехполюсными. Он определил основные типы шестиполюсных разностных цепей, представляющие практический интерес, и рассмотрел общие вопросы, связанные с рациональными путями реализации таких цепей.

Им получено аналитическое решение задачи аппроксимации функции, выражающей частотную зависимость фазо-разностной характеристики широкополосного фазовращающего устройства для случая произвольно заданного значения $F_0 = \text{const}$.

В диссертации рассмотрены вопросы реализации указанных устройств, предложен метод коррекции их фазо-частотных характеристик, основанный на использовании полиномов Дарлингтона и обоснована возможность синтеза (широкополосного амплитудно-разностного устройства).

Ф. П. Пресс защитил 15 ноября 1963 г. диссертацию на тему «Разработка фотолитографического метода производства кремниевых приборов». Официальные оппоненты: д. х. н., проф. К. С. Ляликов и к. х. н. А. Э. Никеров.

После обзора основных работ по фотолитографии на кремнии рассмотрены принципы выбора соответствующего фоторезиста. Описаны результаты экспериментальных изысканий фоторезистов с высокой разрешающей способностью и достаточной кислотостойкостью и показано, что наиболее подходящими для фотолитографии приборов являются сложные эфиры коричной кислоты и поливинилового спирта — поливинилциннаматы.

Далее в диссертации приведены результаты исследования свойств поливинилциннаматов и предложена технология применения поливинилциннаматов в производстве кремниевых приборов.

Изучение свойств подложки (окисленный кремний) методом нанесения и обработки слоя фоторезиста, а также исследование механизма травления окисла в условиях защиты фоторезистом позволили разработать воспроизводимый фотолитографический процесс, пригодный к внедрению в производство кремниевых приборов.

В заключении автор излагает вопросы практического применения разработанного им метода в производстве различных кремниевых приборов.

Библиография

УДК 621

М. О. Каменецкий. РОБЕРТ ЭДУАРДОВИЧ КЛАССОН.

Госэнергоиздат, 1963, 212 стр., ц. 80 коп.

В 1964 г. вышла в свет книга о замечательном русском инженере-энергетике Роберте Эдуардовиче Классоне. Автор книги — М. О. Каменецкий инженер-электрик, написавший ряд статей по истории электротехники и книгу «Первые русские электростанции», редактор — И. Р. Классон, сын Роберта Эдуардова.

В приведенной в приложении к книге речи Н. К. Крупской на заседании памяти Р. Э. Классона в 1926 г. содержатся ее воспоминания о марксистском кружке студентов-технологов. Правильный подход к пониманию марксизма Н. К. Крупская выработала в себе именно в этом кружке, которым руководил Р. Э. Классон.

Глава 1 посвящена студенческим годам Р. Э. Классона и его первоначальным шагам на поприще инженера.

Большую роль в формировании Р. Э. Классона как специалиста-электрика сыграла Международная франкфуртская выставка 1891 г., где демонстрировались новейшие достижения электротехники, в том числе электрическая передача энергии трехфазным током высокого напряжения на расстояние 170 км. Вместе с крупнейшим русским инженером М. О. Доливо-Добровольским и рядом профессоров электротехники Р. Э. Классон участвовал там в интересных испытаниях при повышении напряжения на линии до 28 кв и об этом он написал в 1894 г. статью в журнал «Электричество».

Глава 2 книги рассказывает о том периоде времени, когда Р. Э. Классон работал на Охтицком пороховом заводе вместе с В. Н. Чиколовым — одним из выдающихся деятелей русской электротехники. По их совместному проекту и техническим условиям была построена в Петербурге электростанция и заводская распределительная сеть трехфазного тока напряжением 2000 в.

С начала 1897 г. Р. Э. Классон назначается и. о. управляющего Московским отделением «Общества 1886 г.», в которое вошла Первая московская электростанция трехфазного тока на Раушской набережной. С первых же дней своей работы в Москве Классон настойчиво добивался установления порядка в техническом руководстве эксплуатацией и благодаря его усилиям на Московской электростанции была осуществлена образцовая организация, которая послужила примером и для последующих электростанций России. Этому периоду деятельности Р. Э. Классона посвящена гл. 3.

В 1900 г. Классон перешел на работу в Баку на должность директора общества «Электроснаб». Бакинский период деятельности Классона, о котором рассказывается в гл. 4, характеризуется началом применения электропривода в нефтяной промышленности вместо паровых машин. Это сокращало расход топлива на 50—75%. Впервые электродвигатели питались при генераторном

напряжении 2000 в. В книге приведен редкий случай технического невежества, с которым пришлось столкнуться Классону при определении мощности электродвигателей. Теплотехники уверяли, что паровые машины эксплуатируются при мощности 30 л. с., а поставленные по инициативе Классона инженерные испытания путем снятия индикаторных диаграмм показали, что паровые машины развивают при эксплуатации мощность не 30, а до 150 л. с. В книге приведено несколько ярких фактов деятельности Классона в первые месяцы эксплуатации станции.

Представляют большой интерес первые аварии на электростанциях и в сетьях, а также ликвидация их. К сожалению, в книге приведено описание лишь трех аварий, в том числе из ряда вон выходящий по силе взрыв гремучего газа в помещении аккумуляторной батареи.

Автору настоящей рецензии, работавшему с Р. Э. Классоном с 1914 г. и до конца его жизни на Первой МГЭС, приходилось не раз слышать как от самого Классона, так и от его бакинских сотрудников — Винтера, Кирпичникова, Языкова и Николаева о множестве интересных и поучительных аварий. Классон очень ценил работников, переживших ряд аварий; он считал, что такие опытные работники уже не допустят у себя повторения их. Помню случай, когда к Классону явился для поступления на работу в роли дежурного помощника электротехнического мастера один мастер с небольшой электростанции. На вопрос Классона, много ли было на станции аварий, тот ответил, что при нем аварий совсем не было. Мастер не был принят на работу.

Под руководством Классона в Баку были построены и пущены в эксплуатацию две электростанции при напряжении 2000 и 6000 в, а также высоковольтные воздушные электролинии. У Классона были постоянные столкновения с администрацией из-за большого количества «политически неблагонадежных» лиц, которым Классон всегда считал своим долгом давать возможность работать на руководимых им предприятиях. Дело дошло до увольнения Р. Э. Классона вместе с В. В. Старковым, А. Б. Красиным и А. В. Винтером за отказ обратиться к помощи полиции для подавления забастовки рабочих станций.

В 1906 г. Классон поступил на работу директором «Общества 1886 г.» в Москве Г. М. Кржижановский, которого Классон пригласил на должность заведующего кабельной сетью Московского отделения «Общества 1886 г.», писал, что у Классона можно было многое поучиться всякому технику.

За всю историю Первой МГЭС наиболее крупная авария с остановкой всей станции на несколько дней была вследствие наводнения в Москве в апреле 1908 г. (в книге ошибочно указан апрель

1906 г.). Я жил тогда в доме на углу Садовнической улицы (ныне ул. Осипенко) и Балчуга и из окна квартиры наблюдал, как ездили на лодках по этим улицам и как через Москворецкий мост и Балчуг люди переправлялись на телегах. Московская станция играла выдающуюся роль в истории русской энергетики и естественно, что знакомившиеся с ней приезжавшие в Москву инженеры-станционники заимствовали не только технические, но и общехозяйственные нововведения.

В гл. 6 книги убедительно опровергаются помешанные в «Истории энергетической техники СССР» и в сборнике «Сделаем Россию электрической» утверждения о том, что «немцы прекратили расширение станции, не обновляли машин и котлов» и что на станции было установлено недолговечное оборудование.

Р. Э. Классон первый из русских электротехников пришел к мысли о необходимости создавать районные электростанции на местном топливе; благодаря своей энергии и упорству, он в короткое время сумел отыскать подходящий участок и на иностранные миллионы построить электростанцию «Электропередача» (ныне станция имени Р. Э. Классона). Станция вступила в строй через 14 мес Большого труда и смелости потребовало сооружение линии напряжением 70 кв для возможности передачи электроэнергии в Москву. В 1915 г. «Электропередача» была самой крупной станцией в мире, работающей на торфе. В гл. 6 описана история создания первой в России районной электростанции на местном топливе и первой энергосистемы, сыгравших большую положительную роль в годы гражданской войны.

В гл. 7 подробно освещена история возникновения гидравлической добычи торфа, изобретателями которой были Р. Э. Классон и В. Д. Кирпичников.

В приведенных в книге материалах поражает прозорливость В. И. Ленина, который еще в период зарождения этого способа правильно оценил возможности гидроторфа в деле добычи топлива, необходимого для электрификации страны. Большую роль сыграл фильм о гидроторфе, который демонстрировался 27 октября 1920 г. в Кремле, где после длительного перерыва Р. Э. Классон снова встретился с В. И. Лениным. Поражает также и кажущаяся невероятной быстрота действия В. И. Ленина в оказании разносторонней необходимой помощи гидроторфу. Приведенная в книге переписка Р. Э. Классона с В. И. Лениным частично публикуется впервые.

В той же главе приведена производившаяся по инициативе и под руководством Классона работа по механической, химической и термической переработкам торфа и по искусственно обезвоживанию торфа, которая должна была привести к возможности получения торфа

в течение всего года. К сожалению, эта проблема осталась до сих пор неразрешенной, так же как и метод комплексного использования торфа при его сжигании на электростанциях, о котором Классон высказывался еще в 1923 г.

Глава 8 посвящена работе Классона в Московской энергетической системе, участию в ЦЭС (Центральном электротехническом совете) и в ГОЭЛРО в качестве руководителя по электрификации Центрального промышленного района.

К сожалению, хотя в книге и указывается на то, что в 1922 г. началась реконструкция и расширение станций и новых подстанций силами самой Московской системы, в ней не отражены трудные условия, при которых это происходило, а в числе работников, осуществлявших техническое руководство, не названы инженеры Б. В. Крылов и Б. А. Барсуков, внесшие большой вклад в реконструкцию.

Остановимся на некоторых недостат-

ках книги. Главный из них — это то, что Р. Э. Классон недостаточно охарактеризован как человек. Н. К. Крупская указывала, что Классон был человеком очень скромным и держался просто. Во время отпусков Классон много путешествовал, любил гулять и занимался охотой. Не терпел, когда без особой надобности рубили или портили деревья. Я помню, как в 1914 г. Классон специально приехал на Измайловскую подстанцию (где я работал в качестве студента-практиканта), чтобы решить вопрос — нельзя ли сохранить большую сосну бллиз высоковольтного ввода в подстанцию.

Большим недостатком книги являются слишком затемненные иллюстрации. Фотоснимок Р. Э. Классона, помещенный перед титульным листом, затемнен настолько, что выражение лица получилось совершенно не свойственное Р. Э. Классону. Вполне удовлетворительны лишь три фотоснимка — В. И. Ленина,

Л. Б. Красина и В. Линдлея, причем помещенный на стр. 139 портрет В. И. Ленина времен 1922 г. встречается очень редко и привлекает к себе внимание.

Чувство досады вызывает помещенное на обложке «художественное оформление», сделанное в виде электростанций, из труб которых идет густой черный дым. Такой же черный дым изображен и на виньетках в конце каждой главы. Это тем более неуместно, так как Р. Э. Классон всю жизнь боролся с черным дымом, как потерей тепла и источником загрязнения.

В заключение следует сказать, что книга М. О. Каменецкого издана очень небольшим тиражом и уже стала библиографической редкостью. Хотелось бы, чтобы биография Р. Э. Классона стала доступной для широкого круга читателей.

Ф. А. Рязанов

НОВЫЕ КНИГИ ИЗДАТЕЛЬСТВА «ЭНЕРГИЯ»

Бондаренко П. С. Автоматизация систем поточного транспорта. 1965 г. 104 стр. (Б-ка по автоматике. Вып. 132). Цена 35 к.

Рассчитана на инженерно-технических работников, занимающихся вопросами автоматизации транспортных систем на предприятиях металлургической, химической, машиностроительной и других отраслей промышленности.

Вершинин Н. И., Верцайзер А. Л. и Яковлев В. М. Автоматическое регулирование. Изд. 2-е, переработанное и дополненное. 1965 г. 136 стр. (Б-ка по автоматике. Вып. 129). Цена 51 к.

Рассчитана на широкий круг лиц, занимающихся вопросами автоматизации производства и не обладающих специальными знаниями в области автоматики.

Домбровский В. В. и др. Проектирование гидрогенераторов. Часть I. Электромагнитные и тепловые расчеты. 1965 г. 258 стр. Цена 76 к. в перепл.

Предназначена для инженеров, работающих в области расчета и конструирования электрических машин. Книга может быть также использована работниками эксплуатации ГЭС и студентами энергетических вузов при курсовом и дипломном проектировании.

Катыс Г. П. Массовые расходомеры. 1965 г. 88 стр. (Б-ка по автоматике. Вып. 124). Цена 30 к.

Предназначена для инженерно-технических работников и научных сотрудников, занимающихся вопросами автоматического контроля расходов, а также для студентов вузов и техникумов соответствующих специальностей.

Зевеке Г. В. и др. Основы теории цепей. Изд. 3-е, исправленное и дополнен-

ное. 1965 г. 444 стр. Цена 1 р. 63 к. в перепл.

Книга является учебником для студентов электротехнических и энергетических высших учебных заведений.

Оперативные и постоянные запоминающие устройства. Сборник статей. Под ред. **Л. И. Крайзера.** 1965 г. 187 стр. Цена 69 к. в перепл.

Предназначена для научных работников, инженеров и аспирантов, работающих в области кибернетической техники.

Островский Л. А. Основы общей теории электроизмерительных устройств. 1965 г. 531 стр. Цена 1 р. 85 к. в перепл.

Предназначена для научных работников и инженеров, занимающихся разработкой методом электрических измерений, а также расчетом и конструированием электроизмерительной аппаратуры всех назначений. Книга может служить также учебным пособием для студентов приборостроительных специальностей электротехнических вузов и факультетов.

Тимофеев Д. В. Режимы в электрических системах с тяговыми нагрузками. 1965 г. 224 стр. Цена 73 к. в перепл.

Предназначена для инженеров организаций, проектирующих и эксплуатирующих энергосистемы, а также может быть полезной для студентов энергетических институтов и факультетов.

Перекрестов А. В. Построение релейных схем гидроавтоматики. 1965 г. 72 стр. (Б-ка по автоматике. Вып. 126). Цена 26 к.

Предназначена для инженерно-технических работников, занимающихся проектированием релейных систем гидроавтоматики, а также студентов соответствующих специальностей.

Прусенко В. С. Пневматические датчики и вторичные приборы. Изд. 2-е, переработанное и дополненное. 1965 г. 192 стр. (Б-ка по автоматике. Вып. 125). Цена 66 к.

Рассчитана на инженеров и техников, занимающихся разработкой, наладкой и эксплуатацией средств и систем пневматики в различных отраслях промышленности, а также студентов институтов и техникумов, специализирующихся в области автоматики.

Тер-Акопов А. К. Динамика быстродействующих электромагнитов. 1965 г. 167 стр. Цена 44 к.

Книга предназначена для инженеров и научных работников, работающих в области проектирования и исследования различных электромагнитных элементов автоматических устройств, релейных аппаратов и других исполнительных элементов; она может быть использована и студентами старших курсов при выполнении курсовых и дипломных проектов.

Чернышев В. О. Поворотные трансформаторы и их применение в вычислительных и автоматических устройствах. 1965 г. 104 стр. (Б-ка по автоматике. Вып. 127). Цена 36 к.

Рассчитана на инженерно-технических работников специальности приборостроения, работающих в области проектирования вычислительных и автоматических устройств непрерывного действия. Книга может быть также использована широким кругом читателей, желающих подробно ознакомиться с работой вычислительных схем, в которых используются повторные трансформаторы.

Перечисленные книги вы можете приобрести в местных книжных магазинах книготорговки.



ПРАВИЛА ПОДГОТОВКИ РУКОПИСЕЙ ДЛЯ ЖУРНАЛА «ЭЛЕКТРИЧЕСТВО»

1. Материал статьи должен быть изложен в строгой и вместе с тем понятной форме для широкого круга научных работников и инженеров, работающих в различных областях науки и техники. В частности, необходимо пояснить все малоизвестные термины и понятия. Надо помнить, что читателя прежде всего интересует физический смысл рассматриваемых явлений.

Если в статье сообщаются новые разработки (научных и технических проблем), то должны быть показаны их технико-экономические преимущества по сравнению с ранее известными. При изложении новых методов расчетов, исследований и т. п. необходимо давать их сравнительную оценку (по отношению к известным способам) с точки зрения их простоты и затрат времени на изучение и пользование ими.

При написании статьи необходимо пользоваться новой международной системой единиц (СИ). Перед заглавием статьи желательно приставлять ее индекс в соответствии с универсальной десятичной классификацией (УДК).

2. Статья должна быть построена так, чтобы в начале ее была дана постановка задачи, а затем приведены исходные положения, принятые допущения и полученные результаты. В конце статьи следует дать оценку точности совпадения результатов расчета и эксперимента.

Статью нужно заканчивать практическими предложениями и выводами, которые, однако, не должны являться кратким пересказом материала ее.

При написании статьи необходимо избегать применения громоздкого математического аппарата. Сведения, приводимые в статье, должны содержать лишь самый необходимый минимум формул. Все промежуточные математические преобразования, которые могут понадобиться читателю, пожелавшему более детально ознакомиться с данным вопросом, следует выносить в приложение к статье.

Объем статьи с приложением не должен превышать 12 страниц машинописного текста.

3. Статья представляется в 2 экземплярах (первый и второй), отпечатанных через два интервала с полями 4—5 см.

4. Формулы вписываются темными чернилами в отдельных строках, а не в тексте.

В том случае, если прописные и строчные буквы имеют однолаковое начертание, прописные буквы рекомендуется подчеркивать двумя черточками снизу, строчные — двумя черточками сверху. Греческие буквы следует заключать в кружок цветным карандашом.

При вписывании индексов следует указать, какие из них латинские и какие русские.

5. Библиографический указатель (литература) составляется в порядке последовательности ссылок в тексте. При этом указываются:

а) для журнальных статей — фамилия и инициалы автора, название статьи, наименование журнала или сборника, год издания, том, номер;

б) для книг — фамилия и инициалы автора, название книги, наименование издательства, город (для центральных издательств СССР не нужно), год издания, страницы (при необходимости).

Название иностранных работ и работ на языках народов СССР, а также фамилии авторов их должны быть приведены в оригинальной транскрипции (за исключением работ, напечатанных иероглифами и арабским шрифтом).

В список литературы не следует включать неопубликованные материалы, а также материалы, отпечатанные литографическим и подобными ему способами.

6. Рисунки обязательно должны быть выполнены в соответствии с новым ГОСТ 7624-62, а также не должны содержать излишних данных. Поясняющие надписи следует по возможности выносить в подпись к рисунку, причем они должны дополнять текст статьи, а не повторять его. Цифровые или буквенные обозначения, имеющиеся на рисунках, необходимо объяснить либо только в подписи к рисунку, либо только в тексте.

Следует учитывать, что при печати рисунки уменьшаются, поэтому детали их не должны быть мелкими, однако размер каждого рисунка не должен превышать пределы 20×30 см.

Фотоснимки должны быть отпечатаны на белой глянцевой бумаге. Изображение должно быть контрастным, с резкой проработкой деталей. На одном экземпляре осциллограмм не должно содержаться никаких надписей.

Рисунки и фотоснимки не следует вклеивать в текст статьи; на обороте каждого из них необходимо указывать фамилию автора.

Количество рисунков не должно превышать 7 шт. на 1 авт. лист (не более 1 рис. на 3 стр. машинописного текста), причем необходимо учитывать, что буквенные подразделения графического материала (например, рис. 1,а, рис. 1,б и т. п.) редакция журнала «Электричество» считает за отдельные рисунки.

7. В таблицах все наименования следует указывать полностью, не сокращая слов.

8. К статье необходимо приложить реферат ее. Требования к содержанию и оформлению рефератов, которым следует руководствоваться, изложены в публикуемой ниже информации «К сведению авторов журнала «Электричество».

9. В конце статьи должны быть указаны фамилия, имя и отчество автора, год рождения, домашний адрес, место работы, номера домашнего и служебного телефонов.

10. Рукописи статей должны сопровождаться письмом автора и необходимыми документами предприятия (учреждения). Если автор статьи является соискателем ученой степени, то это должно найти отражение в этих документах.

11. Рукописи, не удовлетворяющие перечисленным правилам, редакция не будет принимать к рассмотрению.

К СВЕДЕНИЮ АВТОРОВ ЖУРНАЛА «ЭЛЕКТРИЧЕСТВО»

Постановлением Совета Министров СССР от 18/IV 1959 г. № 418 и последующим решением Государственного комитета по координации научно-исследовательских работ СССР и Президиума Академии наук СССР редакции научных и научно-технических журналов обязаны представлять в ВИНИТИ рефераты публикуемых материалов.

Ниже публикуется инструкция по составлению рефератов для авторов отечественных периодических изданий, составленная научно-методическим отделом ВИНИТИ.

В настоящей инструкции сформулированы требования к содержанию и оформлению рефератов, которыми следует руководствоваться.

Требования, предъявляемые к реферату:

1. В реферате кратко излагается основное содержание статьи. Реферат должен дать читателю представление о характере освещаемой работы, оригинальности постановки вопроса, методике проведения исследования и основных результатах его.

2. Реферату должно предшествовать библиографическое описание в следующем виде: название статьи, фамилия и инициалы автора, название журнала, где помещается статья. Текст реферата начинается непосредственно с изложения существа работы, без повторения заголовка. Форма изложения материала обязательно повторять форму изложения оригинальной статьи.

3. Если оригинал содержит большое количество цифровых данных, их следует обобщить и систематизировать.

4. Средний объем реферата — 1 стр. машинописного текста, отпечатанного через два интервала на белой писчей бумаге обычного формата (30×21) в 2 экземплярах, с полем 4 см с левой стороны.

5. Таблицы, схемы, графики и пр. могут быть включены в том случае, если они отражают основное содержание работы или сокращают текст реферата. Сообщение о наличии в реферируемой работе таблиц, схем, графиков, фотографий, карт, рисунков необходимо давать в конце реферата. Например: табл. 2, илл. 10.

6. Формулы приводятся только в том случае, если они необходимы для понимания статьи. Громоздкие математические выражения помещать не следует. Формулы следует вписывать четко, не изменения принятых в оригинале обозначений величин. Формулы и буквенные обозначения вписываются черными чернилами во второй экземпляре. Вписывание формул и буквенных обозначений, а также исправление замеченных опечаток в первом экземпляре не делаются.

7. В конце реферата в квадратных скобках указывается название учреждения или предприятия, в котором автор реферируемой работы (если эти данные приводятся в статье) провел работу. Подпись автора и дату написания реферата следует ставить в левом нижнем углу на обоих экземплярах реферата.

Редакция журнала „Электричество“

РЕДАКЦИОННАЯ КОЛЛЕГИЯ:

Н. И. Борисенко, Г. В. Буткевич, Б. Б. Воронецкий, Д. В. Васильев, Н. Г. Дроздов (главный редактор), Л. А. Дубинский, Л. А. Жекулин, А. М. Залесский, А. С. Касаткин, М. П. Костенко, П. И. Кузнецов, В. С. Кулебакин, Л. Г. Мамиконянц, Н. А. Мельников, Л. Р. Нейман, И. И. Петров, С. И. Рабинович, В. А. Самохвалов, В. В. Солодовников, И. А. Сыромятников, А. М. Федосеев, М. Г. Чиликин, А. С. Шаталов

Адрес редакции: Москва, Б. Черкасский пер., д. № 2/10. Телефон: К 4-24-80.

Почтовый адрес: Москва, Главный почтамт, почтовый ящик № 648.

Адрес для телеграмм: МОСКВА, ЭЛЕКТРИЧЕСТВО



„ДМ2010“

Точность
0,001⁰₀

Конструкции ведущего европейского производителя цифровых вольтметров. Исключительная точность этого инструмента основана на оригинальной и впервые применяемой системе конструкции, при которой устойчивость сопротивления не влияет на точность измерения.

Секрет конструкции «ДМ2010» включает применение эталонного источника переменного тока, соединенного с индуктивным цифровым потенциометром. Эталонные данные подразделяются индуктивным потенциометром (с точностью в 1/10⁶) и сравнивают непосредственно с входным напряжением прямого тока без промежуточного выпрямления.

От 10 мкв до 1,1 кв с автоматическим указанием полярности.

Цифрование и селекция полярности при постоянных 440 мсек.

Шкала прямого отсчета до 109 999.

Десятичный вывод в двоичном коде для автоматического печатания, перфораторов и т. д.

Полногабаритная точность 0,001%.

6 рабочих режимов, включая полноточные максимальный и минимальный режимы.

Входное сопротивление выше 25 000 Мом.

Встроенный эталонный элемент.

DM

Компания «ДИЖИТАЛ МЭЖУРМЕНТС ЛИМИТЭД»

Digital MEASUREMENTS LIMITED

Salisbury Grove, Mytchett, Aldershot, Hampshire,
England.