

ЭЛЕКТРИЧЕСТВО

2
1982
Февраль

ЕЖЕМЕСЯЧНЫЙ ТЕОРЕТИЧЕСКИЙ И НАУЧНО-ПРАКТИЧЕСКИЙ ЖУРНАЛ

ОРГАН АКАДЕМИИ НАУК СССР, ГОСУДАРСТВЕННОГО КОМИТЕТА СССР
ПО НАУКЕ И ТЕХНИКЕ, ЦП НАУЧНО-ТЕХНИЧЕСКОГО ОБЩЕСТВА ЭНЕРГЕТИКИ
И ЭЛЕКТРОТЕХНИЧЕСКОЙ ПРОМЫШЛЕННОСТИ

МОСКВА

ЭНЕРГОИЗДАТ

УДК 621.316.176.001.2

Характеристики и алгоритмы формирования и отбора вариантов систем промышленного электроснабжения

ФЕДОРОВ А. А., доктор техн. наук, САДЧИКОВ С. В., инж.

Москва

Проблема автоматизированного проектирования электрических сетей поставила перед творческой инженерной мыслью новые задачи. Одной из них является задача об источниках питания электрической сети: определения их числа, мощностей, мест расположения и распределения по ним приемников электроэнергии. В последние 10—13 лет эта задача находится в центре внимания исследователей. Основные подходы к ее решениям рассмотрены в [Л. 1—4, 7 и 9]. Сущность одного из них состоит в разработке алгоритмов вариантового сопоставления экономических показателей разбиений площади цеха на участки по источникам питания [Л. 3]. Сущность другого — в попытках поисков «однозначных решений, не требующих или сводящих к минимуму сопоставление показателей» [Л. 4] при помощи минимизации функционалов затрат, записанных в алгебраических, интегральных и других формах, вдоль одной из осей координат или вдоль одной из выбранных магистралей. Эта задача решалась методами дискретного программирования в булевых переменных, методами планирования численного эксперимента и другими. Она ставилась обособленно для цеховых, заводских и городских сетей.

Эти решения позволили накопить достаточно фактов, чтобы осознать, что не существует однозначной связи между значениями функционала затрат и всеми аргументами, от которых он зависит.

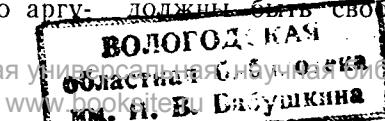
Дело в том, что этот функционал, кроме числа, мощностей источников питания и координат их мест расположения, зависит от свойств формируемых групп приемников и сетей. Вообще говоря, неизвестны ни функциональные, ни вероятностные связи между значениями этого функционала и его аргу-

ментами; более того, неизвестны математические описания свойств групп приемников и сетей, от которых он зависит. Поэтому в практике проектирования электрических сетей утвердился метод вариантового сопоставления [Л. 5]. По своей сущности в этом методе реализована идея селекции вариантов сетей и отборов таких, которые удовлетворяют установленным критериям. Такая идея пропагандируется в технической кибернетике [Л. 6] для решения задач, в которых не прослеживается связь между критерием, определяющим степень достижимости цели и аргументами, от которых он зависит. Обсуждаемая задача относится к классу таких задач.

В настоящей статье формулируется задача автоматизированной селекции и самоотборов вариантов сетей по некоторым источникам питания.

Задача селекции и самоотборов вариантов сетей. Задано множество приемников электроэнергии промышленного объекта. На основании всей совокупности исходных данных требуется организовать автоматизированную селекцию вариантов электрических сетей с несколькими источниками питания. Решением задачи является вариант сети, удовлетворяющий некоторому критерию оптимальности и пороговым ограничениям, наложенным условиями проекта на показатели свойств групп приемников и сетей, объединяющих их с источниками питания. Поиск решения организуется алгоритмом селекции и самоотборов вариантов сетей в режиме диалога проектировщика с ЦВМ.

В отличие от метода вариантового сопоставления, действующего в проектной практике, автоматизированные селекция и самоотборы вариантов сетей должны быть свободны от наглядности исходной



информации расположения приемников и распределений их нагрузок на планах; они также должны быть свободны от фиксации генерируемых вариантов на этих планах. Поэтому все характеристики свойств групп приемников и сетей независимо от того, известны они в проектной практике или нет, должны быть изучены и formalизованы.

В качестве критерия оптимальности вариантов может служить функционал затрат на сеть. Он должен быть выражен через основные показатели свойств групп приемников и сетей и нести информацию о закономерности распределения приемников относительно источников питания. Такого функционала в теории решения этой задачи не найдено.

Тензорная природа характеристических свойств групп приемников и сетей. В задачах, в которых приемники электроэнергии могут быть интерпретированы как точки, координаты которых взвешены по удельным приведенным затратам, нагрузкам, их ковариациям и тому подобное, свойства групп приемников и сетей имеют тензорную природу и с наибольшей полнотой могут быть описаны только тензорами.

Пусть при селекции одного из вариантов сетей сформированы группы A_j ($j=1, 2, \dots, s$) приемников z_i ($i=1, 2, \dots, n > s$), подлежащих объединению сетью с источниками питания Q_j . В этом случае затраты по сети для каждой из групп

$$Z_1(j) = \sum_{i \in A_j} d_i r_i, \quad r_i = \sqrt{\sum_q x_{iq}^2}, \quad (1)$$

$$Z_2(j) = \sum_{i \in A_j} d_i \sum_q |x_{iq}|, \quad q=1, 2. \quad (2)$$

Здесь d_i — удельные приведенные затраты, выраженные многочленами 1-й или 2-й степени осредненных нагрузок P_i приемников; z_i , r_i , x_{i1} и x_{i2} — протяженности элементов сети, соединяющих приемник с номером i , расположенный в точке с координатами x_{i1} и x_{i2} , с источником питания, совмещенным с началом координат. Формула (1) описывает затраты для радиальной лучевой сети, а (2) — для радиальной сети, элементы x_{iq} которой прокладываются параллельно осям координат. Если удельные приведенные затраты пропорциональны нагрузкам $d_i = \lambda P_i$, имеет место тождество

$$\sum_{i=1}^{m+1} P_i |x_{iq} - x_{k+1,q}| = \sum_{i=1}^k \sum_{j=1}^l P_j (x_{i+1,q} - x_{i,q}) + \sum_{i=k+2}^{m+1} \sum_{j=1}^{m+1} P_j (x_{i,q} - x_{i-1,q}), \quad q=1, 2, \quad (3)$$

в котором левая часть — затраты, пропорциональные нагрузкам P_i радиальной сети вдоль оси x_q ($q=1, 2$), а правая — затраты, пропорциональные нагрузкам $\sum_{j=1}^{m+1} P_j$ узлов с номерами $i=1, 2, \dots$

$\dots, m+1$ магистральной сети, составленной из элементов радиальной сети; номером $k+1$ обозначен узел, связанный с источником питания и координатой $x_{k+1,q}=0$. Следовательно, основные составляющие затрат, пропорциональные нагрузкам узлов

магистральной сети, также оцениваются формулой (2).

Формулы (1) и (2) пригодны для расчетов затрат, когда число и места расположения источников питания заданы и приемники по ним распределены. Но сами по себе они не пригодны для описания характеристических свойств групп приемников и сетей, от которых зависят затраты. Эти зависимости линейны относительно протяженностей элементов сетей, поэтому ни сами они, ни функционалы, построенные из них, не раскрывают свойств групп приемников и сетей. Для выявления этих свойств запишем симметрический тензор 2-го порядка осредненных нагрузок P_i приемников групп A_j :

$$g_{rq} = \sum_{i \in A_j} P_i^{*i} x_{ir} x_{iq}, \quad r, q=1, 2. \quad (4)$$

Компоненты этого тензора взвешивают координаты x_{iq} мест расположения приемников по их нагрузкам в степени k_j . Компоненты g_{11} и g_{22} интерпретируем как меры разброса нагрузок относительно центра питания вдоль осей x_1 и x_2 соответственно, тогда инвариант $R^2 = g_{11} + g_{22}$ является мерой разброса. Компоненту $g_{12} = g_{21}$ будем рассматривать как исходную меру формы области разброса нагрузок: если в любой системе координат $g_{12} = 0$, то область разброса — круг, если $g_{12} = \lambda g_{11}$, то $x_{i2} = \lambda x_{i1}$, $\lambda = \text{const}$ и область — отрезок прямой $x_2 = \lambda x_1$, на которой расположены приемники.

Преобразование координат $x'_q = x_q - \xi_q$, $q=1, 2$, изменяет значения компонент тензора. Существует точка (ξ_1, ξ_2) с координатами

$$\xi_q(j) = \frac{\sum_{i \in A_j} P_i^{k_j} x_{iq}}{\sum_{i \in A_j} P_i^{k_j}}, \quad (5)$$

относительно которой в силу условий $dg/dg_q = 0$; $d^2g_{rq} > 0$ каждая компонента g_{11} и g_{22} при фиксированном показателе степени k_j принимает наименьшее значение; для компоненты g_{12} эта точка является седловой. Следовательно, относительно этой точки тензор (4) является исчерпывающей характеристикой группы приемников; компоненты его зависят только от подбора приемников в группе.

Условимся точку с координатами (5) называть центром кучности нагрузок на том основании, что $1/R^2$ является мерой кучности. При $k_j=1$ центр кучности (5) совпадает с центром нагрузок [Л. 8]. При $k_j=0$ формулы (5) определяют координаты $\eta_1(j)$ и $\eta_2(j)$ геометрического центра участка территории расположения приемников.

Средняя взвешенная по нагрузкам в степени k_j мера разброса $\rho^2 = R^2 / \sum_{i \in A_j} P_i^{k_j}$ описывает «размер» области разброса нагрузок. При $k_j=0$ эта величина «измеряет» средний квадрат расстояний на участке расположения приемников — $\rho_0^2(j)$. Величину $\rho_0(j)$ примем за радиус участка территории расположения приемников в группе. Далее будем рассматривать значения затрат, определенных формулой

лами (1) и (2), как значения функций координат мест расположения приемников и найдем их экстремальные значения при условии, что нагрузки P_i и координаты x_{iq} мест расположения приемников связаны для функции (1) инвариантом $R^2(j)$ тензора, а для функции (2) — его компонентами $g_{11}(j)$ и $g_{22}(j)$ вдоль осей x_1 и x_2 соответственно. Известная процедура поиска условного экстремума немедленно приводит к решениям:

для функции (1)

$$M_1(j) = R \sqrt{\sum_{i \in A_j} d^2 i P_i^{k_j-1}} \text{ при условии } P_i^{k_j-1} r_i = \lambda(j); \quad (6)$$

для функции (2)

$$M_2(j) = \sqrt{g_{11} \sum_{i \in A_j} d^2 i P_i^{k_j-1}} + \\ + \sqrt{g_{22} \sum_{i \in A_j} d^2 i P_i^{k_j-1}} \text{ при условии } P_i^{k_j-1} |x_{iq}| = \lambda_q, \quad (7)$$

где $\lambda(j)$ и $\lambda_q (q=1, 2)$ — множители Лагранжа.

Исследование знаков дифференциала 2-го порядка функции Лагранжа этих решений показывает, что каждое из них определяет максимум исходной функции затрат. Следовательно, они являются верхними границами функций затрат для множества сетей, определенных мерами разброса тензора (4), и точно оценивают затраты на сеть, если расположение приемников в группе удовлетворяет условиям этих решений.

Для произвольного состава приемников в группе с неравными нагрузками и любого расположения источника питания в силу dM_q/dk_j и $d^2M_q/dk_j^2 > 0 (q=1, 2)$ существуют единственные значения показателя k_j , при которых верхние границы функций затрат из (6) и (7) достигают наименьших значений. Если окажется, что эти значения будут достигнуты при $k_j > 1$, то из условий этих решений вытекает, что в группе приемники с большими нагрузками в среднем ближе расположены к источнику питания, чем с меньшими (например, при $k_j=2 P_i r_i = \lambda(j), i=1, 2, \dots, m_j$). Если же верхние границы функций затрат достигнут наименьших значений при $k_j < 1$, то в силу тех же условий приемники с большими нагрузками в среднем дальше расположены от источника питания, чем с меньшими. Таким образом, показатель k_j является характеристикой закономерностей распределения нагрузок в группе относительно источника питания. Распределение нагрузок при $k_j > 1$ минимизирует затраты на проводниковый материал, потери электроэнергии и т. д. Такое распределение будем называть унимодальным относительно источника питания. Распределение нагрузок в группе при $k_j < 1$ расточительно по всем составляющим затрат (например, при $k_j=0 P_i^{-1} |x_{iq}| = \lambda_q, q=1, 2$).

Если источник питания совмещен с центром куч-

ности (5) и выполнены условия $P_i^{k_j-1} |x_{iq}| = \lambda_q (q=1, 2)$ решения (7), то из $\xi_q(j) = 0$ вытекает, что $\sum_i \pm P_i = 0$ вдоль каждой из осей координат.

Минимизация верхних границ функций затрат по показателю k_j равносильна минимизации разности $(M_q - \mathcal{Z}_q)$. Из всего множества сетей с одной и той же мерой разброса нагрузок и одними и теми же средними удельными приведенными затратами наибольших значений минимумы этих разностей достигают для групп приемников с равными нагрузками, для которых значения верхних границ функций затрат не зависят от показателя k_j . Следовательно, существует оценка для минимальных значений этих разностей; так, для радиально-лучевой сети эта оценка имеет вид:

$$0 \leq \min(M_1(j) - \mathcal{Z}_1(j)) \leq \left(\sqrt{m_j \sum_i r_i^2} - \sum_i r_i \right) \bar{d}, \quad (8)$$

где $\bar{d} = \frac{1}{m_j} \sum_i d_i$. Например, если $r_i = 1, 2, \dots, m_j$

и число приемников в группе $m_j \rightarrow \infty$, то

$$\lim \min \frac{M_1 - \mathcal{Z}_1}{\mathcal{Z}_1} = \frac{2}{\sqrt{3}} - 1.$$

Для M_2 оценка аналогична.

Для групп с конечным числом приемников минимум этих разностей не превосходит 6%. Такие отклонения минимальных значений верхних границ функции затрат от исходных для групп приемников с произвольным распределением нагрузок значительно меньше погрешностей определения исходных данных проектов: осредненных нагрузок приемников, удельных приведенных затрат и других.

Таким образом, будем оценивать уровень желательности селекции вариантов электрических сетей с источниками питания при помощи функционалов

$$\Phi_q = \sum_i M_q(j); \quad \Delta\Phi_q = \sum_i M_q(j) - \mathcal{Z}_q(j), \\ q = 1, 2; \quad j = 1, 2, \dots, s, \quad (9)$$

построенных по верхним границам функций затрат и исходных функций (1) и (2).

Селекция вариантов электрических сетей, минимизирующая эти функционалы, гарантирует уменьшение затрат на сооружение и эксплуатацию сетей по следующим характеристическим свойствам групп приемников и сетей: унимодальному распределению приемников относительно источника питания; приближению центров кучностей к возможным местам расположения источников питания; направлениям прокладки элементов радиальной сети или магистралей; форме области расположения приемников в группах; формированию групп с симметрической загрузкой.

Возможность минимизации функционалов (9) по первым двум характеристическим свойствам доказана выше и может быть осуществлена для сетей

любой конфигурации. Покажем, что для каждой группы приемников существует пара взаимно перпендикулярных направлений, прокладка параллельно которым элементов радиальной сетей или магистралей приводит к экстремальным значениям слагаемых функционалов (9) при $q=2$.

Преобразование координат $x'=x \cos \alpha + y \sin \alpha$; $y'=-x \sin \alpha + y \cos \alpha$ при повороте системы координат на угол α изменяет значения верхней границы функции затрат из решения (7). Условие $dM_2/d\alpha=0$ определяет два возможно перпендикулярных направления:

$$\operatorname{tg} 2\alpha(j) = \frac{2g_{12}(j)}{g_{11}(j) - g_{22}(j)}, \quad (10)$$

совпадающих с главными осями тензора (4), в которых верхняя граница функций затрат достигает наименьшего значения, равного $M_{2\min}(j) = (\sqrt{g_1} + \sqrt{g_2}) \sqrt{\sum_{i \in A_j} d^2 i P_i^{k_i-1}}$, где g_1 и g_2 — значения главных компонент тензора (4). Это же условие определяет два других взаимно перпендикулярных направления, совпадающих с биссектрисами главных осей, в которых функция затрат достигает наибольшего значения:

$$M_{2\max}(j) = \sqrt{2} R \sqrt{\sum_{i \in A_j} d^2 i P_i^{k_i-1}}.$$

Следовательно, при селекции вариантов сетей группы приемников должны быть сформированы так, чтобы главные оси тензора (4) для каждой из них были бы параллельны вынужденным направлениям прокладки элементов радиальной сети или магистралей, или чтобы для сформированных групп приемников направления прокладки магистралей или элементов радиальной сети были бы параллельны главным осям их тензоров.

Теперь покажем, что значение функционала (9) при $q=2$ зависит от формы области расположения приемников в группах, и существуют такие формы, при которых слагаемые этого функционала достигают экстремальных значений.

Исследуем экстремум верхней границы функции затрат (7) по изменениям компонент g_{11} и g_{22} тензора при условии $R^2 = g_{11} + g_{22}$. В результате найдем, что эта функция принимает наибольшее значение, равное $\sqrt{2} R \sqrt{\sum_{i \in A_j} d^2 i P_i^{-k}}$, если тензор шаро-

вой ($g_{11}=g_{22}$ и $g_{12}=0$). В силу геометрических свойств симметрического тензора 2-го порядка в этом случае область расположения приемников — круг. С ростом разности $g_{11}-g_{22}$ компонент область вытягивается в направлении наибольшей меры разброса, а значения верхней границы функции затрат убывают, и наименьшего значения, равного

$$R \sqrt{\sum_{i \in A_j} d^2 i P_i^{-k}}, \quad \text{эта разность достигает при } g_{11} =$$

$= R^2$, $g_{22}=0$, $g_{12}=0$. В этом случае область расположения приемников — отрезок прямой.

Форму области расположения приемников в группах опишем инвариантом тензора:

$$v(j) = \frac{I(j)}{R^2(j)}, \quad (11)$$

где $I^2 = (g_{11}-g_{22})^2 + 4g_{12}^2$ — квадратичный инвариант тензора (4). Если $g_{11}=g_{22}$, $g_{12}=0$, то $v=0$ и область расположения приемников — круг, если же $x_{12}=\mu x_{12}$, то $I=R^2$ и $v=1$ — отрезок прямой $x_2=\mu x_{12}$, на которой расположены приемники. Во всех остальных случаях $0 < v < 1$ область расположения приемников — эллипс, главные оси которого

$$\begin{aligned} 2g_1(j) &= R^2(j) + I(j); \\ 2g_2(j) &= R^2(j) - I(j), \end{aligned} \quad (12)$$

и отношение их выражается через инвариант (11): $g_1:g_2=(1+v):(1-v)$. Всякие неравномерности распределения приемников и их нагрузок в группе влекут смещение центра кучности (5) относительно геометрического центра (η_1 ; η_2). Такое свойство будем называть асимметрией загрузки группы и измерять коэффициентом

$$\epsilon(j) = \frac{1}{\rho_0(j)} \left[\sum_q (\eta_q(j) - \xi_q(j))^2 \right]^{1/2}, \quad q=1, 2, \quad (13)$$

где $\rho_0(j)$ — радиус участка территории.

Если центр кучности совмещен с геометрическим центром ($\eta_q=\xi_q$), то $\epsilon=0$ и группа загружена симметрично. При смещении центра кучности на границу участка территории $\epsilon=1$. Асимметрия загрузки группы нежелательна. При расположении источника питания в геометрическом центре она приведет к возрастанию верхних границ функций затрат, а следовательно, и самих затрат. При расположении источника питания в центре кучности асимметрия ведет к увеличению протяженности элементов сети отдельных приемников и росту затрат.

Постановка задачи. Для заданного множества G приемников электроэнергии z_i ($i=1, 2, \dots, n$) с осредненными нагрузками P_i , координатами мест расположения x_{iq} ($q=1, 2$) и нормативными удельными приведенными затратами d_i , найти вариант сети заданной конфигурации с источниками питания $s < n$ ($s=1, 2, \dots, N$), в котором функционал (9) принимает наименьшее значение и выполняются ограничения, наложенные на характеристические свойства групп приемников, сетей и источников питания, например: по загрузкам источников питания $P_m \leq \sum_{i \in A_j} d_i P_i \leq \bar{P}_m$, $m=1, 2, \dots, l$, где A_j — множество номеров приемников, питаемых от источника с номером j ; P_m и \bar{P}_m — нижняя и верхняя границы загрузки источникам питания типа m ; по показателям унимодального распределения приемников $\underline{a} < k_j < \bar{a}$, где \underline{a} и \bar{a} — границы допустимых изменений показателя k_j ; по отклонениям мест расположения источников питания, предусмотренных проектом, от центров кучности приемников, по направлениям элементов радиальной сети или магистралей от главных осей тензора; по показателю формы областей расположения приемников; по коэффициенту асимметрии и др.

При дальнейшем изучении тензорных свойств групп приемников и сетей ограничения могут быть дополнены, а функционалы видоизменены. Если априорная информация о порогах изменений некоторых показателей отсутствует, то они выбираются ориентировочно и уточняются в режиме диалога проектировщика с ЦВМ.

Алгоритм решения задачи. Основой алгоритма служит следующая вычислительная процедура.

На 1-м шаге выбирается N исходных центров с координатами ξ_{jq} ($q=1, 2; j=1, 2, \dots, N$). Этот выбор, вообще говоря, может быть осуществлен произвольно. Если же возможные места расположения источников питания определены проектом, то выбор исходных центров производится из их числа. Заданное множество приемников распределяется в зависимости от требуемой формы зоны обслуживания источником по одному из следующих правил:

$$z_i \in A_j, P_i^{k_j} \sum_q (x_{iq} - \xi_{jq})^2 \leq P_i^{k_l} \sum_q (x_{iq} - \xi_{lq})^2, \quad l=1, 2, \dots, N; l \neq j; \quad (14)$$

$$z_i \in A_j, P_i^{k_j} \sum_q |x_{iq} - \xi_{jq}| \leq P_i^{k_l} \sum_q |x_{iq} - \xi_{lq}|, \quad q=1, 2. \quad (15)$$

На первом шаге, когда не известны показатели унимодального распределения приемников k_j в соотношениях (14) и (15), полагается $k_j=0$ и все распределения сводятся к действующему в проектной практике «принципу подключения каждого приемника к ближайшему источнику питания» [Л. 4].

На m -м шаге для каждого значения показателя k_j из заданного множества его значений по каждой группе приемников вычисляются: координаты центра кучности — по формуле (5); значение меры разброса $R^2(j)$ или $g_{11}(j)$ и $g_{22}(j)$; сумма $\sum_{i \in A_j} d^2_i P_i^{-k_j}$; значения функционала (9) при $q=1$ или $q=2$.

Значения ξ_{j1} , ξ_{j2} , k_j , $j=1, 2, \dots, N$, при которых слагаемые функционала (9) наименьшие, определяют координаты центра кучности и показатель уни-

модального распределения приемников по группе с номером j .

На $(m+1)$ -м шаге заданное множество G приемников распределяют по правилу 1-го шага, минимизирующему функционал (9) по составу приемников. Неизменный состав всех групп приемников является условием сходимости вычислительной процедуры к минимуму функционала (9).

На $(m+2)$ -м шаге вычисляются все показатели сформированных групп, на которые условиями задачи наложены ограничения, и их значения сопоставляются с пороговыми.

В простейшем случае организация алгоритма генерации новых вариантов сетей осуществляется выбором нового состава исходных центров кучности, повторением предложенной вычислительной процедуры и отбором лучших по значениям функционала (9) и всей совокупности ограничений. Рассмотренный алгоритм был опробован при решении ряда практических задач в проектной организации.

На основе приведенных характеристик разработаны две программы (на языке ПЛ/1) по описанию и анализу структуры распределения нагрузок на территории проектируемого объекта.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Каялов Г. М., Балабанян Г. А. Геометрические принципы размещения цеховых подстанций. — Электричество, 1972, № 8.
2. Тарнижевский М. В., Кривцов Б. М., Городничев А. В. Алгоритмы автоматизированного проектирования городских электрических сетей напряжением до 1000 В. — Электричество, 1979, № 3.
3. Щукин Б. Д., Лыков Ю. Ф. Применение ЭВМ для проектирования систем электроснабжения. — М.: Энергия, 1973.
4. Основы построения промышленных электрических сетей / Г. М. Каялов, А. Э. Каждан, И. Н. Ковалев, Э. Г. Куренный. — М.: Энергия, 1978.
5. Электрические сети / В. А. Веников, А. А. Глазунов, Л. А. Жуков, Л. А. Солдаткина. — М.: Высшая школа, 1971.
6. Ивахненко А. Г. Системы эвристической самоорганизации в технической кибернетике. — Киев: Техника, 1971.
7. Федоров А. А., Каменева В. В., Хмель С. Р. Определение тела рассеяния центра электрических нагрузок для оптимального размещения питающих подстанций промышленных предприятий. — Электричество, 1974, № 8.
8. Федоров А. А. Теоретические основы электроснабжения промышленных предприятий. — М.: Энергия, 1976.
9. Федина З. А. Автоматическое формирование вариантов электрических сетей. — Изв. АН СССР. Энергетика и транспорт, 1969, № 5.

[29.10.81]

УДК 621.3.015.2.001.24

Динамические показатели колебаний напряжения в электрической сети

КУРЕННЫЙ Э. Г., доктор техн. наук, ДМИТРИЕВА Е. Н., канд. техн. наук,
КОВАЛЬЧУК В. М., инж.

Донецк

Нормируемые значения размахов δV и частот F колебаний напряжения устанавливаются по результатам исследований, выполненных для простейших периодических процессов изменения напряжения U во времени t . Колебания же напряжения в электрических сетях обычно имеют случайный характер. В связи с этим возникает задача эквивалентирования процессов $U(t)$ по характеристикам колебаний.

Для непрерывных случайных процессов понятие частоты колебаний лишено смысла, поэтому по-

лучить для них зависимость размахов колебаний от частоты невозможно. В [Л. 1] вместо F используется частота превышения колебаний, а в [Л. 2] — частота попадания в интервал. При этом размахи колебаний учитываются независимо от их формы и порядка следования, что в сочетании с заменой понятия частоты делает некорректным сопоставление получаемых результатов с кривой колебаний $\delta V(F)$.

Физически наглядная и математически строгая

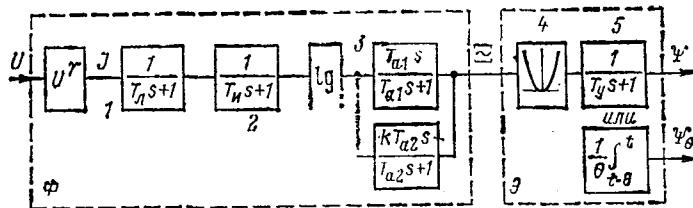


Рис. 1. Структурная схема модели.

1 — источник света; 2 — инерция зрения; 3 — адаптация зрения; 4 — квадратор; 5 — накопление утомления.

оценка качества напряжения может быть получена моделированием основных свойств электроприемников. В этом случае показатели качества напряжения относятся не к входному процессу $U(t)$, а к процессу на выходе модели, который отражает динамику воздействия изменений напряжения. Назовем эти показатели динамическими. Примером динамического показателя качества напряжения является доза фликера [Л. 3—5]. Под фликером понимаются быстрые изменения яркости, вызывающие неблагоприятные субъективные ощущения у большинства людей. Допустимость фликера оценивается дозой ϕ_i , измеряемой фликерметром, который состоит из входного блока, линейного фильтра, квадратора и интегрирующего устройства (в [Л. 1 и 6] фликер именовался миганием).

В настоящей статье на примере осветительных электроприемников (ламп) рассматривается способ оценки динамических показателей качества напряжения, обеспечивающий единство нормирования, измерения и расчета при любых типах процессов $U(t)$. Принята следующая терминология. Под напряжением U понимается его действующее значение, выраженное в процентах или относительных единицах номинальной величины U_n . Процессы $U_k(t)$ колебаний любого вида для краткости имеются помехой.

Моделирование воздействий помех. Укрупненную модель для анализа влияния качества напряжения на электроприемники можно представить в виде двух последовательно соединенных блоков: фильтра Φ и энергетического блока \mathcal{E} . Фильтр моделирует процесс преобразования помехи в явления, по которым оценивается ее допустимость. Второй блок выполняет энергетическую оценку, поскольку последствия от ухудшения качества напряжения так или иначе определяются энергией помех.

Вследствие небольшого диапазона изменения напряжения возможна линеаризация первого блока. Например, основу фликерметра составляет линейный фильтр, амплитудно-частотная характеристика (АЧХ) которого была получена по результатам опроса населения о фликере при гармонических колебаниях напряжения. Функции энергетического блока во фликерметре выполняют квадратор и интегрирующее устройство.

Амплитудно-частотной характеристики недостаточно для полного математического описания фильтра, которое дается передаточной функцией $\tilde{W}(s)$. Покажем, что эту функцию можно найти путем моделирования.

Механизм воздействия фликера на человека

в медицине изучен далеко не полностью, поэтому при моделировании неизбежны допущения и упрощения. Не останавливаясь на анализе многочисленных публикаций, отметим, что основными факторами, определяющими реакцию биологических систем на внешние воздействия, являются инерционность, адаптация и утомление. По аналогии с описанным в [Л. 7] моделированием зрачка инерцию и адаптацию зрения будем моделировать соответственно инерционным и инерционным дифференцирующим звенями. Моделирование утомления выполнено на основе экспериментальных данных.

Характеристики процесса преобразования электрической энергии в световую существенно зависят от вида ламп и их мощности. В относительных единицах световой поток, а следовательно, и яркость J связаны с напряжением нелинейным соотношением

$$J = U^T. \quad (1)$$

Лампа имеет некоторую постоянную инерции T_L , так что модель лампы 1 (рис. 1) примем в виде блока функционального преобразования (1) и инерционного звена с передаточной функцией

$$W_n(s) = \frac{1}{T_n s + 1}. \quad (2)$$

Зрение имеет определенную постоянную инерции T_n [Л. 10], поэтому блок 2 модели инерции зрения имеет периодическую функцию

$$W_u(s) = \frac{1}{T_B s + 1}. \quad (3)$$

Адаптация к быстрым и медленным изменениям яркости происходит по-разному [Л: 8 и 9]: быстрая адаптация связана с нервными, а медленная — с фотохимическими процессами в зрительной системе (условные термины «быстрая» и «медленная» приняты для краткости).

При скачкообразном изменении яркости ощущение в первый момент изменяется резко, так как чувствительность зрительного анализатора из-за ее инерционности еще не изменилась. Затем ощущение постепенно стремится к прежнему уровню. Такую реакцию моделирует инерционное дифференцирующее звено с передаточной функцией

$$W_{a_1}(s) = \frac{T_{a_1}s}{T_{a_1}s + 1}, \quad (4)$$

где T_{a1} — постоянная инерции быстрой адаптации.

Для передаточной функции звена, моделирующего медленную адаптацию, примем аналогичное (4) выражение

$$W_{a_2}(s) = \frac{kT_{a_2}s}{T_{a_2}s + 1}, \quad (5)$$

где k — коэффициент передачи; T_{a2} — постоянная инерции медленной адаптации.

Согласно закону Вебера — Фехнера ощущение пропорционально логарифму яркости. Поэтому модель адаптации 3 (рис. 1) примем в виде блока логарифмирования и двух параллельно включенных звеньев,

Для линеаризации фильтра графики нелинейных преобразований разбиваются на участки, в пределах которых возможно спрямление с заданной погрешностью. Тогда вместо возвведения в степень и логарифмирования появятся линейные операторы, параметры которых остаются неизменными в пределах каждого участка разбиения. Эти параметры зависят от уровня U_0 напряжения, относительно которого происходят колебания. Поскольку блок адаптации не пропускает постоянной составляющей, линеаризованные блоки достаточно рассматривать как безынерционные звенья с коэффициентами усиления, равными угловым коэффициентам $a = \gamma U_0^{-1}$ и $b = U_0^{-1}$ графиков линейных преобразований при абсциссе U_0 . При номинальном напряжении, когда $U_0=1$, имеем: $a=\gamma$, $b=1$.

Передаточная функция линейного фильтра определяется согласно формуле для последовательно-параллельного соединения звеньев:

$$\tilde{W}(s) = \frac{abs}{(T_{as} + 1)(T_{bs} + 1)} \left(\frac{T_{a1}}{T_{a1}s + 1} + \frac{kT_{a2}}{T_{a2}s + 1} \right) = \tilde{W}_1(s) + \tilde{W}_2(s), \quad (6)$$

которая представлена в виде двух слагаемых, соответствующих двум видам адаптации.

Этой функции отвечает АЧХ

$$\tilde{A}(\omega) = ab\omega \sqrt{\frac{(T_{a1} + kT_{a2})^2 + \omega^2(1 + k)^2 T_{a1}^2 T_{a2}^2}{(1 + \omega^2 T_{a1}^2)(1 + \omega^2 T_{a2}^2)(1 + \omega^2 T_{a1}^2)(1 + \omega^2 T_{a2}^2)}}. \quad (7)$$

Здесь ω — угловая частота, которая связана с частотами гармонической помехи λ и ее колебаний F соотношениями: $\omega = 2\pi\lambda = \pi F$, так как в цикле синусоиды имеется два колебания. Величины ω и F измеряются в $1/\text{с}$, а λ — в Гц, так что масштабный коэффициент перехода от λ к F равен 2.

Как и в [Л. 3—5], выразим АЧХ и передаточную функцию в относительных единицах:

$$A(\omega) = \frac{\tilde{A}(\omega)}{\tilde{A}_m}, \quad W(s) = \frac{\tilde{W}(s)}{\tilde{A}_m}, \quad (8)$$

приняв за базисную величину максимум \tilde{A}_m АЧХ, достигаемый при резонансной частоте ω_r .

Перейдем к выбору структуры энергетического блока. Утомление от колебаний яркости не может наступить мгновенно, так что для проявления действия помехи требуется некоторое время 0 для накопления (кумуляции) энергии помехи. Иными словами, механизм утомления, как любой объект, имеет инерционность. Количественно ее можно учесть непрерывным θ -осреднением [Л. 1 и 6]:

$$\Psi_\theta(t) = \frac{1}{\theta} \int_{-\theta}^t \Xi^2(t) dt \quad (9)$$

процесса после квадратора или пропусканием этого процесса через инерционное звено с постоянной времени

$$T_y = \theta/2,25 \quad (10)$$

и передаточной функцией

$$W_y(s) = \frac{1}{T_y s + 1}. \quad (11)$$

При выполнении соотношения (10) максимумы процессов на выходе модели практически совпадают, но второй способ более нагляден и прост. Поэтому блок Э примем в виде квадратора 4 и инерционного звена 5 (рис. 1).

Во фликерметре принято текущее интегрирование [Л. 3]

$$\varphi_t = \int_0^t \Xi^2(t) dt \quad (12)$$

длительностью не менее 15 мин. Для непрерывной помехи допускается доза фликера $(0,32\%)^2 t$, так что график дозы представляет прямую линию. При длительностях помех, меньших 15 мин, график дозы может быть ломанным, отрезки которого, например, имеют следующие угловые коэффициенты: от 0 до 5 мин и от 25 до 30 мин — $(0,04\%)^2$, а от 5 до 25 мин и свыше 30 мин — $(0,25\%)^2$.

Для непрерывной стационарной помехи выражения (11) и (12) дают одинаковую оценку колебаний. Однако инерционное звено предпочтительнее, так как оно существенно проще интегратора, который из-за больших длительностей интегрирования выполняется в виде одноминутного осреднителя, преобразователя одноминутных доз в импульсы и сумматора импульсов [Л. 3]. К тому же применение инерционного звена не требует графического представления экспериментальных данных.

Сопоставить энергетические оценки при нестационарной помехе в общем виде не представляется возможным. Отметим лишь, что текущее интегрирование (12) не дает однозначного результата, поскольку вид графика измеренной дозы фликера зависит от выбора момента начала интегрирования. Принятая кумулятивная оценка таким недостатком не обладает.

Параметры модели. Установим численные значения входящих в формулу (6) величин. Постоянная инерции T_a ламп накаливания зависит от их мощности: от 0,01 с для ламп малой мощности и выше. Инерционностью люминесцентных ламп можно пренебречь. Коэффициент γ в (1) равен 3,6 для ламп накаливания и 1,5 для люминесцентных ламп.

Постоянная инерции зрения, по данным [Л. 8], изменяется в пределах от 0,015 до 0,02 с. В [Л. 10] указывается диапазон от 0,054 до 0,2 с, а в [Л. 7] упоминается значение 0,016 с. Быстрая адаптация осуществляется в пределах десятков миллисекунд [Л. 8], но в литературе нет прямых данных о величине ее постоянной инерции. По аналогии с моделированием зрачка в [Л. 7] можно принять, что $T_{a1} = T_{a2}$. Постоянная инерции T_{a2} медленной адаптации составляет 70 с [Л. 9]. Наибольшая неопределенность возникает при выборе коэффициента k в (5): например, в [Л. 9] указываются численные значения только двух из пяти постоянных в уравнениях медленной адаптации.

Как и следовало ожидать, однозначно определить параметры фильтра невозможно — они могут быть выбраны только путем экспертных оценок. Для определенности здесь приняты следующие значения: $a = \gamma$, $b = 1$, $T_y = T_{a1} = 0,016$ с, $T_{a2} = 70$ с, $k = -0,09$, которые дают АЧХ 1 для ламп накаливания и 2 — для люминесцентных ламп (рис. 2).

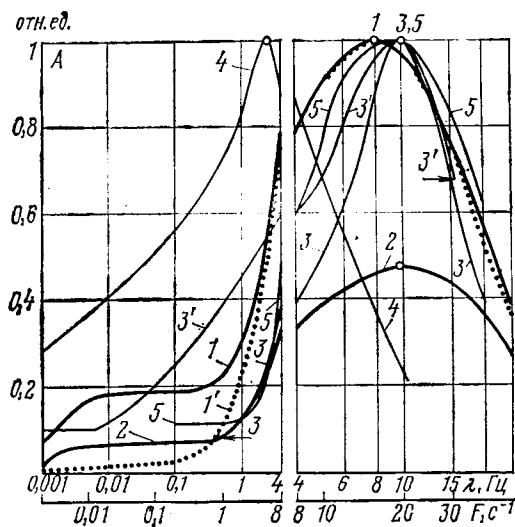


Рис. 2. Амплитудно-частотные характеристики фильтров.

1 и 1' — модели для ламп накаливания с учетом и без учета медленной адаптации; 2 — модели для люминесцентных ламп; 3 — модели для фликерметра [Л. 3]; 3' 4 и 5 — пересчет по кривым колебаний из [Л. 3, 4 и 11].

Для определения величины T_y в (11) были выполнены исследования утомления людей при периодических помехах прямоугольной формы. Эксперименты проводились в светотехнической камере, освещаемой лампой накаливания 150 Вт при номинальном напряжении 220 В. Колебания напряжения вниз от номинального получались периодическим включением сопротивления последовательно с лампой. Коммутация сопротивления осуществлялась бесшумным тиристорным ключом, чтобы испытуемый по звуку коммутирующего аппарата не мог догадаться о наличии помехи. В качестве зрительной работы, по рекомендации врача, предлагалось чтение текста, помещенного в рамке. Рамка соединялась с индуктивным датчиком перемещения, а положение головы испытуемого фиксировалось. В результате самопишущий прибор непрерывно записывал движения рамки, которыми испытуемый непроизвольно добивался наилучших условий видения.

Вначале диапазон перемещений рамки уменьшался вследствие вхождения испытуемого в работу, а затем, по мере утомления, увеличивался. Помехи вызывали дополнительное утомление, что приводило к существенному увеличению диапазона перемещений, которое начинало проявляться через 8—10 мин [Л. 6]. Полученные результаты позволяют принять длительность кумуляции θ , равной 10 мин, так что согласно (10) $T_y=4,4$ мин.

Доза колебаний. Текущее значение процесса $\Psi(t)$ на выходе модели согласно (9) пропорционально энергии процесса $\Xi(t)$ за предшествующие 10 мин, достаточной для появления утомления. Поэтому ординаты Ψ естественно принять динамическим показателем качества напряжения — дозой колебаний, оценивающей утомление человека от колебаний напряжения на зажимах ламп.

Теоретически в общем случае следовало бы определять расчетное значение дозы колебаний (ДК) с определенной интегральной вероятностью, в связи с чем после блока Э потребовался бы статистический анализатор. Однако практической необходимости

в таком усложнении модели нет. Действительно, длительность кумуляции θ на несколько порядков превышает длительность размахов колебаний, что приводит к сильному сглаживанию процесса $\Xi(t)$. В результате расчетное значение ДК мало отличается от наибольшей ординаты Ψ_m процесса на выходе модели.

По той же причине ДК практически совпадает с квадратом эффективного значения процесса $\Xi(t)$ или с его дисперсией

$$\Psi(t) \approx D_{\Xi}(t), \quad (13)$$

поскольку блоки адаптации не пропускают постоянной составляющей.

Применительно к практике нормирования выясним связь ДК с кривыми колебаний. Для гармонических помех размах колебаний процесса после фильтра получается умножением размаха δV_r входного процесса на соответствующее значение АЧХ. В этом случае дисперсия D_{Ξ} не зависит от времени и составляет половину квадрата амплитуды, в два раза меньшей размаха. Поэтому согласно (13)

$$\Psi = \frac{1}{8} A^2(F) \delta V_r^2(F). \quad (14)$$

По смыслу каждая ордината кривой колебаний должна давать одну и ту же ДК, чем и объясняется существование зависимости размахов от частоты. Из формулы (14) вытекает условие эквивалентирования

$$A^2(F_1) \delta V_r^2(F_1) = A^2(F_2) \delta V_r^2(F_2) = \dots$$

гармонических помех с разными частотами F_1, F_2, \dots . Так как резонансной частоте F_p отвечает минимальное значение размаха $\delta V_{m.r.}$, то при $A(F_p) = 1$ получим соотношение

$$\delta V_r(F) = \frac{\delta V_{m.r.}}{A(F)}, \quad (15)$$

связывающее кривую колебаний с АЧХ фильтра.

Формула (14) позволяет выразить ДК для ламп накаливания

$$\Psi = \frac{1}{8} \delta V_{m.r.}^2 \quad (16)$$

только через минимум колебаний (и наоборот, $\delta V_{m.r.} = \sqrt{8\Psi}$). Для люминесцентных ламп максимум АЧХ меньше единицы, поэтому в этом случае используется формула (14).

Периодические процессы другого типа достаточно представить в виде рядов Фурье, по формуле (14) вычислить ДК для каждой гармонической составляющей, а затем дозы просуммировать. Так, для процессов с прямоугольными и треугольными импульсами, имеющими размахи δV_p и δV_T , найдем:

$$\Psi = \frac{2\delta V_p^2}{\pi^2} \left[A^2(F) + \frac{1}{9} A^2(3F) + \frac{1}{25} A^2(5F) + \dots \right]; \quad (17)$$

$$\Psi = \frac{8\delta V_T^2}{\pi^4} \left[A^2(F) + \frac{1}{81} A^2(3F) + \frac{1}{125} A^2(5F) + \dots \right]. \quad (18)$$

Рис. 3. Кривые допустимых размахов периодических колебаний в функции частоты. 1 и 1' — для ламп накаливания с учетом и без учета медленной адаптации; 1'' и 1''' — для ламп накаливания при прямоугольных и треугольных импульсах; 2 — для люминесцентных ламп; 3' — из [Л. 3]; 3 — пересчет по АЧХ [Л. 3]; 4 — из [Л. 11]; 5 и 5' — из [Л. 4] при гармонических и прямоугольных колебаниях; 6 — из [Л. 5].

Сопоставление формул (14), (17) и (18) показывает, что знание только размаха и частоты колебаний недостаточно для оценки колебаний. Действительно, при одних и тех же размахах $\delta V_r = \delta V_p = \delta V_t$ колебаний прямоугольные помехи дают ДК примерно в $16/\pi^2$ раз большую, а треугольные в $64/\pi^4$ меньшую, чем гармонические. Поэтому кривая колебаний $\delta V(F)$ может быть использована, если известна форма импульсов напряжения.

Оценка допустимости помех. При нормировании должно быть задано одно значение Ψ_d дозы, так что допустимость помех можно оценивать по любому из двух условий:

$$\Psi_m \leq \Psi_d, \Psi(t) \leq \Psi_d. \quad (19)$$

В технической литературе (например в [Л. 11]) различают пороги заметности и раздражения. На наш взгляд, поскольку речь идет о здоровье работающих при искусственном освещении, естественно принять значение Ψ_d , относящееся к порогу заметности колебаний. К тому же, во-первых, в описанных опытах по оценке утомления отмечалось, что диапазон перемещения рамки существенно увеличивался при подаче колебаний, которые субъективно не воспринимались испытуемыми. Во-вторых, при превышении порога заметности дополнительно начинают сказываться психологические факторы.

При скачкообразном увеличении яркости на величину δJ порог заметности $\delta J/J$ при больших освещенностях остается постоянным, равным 0,01 [Л. 8]. Из формулы (1) следует, что

$$\delta J = \gamma \delta V U^{\gamma-1}$$

Разделив обе части этого равенства на J , при номинальном напряжении, когда $U = J = U^{\gamma-1}/J = 1$, получим выраженное в процентах пороговое значение

$$\delta V_{p,3} = \frac{\delta J}{J} \cdot 100 = \frac{1}{\gamma} \quad (20)$$

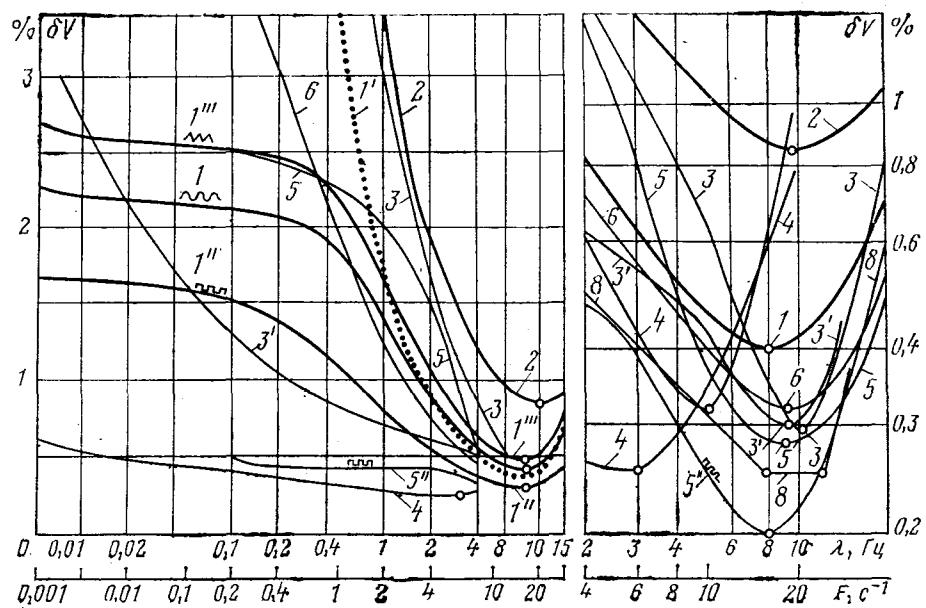
размаха замечаемых колебаний напряжения прямоугольной формы.

Отнесем это значение к наиболее тяжелому случаю, когда колебания имеют резонансную частоту F_p . Тогда формулы (17) и (20) дают ДК

$$\Psi_d = \frac{2}{\pi^2 \gamma^2} \left[A^2(F_p) + \frac{1}{9} A^2(3F_p) + \dots \right], \quad (21)$$

выраженную в $(\%)^2$.

Прямоугольные импульсы яркости можно получить безынерционными лампами. Поэтому в формулу (21) подставим значения $\gamma = 1,5$ и $A(F_p) =$



$= 0,48$, относящиеся к люминесцентным лампам (кривая 2, рис. 2). В результате получим

$$\Psi_d = 0,021 (\%)^2. \quad (22)$$

Найденная ДК применима для любых процессов изменения напряжения и видов источников света. В частности, в случае ламп накаливания подстановка Ψ_d в формулы (14), (17) и (18) дает зависимости 1, 1'', 1''' допустимых размахов колебаний от их частоты — соответственно для гармонических, прямоугольных и треугольных помех (рис. 3). Минимум кривой 1, равный 0,4%, достигается при частоте 8 Гц. Следует отметить, что в зоне частот от 0,005 до 0,01 Гц, намного меньших частот естественных морганий глаза (порядка 0,025 Гц), принятые в качестве экспертной оценки значение $k = 0,09$ обеспечивает плавный подход кривой 1 к горизонтали 2,5%, которая дает нижний предел отклонений напряжения согласно ГОСТ 13109-67.

При люминесцентных лампах доза (22) дает кривую 2 со следующими координатами минимума: $\delta V_{m,2} = 0,85\%$, $\lambda_p = 9,9$ Гц. В среднем требования к колебаниям напряжения в этом случае в 2,1 раза меньше, что позволяет использовать одну модель, вводя для ДК переходный коэффициент 2,1².

Для сравнения на рис. 2 и 3 частично приведены кривые, используемые другими авторами. Недостающие данные рассчитывались по формуле (15): АЧХ 3', 4 и 5 по кривым колебаний 3', 4, 5, а также кривая колебаний 3 — по АЧХ 3 (нумерация кривых на рис. 2 и 3 принята одинаковой). С качественной стороны общим для кривых является одинаковый характер изменения в области резонансных частот. Разброс количественных значений в этой области, на наш взгляд, объясняется различными условиями проведения опытов. В самом деле, на результатах опытов сказываются не только постоянные инерции (например, при T_p от 0 до 0,1 с λ_p изменяется от 9,9 до 3 Гц), но и уровень освещенности, характер выполняемой работы, форма создаваемых помех и другие факторы, которые

при эмпирическом подходе не всегда могут быть учтены.

Тем не менее, существенным следует считать расхождение в области малых частот кривых 3 и 6 по сравнению с другими кривыми. В частности, в [Л. 3] рекомендуется применять фликерметр при частотах 1 Гц, но для этой частоты допустимые размахи гармонических колебаний по кривым 3 и $3'$ отличаются более чем в 4 раза, хотя эти кривые должны быть тождественными. По-видимому, такое расхождение объясняется экстраполяцией результатов экспериментов при больших частотах на область малых частот. Недопустимость такой экстраполяции обусловлена тем, что при малых частотах существенное значение имеет медленная адаптация, которая при больших частотах оказывается в значительно меньшей мере. Подтверждением такого предположения служит тот факт, что при $k=0$ рассчитанная по формуле (7) кривая $1'$ и кривые 3 , 6 имеют одинаковый вид.

Измерение и расчет ДК. В действующих сетях ДК может быть измерена прибором, структурная схема которого совпадает со схемой модели на рис. 1. Такой прибор, названный кумулятивным измерителем колебательности напряжения (КИКН) создан в Макеевском инженерно-строительном институте. Проверка допустимости колебаний согласно (19) осуществляется непосредственно по шкале КИКН, на которой нанесены допустимые значения ДК для ламп накаливания и люминесцентных ламп.

При проектировании обычно бывают известны индивидуальные графики активной $p(t)$ и реактивной $q(t)$ мощностей электроприемников, активное r и реактивное x сопротивления до расчетной точки сети. Общий путь аналитического решения задачи о ДК для группы n электроприемников приводит к непреодолимым трудностям. Для практических целей целесообразно использовать графики «фиксивных нагрузок» [Л. 1]

$$q_{\phi}(t) = \frac{r}{x} p(t) + q(t). \quad (23)$$

В этом случае график $U_{\kappa}(t)$ получается суммированием индивидуальных графиков колебаний $u_{\kappa}(t)$:

$$U_{\kappa}(t) \approx \sum_{\kappa} u_{\kappa}(t) = \frac{100}{S''} \sum_{\kappa} q_{\phi}(t), \quad (24)$$

где S'' — мощность короткого замыкания. Ввиду малости отношения r/x на практике часто расчет выполняют только по графикам реактивных мощностей, принимая $q_{\phi}(t) \approx q(t)$.

Линейность фильтра позволяет суммировать его реакции ξ на индивидуальные воздействия $u_{\kappa}(t)$. В общем случае дисперсии D_{ξ} реакций зависят от времени (например, для дуговых печей). Графики индивидуальных дисперсий могут располагаться относительно друг друга случайным образом, в связи с чем требуется определение расчетного значения суммарной дисперсии

$$D_{\xi}(t) = \sum_{\kappa} D_{\xi}(t), \quad (25)$$

превышение которого возможно с заданной вероятностью. Для этой цели к процессу $D_{\xi}(t)$ достаточно применить методы [Л.1], разработанные для электрических нагрузок группы зависимых или независимых электроприемников.

Характеристики стационарных процессов не зависят от времени, поэтому ДК получается суммированием индивидуальных доз

$$\Psi = \sum_{\kappa} \psi = \sum_{\kappa} D_{\xi} \quad (26)$$

без применения вероятностных методов.

Дисперсии вычисляются по корреляционным функциям $k_{\kappa}(t, t)$ или спектральным плотностям $g_{\kappa}(w, t)$ индивидуальных графиков $u_{\kappa}(t)$:

$$D_{\xi}(t) = \int_0^{\infty} \int_0^{\infty} w(y) w(z) k_{\kappa}(y - z, t) dy dz, \quad (27)$$

$$D_{\xi}(t) = \int_0^{\infty} A^2(\omega) g_{\kappa}(\omega, t) d\omega, \quad (28)$$

где y и z — переменные интегрирования; $w(t)$ — импульсная переходная характеристика фильтра.

Такой путь удобен тогда, когда характеристики аппроксимируются простыми аналитическими выражениями. Например, электрические нагрузки массовых приемников и дуговых печей имеют соответственно экспоненциальную и экспоненциально-косинусную корреляционные функции [Л.1 и 12].

Для случая, когда нагрузки заданы графически, применим интеграл Дюамеля:

$$\xi(t) = u_{\kappa}(0) h(t) + \int_0^t h(t-x) u'_{\kappa}(x) dx, \quad (29)$$

где x — переменная интегрирования; $h(t)$ — переходная характеристика.

Определим переходную характеристику как реакцию фильтра на ступенчатое воздействие напряжения величиной 1% при нулевых начальных условиях. Применим к структуре формулы (6) представим эту характеристику в виде двух составляющих

$$h(t) = h_1(t) + h_2(t), \quad (30)$$

которые отражают влияние процессов быстрой и медленной адаптации. Используя таблицы преобразований Лапласа, с учетом формул (8) соответственно получим:

$$h_1(t) = \begin{cases} \frac{\gamma T_{a1} [T_{a1}(T_{a1} - T_{ii}) e^{-t/T_{a1}} + T_{ii}(T_{a1} - T_{a1}) e^{-t/T_{ii}}] + T_{a1}(T_{ii} - T_{a1}) e^{-t/T_{a1}}}{\tilde{A}_M (T_{ii} - T_{a1})(T_{a1} - T_{ii})(T_{a1} - T_{ii})} \\ \text{при } T_{a1} \neq T_{ii} \neq T_{a1}; \\ \frac{\gamma T}{\tilde{A}_M (T - T_{a1})} [T_{a1}(e^{-t/T_{a1}} - e^{-t/T}) + (31) \\ + (T - T_{a1}) \frac{t}{T} e^{-t/T}] \text{ при } T_{a1} = T_{ii} = T \neq T_{a1}; \end{cases}$$

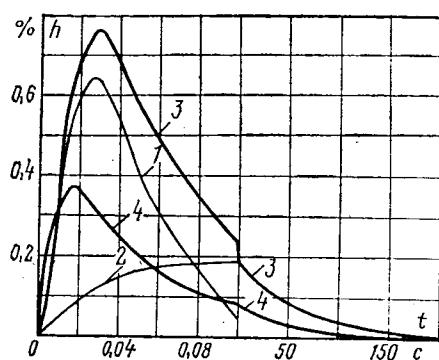


Рис. 4. Переходные характеристики фильтров.

1, 2 и 3 — модели для ламп накаливания (быстрая адаптация, медленная адаптация и суммарная соответственно); 4 — модели для люминесцентных ламп.

$$h_2(t) = \frac{k_1 T_{a2} [T_{\text{л}} (T_{a2} - T_{\text{и}}) e^{-t/T_{\text{л}}} + T_{\text{и}} (T_{\text{л}} - T_{a2}) e^{-t/T_{\text{и}}} + T_{a2} (T_{\text{и}} - T_{\text{л}}) e^{-t/T_{a2}}]}{\tilde{A}_M (T_{\text{и}} - T_{\text{л}}) (T_{a2} - T_{\text{и}}) (T_{a2} - T_{\text{л}})} \quad (32)$$

Импульсная переходная характеристика находится дифференцированием переходной характеристики по t . На рис. 4 представлены характеристики, вычисленные для принятых числовых значений параметров модели.

Функцию (29) целесообразно находить графически или на ЦВМ, заменяя непрерывные графики $u_k(t)$ ступенчатыми и определяя для каждого скачка реакции фильтра пропорциональным изменением переходной характеристики. Искомая дисперсия вычисляется по сумме всех реакций.

В проектной практике графики нагрузки обычно задаются в виде ломаной (рис. 5). Если длительность отрезков ломаной достаточно велика, расчет ДК упрощается. Действительно, функция $h_1(t)$ быстро затухает: спустя время $t_{31}=0,1$ с ординаты $h_1(t)$ не превышают 5% максимального значения (рис. 4). При длительностях ступеней более 0,1 с переходный процесс от быстрой адаптации успевает закончиться, так что реакции не накладываются, и необходимость в их суммировании отпадает.

Каждый вертикальный скачок $\Delta q_{\text{в}}$ дает ДК, пропорциональную площади H_1 под кривой $h_1(t)$. Дозу от наклонного участка величиной $\Delta q_{\text{н}}$ и длительностью $t_{\text{н}}$ можно вычислить, заменив этот участок несколькими ступенями с длительностью каждой из них, равной t_{31} . Нетрудно убедиться, что эта доза будет пропорциональна $\Delta q_{\text{н}} H_1 t_{31} / t_{\text{н}}$. Тогда суммарная ДК от быстрой адаптации составит

$$\begin{aligned} \psi_1 &= \frac{10^4}{t_{\text{н}} (S'')^2} \left(\sum_{\text{в}}^{N_{\text{в}}} \Delta q_{\text{в}}^2 H_1 + \sum_{\text{н}}^{N_{\text{н}}} \Delta q_{\text{н}}^2 H_1 \frac{t_{31}}{t_{\text{н}}} \right) = \\ &= \frac{H_1 10^4}{t_{\text{н}} (S'')^2} \left(\sum_{\text{в}}^{N_{\text{в}}} \Delta q_{\text{в}}^2 + t_{31} \sum_{\text{н}}^{N_{\text{н}}} \frac{\Delta q_{\text{н}}^2}{t_{\text{н}}} \right), \end{aligned} \quad (33)$$

где $N_{\text{в}}$ и $N_{\text{н}}$ — количество вертикальных и наклонных участков за время цикла t (или длительности записи) исходного графика нагрузки. Количественное значение $H_1=0,015$ (%)² с получается интегрированием квадрата выражения (31).

Иначе обстоит дело с ДК ψ_2 от медленной адаптации. Процесс $h_2(t)$ затухает медленно, поэтому суммирование реакций неизбежно. Некоторое упрощение достигается за счет того, что T_{a2} значительно превышает $T_{\text{л}}$ и $T_{\text{и}}$. Это позволяет в формуле (32) положить $T_{a2}-T_{\text{и}} \approx T_{a2}$, $T_{a2}-T_{\text{л}} \approx T_{a2}$ и пренебречь первыми двумя слагаемыми, так что

$$h_2(t) \approx \frac{k_1}{\tilde{A}_M} e^{-t/T_{a2}}. \quad (34)$$

Искомая ДК получается суммированием дисперсий ψ_1 и ψ_2 .

Соотношения (15) и (16) подтверждают практическую возможность эмпирического подхода к выбору АЧХ или кривой колебаний. В этом случае допускается воспроизведение АЧХ фильтрами различной структуры, по-разному реагирующими на одно и то же воздействие. Несмотря на это, энергетические характеристики реакций будут близки. Отсюда, в частности, следует, что для распространения кривой колебаний из ГОСТ 13109-67 на любые процессы изменения напряжения достаточно по ней вычислить АЧХ и допустимую ДК, а также выбрать структуру фильтра. Очевидно, полученные формулы остаются справедливыми и для этого случая.

Однако такой подход обладает присущими любому эмпирическому методу недостатками: неопределенность критериев выбора нормируемой кривой, неоднозначность структур фильтров, отсутствие возможности оценки влияния на ДК различных факторов и, как следствие, несопоставимость результатов, полученных при различных условиях опытов. К тому же сама возможность использования АЧХ выявлена после аналитических исследований на модели. В общем же случае, когда соотношение (13) не выполняется, для решения задачи уже недостаточно знания корреляционной функции или спектральной плотности, так как они получаются осреднением за большой (теоретически — бесконечный) промежуток времени, а потому не могут характеризовать локальные нарушения качества напряжения.

Требования к динамической погрешности измеряющих ДК приборов представляются целесообразным устанавливать для прямоугольных помех, когда ДК получается наибольшей. Для этого достаточно задаться допустимой погрешностью измерения ДК и с учетом формул (6) и (17) определить допустимый разброс параметров прибора.

Точное решение задачи без использования приближенной формулы (13) можно получить методами моделирования. При физическом моделировании сети с электроприемниками к выходу модели подключается КИКН, и непосредственно измеряется ДК. При аналитическом моделировании (например, методами [Л.1]) используется реализованная на ЦВМ модель в виде соответствующих дифференциальных уравнений.

Критерием оценки оптимальности динамических систем служит не только дисперсия, но и первый начальный момент абсолютных значений контролируемого процесса. Поэтому упрощение энергетиче-

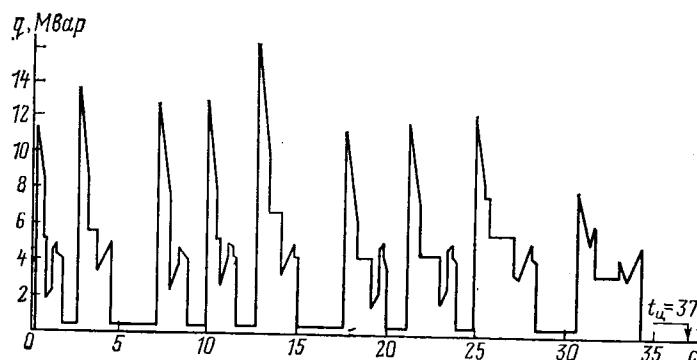


Рис. 5. Расчетный график реактивной мощности преобразовательного агрегата блюминга.

ского блока может быть достигнуто заменой квадратора на двухполупериодный выпрямитель.

Рассмотренное понятие ДК относится к осветительным приемникам. Для радиоустройств в принципе потребуются иные модели: например, электронные реле срабатывают не от колебаний, а от выбросов.

Пример. Оценим колебания напряжения, создаваемые преобразовательным агрегатом блюминга на шинах подстанции с мощностью короткого замыкания 240 МВ·А. График электрической нагрузки с $t_ц=37$ с представлен на рис. 5.

Определим составляющую ДК от быстрой адаптации. Рассмотрим вначале первый импульс нагрузки, который содержит 6 скачков величиной 11,5; 3,1; 3,4; 2,5; 0,8; 3,8 Мвар и 2 падочных отрезка с приращениями 3 и 0,4 Мвар и длительностями 0,5 и 0,4 с. Соответствующая ДК от этого импульса согласно (33) составит 0,01 (%)².

Суммируя дозы от всех импульсов, найдем $\psi_1=0,109$ (%)². Поскольку эта доза превышает допустимое значение (22), расчет величины ψ_2 оказывается излишним. Таким образом, совместное питание силовой и осветительной нагрузок недопустимо.

Выводы. 1. Применение методов теории автоматического управления к задачам нормирования, измерения и расчета показателей качества напряжения позволяет получить универсальные и физически наглядные решения.

2. При оценке качества напряжения модель

электроприемника целесообразно принять в виде линейного фильтра и энергетического блока.

3. Большая длительность θ накопления утомления позволяет оценивать допустимость колебаний напряжения в рамках корреляционной (или спектральной) теории.

4. Расчет доз колебаний напряжения рекомендуется выполнять по формулам (29) и (33), а измерение доз в действующих сетях — прибором КИКН.

5. Для количественной оценки социальных и экономических последствий от колебаний напряжения необходимо (в рамках рассматриваемой модели) определить ущербы, вызываемые уменьшением производительности труда на производстве и дискомфортом в быту вследствие дополнительного утомления людей.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Основы построения промышленных электросетей/ Г. М. Калялов, А. Э. Каждан, И. Н. Ковалев, Э. Г. Куренный. — М.: Энергия, 1978.
2. Каждан Э. М., Каждан А. Э. Инженерные методы расчета колебаний напряжения в питающих сетях и характерных узлах нагрузки (металлургических заводов). — В кн.: Инструктивные указания по проектированию электротехнических промышленных установок. — М.: Изд-ние ГПИ Тяжпромэлектропроект, 1972, № 2.
3. Norme européenne EN S0.006. — Paris, 1975.
4. Dixon G. F., Kendall P. G. Supply to arc furnaces: measurement and prediction of supply-voltage fluctuation. — Proc. IEE, 1972, vol. 119, № 4.
5. Zinguzi T. Problems of lamp flicker caused by large electric arc furnaces for steel production in Japan. — V International Congress on Electroheat, 1963, № 143.
6. Кумулятивный принцип оценки качества напряжения/ Э. Г. Куренный, Е. Н. Дмитриева, В. М. Ковальчук, А. Д. Коломыцев. — Электричество, 1978, № 9.
7. Webster J. G. Pupillary light reflex development of teaching models. — Trans. IEEE on BME, 1971, vol. 18, № 3.
8. Луизов А. В. Инерция зрения. — М.: Оборонгиз, 1961.
9. Шабанов-Кушиаренко Ю. П. Математическое моделирование некоторых функций человеческого зрения. — В кн.: Проблемы бионики. — М.: Наука, 1973.
10. Введение в эргономику/ Под ред. В. П. Зинченко. — М.: Советское радио, 1974.
11. Watson J. F. Power supply to critical loads. — Power Engineering, 1966, vol. 70, № 11—12.
12. Алексеев С. В., Трейвас В. Г. Статистические характеристики токов дуг дуговых сталеплавильных печей. — Изв. вузов. Электромеханика, 1971, № 1.

[28.03.80]

УДК 621.314.6.018.14.001.11

Коэффициент мощности и потери в сети при несимметричном и нелинейном потребителе

ДРЕХСЛЕР Р., доктор техн. наук

Прага

Использование силовой полупроводниковой техники существенно влияет на качество электрической энергии. Увеличение числа крупных потребителей с преобразователями приводит к росту несимметрии в сети и ущербу для линейной нагрузки. В такой ситуации традиционные измерительные устройства и способы оценки потребления электроэнергии становятся неполными и не всегда верными.

Целью настоящей статьи является ознакомление научно-технической общественности с возможностью использования для учета электрической энер-

гии баланса потерь электрической энергии в пассивных сопротивлениях сети. Потери в пассивных сопротивлениях пригодны для этой цели потому, что сохраняют свое определенное значение в любой системе, как симметричной, так и несимметричной, и таким образом представляют собой важный технико-экономический параметр.

Электрическая мощность в трехфазной деформированной системе. Покажем, что в трехфазной деформированной системе, т. е. в системе с несимметричным и неуравновешенным потреблением

электрической энергии и несинусоидальными токами, существуют неучитываемые пассивные мощности [Л. 2]. Для того чтобы весь анализ был физически ясным и легко доступным для практического использования, считаем в дальнейшем трехфазную систему напряжения симметричной системой без гармоник, представляющей действующим значением фазного напряжения U . Это приводит к методической ошибке, которой в данном случае пренебрегаем.

В дальнейшем величины разных фаз будем обозначать индексами R , S , T , величины нейтрального проводника — индексом N .

Если выделить из несимметричной системы токов I_R , I_S , I_T , I_N высшие гармоники $\sum_2^{\varphi} i_{Rv}$, $\sum_2^{\varphi} i_{Sv}$,

$\sum_2^{\varphi} i_{Tv}$, $\sum_2^{\varphi} i_{Nv}$, то конечное выражение

$$D = \sqrt{3}U \left(\sum_2^{\varphi} I_{Rv}^2 + \sum_2^{\varphi} I_{Sv}^2 + \sum_2^{\varphi} I_{Tv}^2 + \sum_2^{\varphi} I_{Nv}^2 \right)^{1/2} \quad (1)$$

можно обозначить как трехфазную деформационную мощность. Если разложить оставшуюся трехфазную несимметричную систему токов основной гармоники I_{R1} , I_{S1} , I_{T1} , I_{N1} на три симметричные системы, представленные действующими значениями токов прямой I_a , обратной I_b и нулевой I_0 последовательностей, то выражение для полной мощности зашептается в виде

$$S_a = 3UI_a = [P^2 + Q^2]^{1/2} = S. \quad (2)$$

Следующими конечными величинами являются [Л. 3 и 4]: пульсационная мощность

$$S_b = 3UI_b \quad (3)$$

и скрытая мощность

$$S_0 = 3UI_0, \quad (4)$$

которые связаны друг с другом и с деформационной мощностью (1),

$$\sqrt{3}U[I_R^2 + I_S^2 + I_T^2 + I_N^2]^{1/2} = [P^2 + Q^2 + S_b^2 + S_0^2 + D^2]^{1/2}. \quad (5)$$

В этих уравнениях P — потребляемая активная мощность; Q — потребляемая реактивная мощность.

Именно приведенные пассивные мощности (деформационная D , пульсационная S_b , скрытая S_0), средние значения которых в течение одного периода равны нулю (так же, как равно нулю среднее значение реактивной мощности Q), сопровождаются в деформированной системе передачу активной мощности P и так же, как реактивная мощность Q увеличивают потери в пассивных сопротивлениях.

Потери в пассивных сопротивлениях как критерий качества потребления электрической энергии. Потери в пассивных сопротивлениях электрической сети, возникающие при передаче электрической энергии, несомненно, являются важным парамет-

ром качества не только передачи, но и способа потребления электрической энергии.

В трехфазной системе эти потери имеют наименьшее возможное значение

$$\Delta P_{j \min} \approx 3I'^2 \quad (6)$$

в том случае, когда потребитель не требует реактивной мощности и когда нагрузка симметрична и линейна. Способ потребления активной мощности в этом случае оптимален и выражается уравнением

$$P = 3UI^2. \quad (7)$$

При несимметричном, неуравновешенном потреблении и несинусоидальных токах нагрузки передача той же активной мощности

$$P = U[I_{R1} \cos \varphi_R + I_{S1} \cos \varphi_S + I_{T1} \cos \varphi_T] \quad (8)$$

сопровождается передачей реактивной мощности Q и потерями в пассивных сопротивлениях (например, в месте потребления)

$$\Delta P_j \sim [I_{R1}^2 + I_{S1}^2 + I_{T1}^2 + I_{N1}^2]. \quad (9)$$

Анализируя баланс передачи электрической энергии, экономическое значение потерь в пассивных сопротивлениях системы и их определившееся физическое значение, возникает мысль использовать потери в пассивных сопротивлениях, вызванных передачей электрической энергии, для оценки качества передачи и потребления. Так, если сравнить наименьшие возможные потери в пассивных сопротивлениях системы, вызванные оптимально осуществленным потреблением активной мощности P (7), с потерями, вызванными в этих пассивных сопротивлениях действительным способом потребления той же активной мощности P (8), получим выражение

$$\lambda = \left[\frac{\Delta P_{j \min}}{\Delta P_j} \right]^{1/2}, \quad (10)$$

с помощью которого можно охарактеризовать качество потребления электрической энергии. Если (10) выразить через действующие значения токов, получим

$$\lambda = \left[\frac{3I'^2}{I_{R1}^2 + I_{S1}^2 + I_{T1}^2 + I_{N1}^2} \right]^{1/2}. \quad (11)$$

Принимая во внимание предположение о симметричной системе напряжений, выражение (11) можно преобразовать:

$$\lambda = \left[\frac{9U^2 I'^2}{3U^2 (I_{R1}^2 + I_{S1}^2 + I_{T1}^2 + I_{N1}^2)} \right]^{1/2}, \quad (12)$$

а учитывая (7) и (5), получим:

$$\lambda = \frac{P}{[P^2 + Q^2 + S_b^2 + S_0^2 + D^2]^{1/2}} = \frac{P}{[3U^2 I_{R1}^2 + I_{S1}^2 + I_{T1}^2 + I_{N1}^2]^{1/2}}. \quad (13)$$

Действительный коэффициент мощности и действительная полная (кажущаяся) мощность. Продолжаем с помощью выражения (13) симметричное уравновешенное потребление активной и реактивной мощности с синусоидальными токами нагрузки, имеющими определенный фазовый сдвиг..

В этом случае

$$I_R = I_S = I_T = I; I_N = 0; \sum_2^{\varphi} i_v = 0; \quad (14)$$

$$P=3UI \cos \varphi; Q=3UI \sin \varphi; S_b=S_0=D=0. \quad (15)$$

Подставив эти величины в (13), получим:

$$\lambda=\cos \varphi=\frac{P}{[P^2+Q^2]^{1/2}}, \quad (16)$$

откуда вытекает, что λ является действительным коэффициентом мощности, который в отличие от традиционно понимаемого коэффициента мощности $\cos \varphi$ имеет всеобщее действие и верно представляет все модификации способов потребления электрической энергии, особенно в случае понижения возможностей передачи и повышения в пассивных сопротивлениях системы; при этом $\cos \varphi$ представляет правильное потребление электрической энергии только в особом случае симметричного и уравновешенного потребления электрической энергии, осуществляющегося синусоидальными токами. Таким образом, $\cos \varphi$ представляет собой только частный случай действительного коэффициента мощности λ . Знаменатель выражения (13), физическое значение которого ясно также из уравнения (5),

$$S_d=[3U^2(I_R^2+I_S^2+I_T^2+I_N^2)]^{1/2}=\\=[P^2+Q^2+S_b^2+S_0^2+D^2]^{1/2} \quad (17)$$

представляет в трехфазной системе действительную полную (кажущуюся) мощность асимметричного и неуравновешенного потребления электрической энергии, осуществляющегося несинусоидальными токами. Этого значения достигла бы наибольшая активная мощность, которую можно было бы оптимальным способом передать по системе при тех же потерях в тех же пассивных сопротивлениях в случае симметричного уравновешенного потребления без гармоник и передачи реактивной мощности. Если традиционно понимаемый коэффициент мощности, являющийся особым случаем действительного коэффициента мощности λ , определяется выражением

$$\cos \varphi=P/S, \quad (18)$$

то действительный коэффициент мощности

$$\lambda=P/S_d. \quad (19)$$

Полной мощностью в трехфазной системе, несмотря на ее деформацию (асимметричное потребление осуществляется при несинусоидальных токах), считается сумма произведений действующих значений напряжений и токов отдельных фаз:

$$S=UI_R+UI_S+UI_T. \quad (20)$$

Поэтому очевидно, что полная мощность в традиционном понимании не равна действительной полной мощности по выражению (17). Оба выражения (17) и (20) равнозначны только в частном случае симметричного и уравновешенного потребления электрической энергии ($S_b=0, S_0=0$), осуществляющегося синусоидальными токами ($D=0$), когда

$$I_R=I_S=I_T=I; I_N=0; P=3UI \cos \varphi.$$

Только в этом случае

$$S=3UT=\sqrt{P^2+Q^2}=S_d. \quad (21)$$

Из сказанного следует, что определение понятия кажущейся мощности нельзя перенести из однофазной системы в систему трехфазную, имея в виду

асимметричное потребление, осуществляющееся несинусоидальными токами. Верно только определение действительной полной мощности согласно выражению (17).

Среднее значение коэффициента мощности. Две модификации среднего значения действительного коэффициента мощности.

Для оценки потребления электрической энергии необходимо знание среднего значения обычным способом определяемого коэффициента мощности за время отсчета t ,

$$\cos \varphi_t=\frac{A_P}{\sqrt{A_P^2+A_Q^2}}, \quad (22)$$

где значения активной A_P реактивной энергии A_Q интегрированы по времени отсчета t , как правило, индукционными счетчиками.

Таким способом полученное среднее значение коэффициента мощности не учитывает ни неблагоприятное влияние несимметричности потребления, ни его неуравновешенность, ни неблагоприятное влияние высших гармоник и неравномерности потребления. Важны только значения интегрированных активной и реактивной энергии, причем неважно, при каких обстоятельствах ($S_b \neq 0; S_0 \neq 0; D \neq 0$) и в какой последовательности интегрирование и измерения происходили.

Среднее значение действительного коэффициента мощности характеризует только неблагоприятное влияние несимметричности потребления, его неуравновешенности и высших гармоник.

Это значение определяется в требуемом промежутке времени t при помощи действительной кажущейся энергии (17)

$$A_{S_d}=\int_0^t S_d dt=\sqrt{3} \int_0^t U [I_R^2+I_S^2+I_T^2+I_N^2]^{1/2} dt, \quad (23)$$

интегрированной в промежутке времени t . Электронный измерительный прибор, который интегрирует по выражению (17) действительную кажущуюся мощность S_d , был спроектирован, изготовлен и включен в измерительную аппаратуру.

Среднее значение рассматриваемой модификации действительного коэффициента мощности

$$\lambda_{id}=A_P/A_{S_d}. \quad (24)$$

Поскольку в этот коэффициент входят пассивные мощности S_b, S_0, D , он учитывает отрицательное воздействие передачи реактивной мощности несимметричности, неуравновешенности и высших гармоник системы токов (пульсационную, реактивную и деформационную мощности). Неравномерность потребления коэффициент λ_{id} не учитывает, так как интегральные значения A_P и A_{S_d} от временной характеристики интегральных величин P и S_d не зависят.

Среднее значение действительного коэффициента мощности учитывает неблагоприятное влияние несимметричности потребления, его неуравновешенности, высших гармоник, а также воздействие неравномерности потребления. Вторая модификация среднего значения действительного коэффициента мощности в промежутке времени t определяет

ется при помощи интеграла квадратов фазовых напряжений [Л. 2]:

$$A_{U_s} = 3 \int_0^t U^2 dt, \quad (25)$$

интегрированных индукционными счетчиками (U^2 -метры), и при помощи интеграла квадратов всех токов нагрузки

$$A_{I_s} = \int_0^t [I_R^2 + I_S^2 + I_T^2 + I_N^2] dt. \quad (26)$$

Электронный измерительный прибор (трехфазный I^2 -метр), интегрирующий по выражению (26), был спроектирован, изготовлен и включен в измерительную аппаратуру.

Среднее значение рассматриваемой модификации действительного коэффициента мощности

$$\lambda_t = \frac{A_P}{\sqrt{A_{U_s}}} \frac{1}{\sqrt{A_{I_s}}}. \quad (27)$$

Эта модификация действительного коэффициента мощности способ потребления электрической энергии выражает правильно и полностью. Дело в том, что его среднее значение зависит именно от интеграла времени суммы квадратов всех токов нагрузки.

Скрытые потери в пассивных сопротивлениях. Потери в пассивных сопротивлениях в месте измерения пропорциональны обратному значению квадрата той модификации коэффициента мощности, которая учитывает соответствующие неблагоприятные влияния. Поэтому можно эти потери разделить в зависимости от причин их возникновения.

Обозначим общие потери в пассивных сопротивлениях, вызываемые передачей активной и реактивной мощности, всех пассивных мощностей (пульсационных, скрытых и деформационных) и неравномерностью потребления через

$$A_c = \frac{1}{\lambda_t^2} \approx 100\%. \quad (28)$$

Обычно учитываемые потери энергии выражаются через коэффициент мощности:

$$\frac{A^2 P + A^2 Q}{A^2 P} = \frac{1}{\cos^2 \varphi_t}. \quad (29)$$

В выражение (29) не входит часть потерь, определяемая пассивными мощностями. Оно представляет собой функцию конечных значений A_P и A_Q , интегрированных на интервале t , и не учитывает увеличение потерь, вызванное неравномерностью потребления.

Если выразить потери энергии, определяемые коэффициентом мощности, в процентах общих потерь

$$\Delta A_{j\varphi} = \lambda_t^N \cos^{-2} \varphi_t 100, \quad (30)$$

скрытые потери в пассивных сопротивлениях в месте измерения можно определить выражением

$$\Delta A_j = 100 - \Delta A_{j\varphi}, \quad (31)$$

т. е. также в процентах общих потерь.

Из величины скрытых потерь ΔA_j часть

$$\Delta A_{jD} = [\lambda_{tD}^{-2} - \cos^{-2} \varphi_t] \lambda_t^2 100 \quad (32)$$

возникает за счет неблагоприятного влияния несимметричности, неуравновешенности и высших гармоник, а часть

$$\Delta A_{jn} = (\Delta A_j - \Delta A_{jD}) 100 \quad (33)$$

— только за счет неравномерного потребления. Обе части выражены в процентах общих потерь, представляемых действительным коэффициентом мощности λ_t .

Критерий качества потребления электрической энергии. Очевидно, в промежутке времени t (рабочая смена, время отсчета) потребитель может использовать электроэнергию по-разному. Поскольку одна и та же активная мощность может использоваться в разных неопределенных вариантах, введение критерия качества потребления электрической энергии представляет несомненную пользу:

$$q_t = \lambda_t \frac{1}{\cos \varphi_t}. \quad (34)$$

Пример. В качестве практического примера приведем технико-экономические параметры потребления электрической энергии прокатного стана (5,5 кВ, 1050 кВт) с фазовоуправляемым преобразователем.

За один рабочий период $t=6$ ч потребление электрической энергии, связанное с эксплуатацией прокатного стана, можно выразить через:

интегральную активную энергию

$$A_P = 814 \text{ кВт} \cdot \text{ч},$$

интегральную реактивную энергию

$$A_Q = 484 \text{ кВар} \cdot \text{ч},$$

интегральное значение действительной (каждущейся) энергии

$$A_{SD} = 1089,7 \text{ кВ} \cdot \text{А} \cdot \text{ч}.$$

По выражению (26)

$$A_{I_s} = 12,48 \cdot 10^3 \text{ А}^2 \cdot \text{ч}.$$

По формуле (25)

$$A_{U_s} = 170,81 \cdot 10^3 \text{ кВ}^2 \cdot \text{ч}.$$

При помощи полученных интегральных значений вычислены следующие параметры:

среднее значение коэффициента мощности

$$\cos \varphi_t = 0,86;$$

среднее значение действительного коэффициента мощности в модификации, не учитывающей неравномерность потребления,

$$\lambda_{tD} = 0,747;$$

среднее значение действительного коэффициента мощности в модификации, учитывающей неблагоприятное влияние несимметричности потребления, его неуравновешенности, высших гармоник и неравномерности потребления,

$$\lambda_t = 0,558;$$

критерий качества потребления электрической энергии

$$q_t = 0,65.$$

При помощи среднего значения коэффициента мощности (22) и модификаций среднего значения действительного коэффициента мощности (24) и (26) можно следующим образом разделить потери в пассивных сопротивлениях в месте потребления:

общие потери энергии

$$\Delta A_c = 100\%;$$

потери, определяемые с помощью коэффициента мощности,

$$\Delta A_{j\varphi} = 42\%;$$

скрытые потери

$$\Delta A_j = 58\%.$$

Скрытые потери складываются:
из потерь из-за несимметричности, неуравновешенности и высших гармоник

$$\Delta A_{jd}=14\%$$

и потерь, определяемых неравномерностью потребления,

$$\Delta A_{jn}=44\%.$$

Из приведенного баланса следует, что в процессе эксплуатации прокатного стана с фазовоуправляемым преобразователем неблагоприятное влияние неравномерности потребления оказывается более резко, чем высшие гармоники. Способ потребления и его качество нельзя оценивать только при помощи среднего значения коэффициента мощности $\cos \varphi$, определяемого обычным способом. Чтобы полностью оценить потребление и его качество, надо знать оба значения действительного коэффициента мощности.

В заключение следует отметить, что среднее значение коэффициента мощности, определяемое обычным способом по активной и реактивной энергии, неправильно отражает несимметричное потребление электрической энергии, так как оно не учитывает пассивных мощностей (пульсационную, скрытую и деформационную) и влияние неравномерности потребления. Иными словами, разные режимы работы потребителя, также как и разные способы потребления одной и той же энергии, принято оценивать одинаково.

Однако невозможно улучшить режим работы потребителя при введении силовой электроники, не учитывая скрытых потерь в пассивных сопротивлениях, что посредством обычных методов измерения и оценки сделать нельзя.

Для оценки качества потребления надо учитывать всю электрическую систему в совокупности.

В то же время на практике скрытые потери в расчет не принимаются. Оценка способа потребления электроэнергии с помощью коэффициента мощности не ставит целью наказать потребителя за увеличение потерь в пассивных элементах системы и за ухудшение возможности передачи. Однако, если и в дальнейшем не будут учитывать пульсационную, скрытую и деформационную мощности, можно ожидать, что потери в пассивных сопротивлениях системы будут безнаказанно расти, а качество передачи в системе — ухудшаться.

Правильная методика измерения и оценки потребления электрической энергии заставляет эксплуатационников соблюдать условия качественного ее использования. Не учитывать современный уровень знаний в этой области, значит находиться в противоречии с требованием эффективного использования электрической энергии.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Зыкин Ф. А. Некоторые проблемы измерения и учета электрической энергии. — Промышленная энергетика, 1979, № 1.
2. Drechsler R. Učiník trojfázové soustavy nesouměrně zátěžované nesinusovými proudy. — Studie ČSAV č. 15. — Academia Praha, 1975.
3. Drechsler R. Über pulsierende und verbogene leistung in einer unsymmetrisch belasteten Dreiphasenanlage. — ETZ — A, 1969, Bd. 90, H. 7.
4. Drechsler R. Nový netradicní způsob měření učiníku. — Elektrotechnický obzor, 1972, 61, c. 11.

[14.04.81]

УДК 621.31:658.382:614.825.001.57

О вероятностной оценке уровня электробезопасности

ЩУЦКИЙ В. И., доктор техн. наук (Москва), БУРАЛКОВ А. А., инж (Красноярск)

В последнее время при оценке уровня электробезопасности электроустановок широко используется вероятностный подход [Л. 1—5]. Однако, несмотря на значительное число публикаций, посвященных этому вопросу, методологическая основа вероятностной оценки электробезопасности еще недостаточно разработана.

Основные методы вероятностной оценки уровня электробезопасности. Метод 1. В соответствии с [Л. 1 и 2] основным показателем, характеризующим уровень электробезопасности, является вероятность электропоражения человека P (ЭП) за время t :

$$P(\text{ЭП}) = P(U_{\text{пр}})P(\Phi_{\text{п}}/U_{\text{пр}}), \quad (1)$$

где $P(U_{\text{пр}})$ — вероятность попадания человека под напряжение прикосновения $U_{\text{пр}}$; $P(\Phi_{\text{п}}/U_{\text{пр}})$ — условная вероятность такого физического состояния человека, при котором напряжение $U_{\text{пр}}$ при данной длительности воздействия t является поражающим.

Недостатком этого метода вероятностной оценки уровня электробезопасности является прежде всего сложность определения условной вероятности $P(\Phi_{\text{п}}/U_{\text{пр}})$, особенно при случайном распределении длительности воздействия t . Кроме того, основным фактором, влияющим на опасность электропоражения при длительности воздействия t , является не напряжение прикосновения $U_{\text{пр}}$, а ток, проходя-

щий через человека, I_h . Значение же тока I_h зависит не только от напряжения сети, но и от ряда случайных факторов: схемы включения человека в цепь, пути тока и сопротивления цепи через тело человека, сопротивления изоляции и емкости фаз сети относительно земли (при изолированной нейтрали). Следует отметить, что рассматриваемый метод может быть использован при оценке уровня электробезопасности лишь отдельных электроустановок (или заземляющих устройств [Л. 1]) и без существенной переработки неприменим для оценки электробезопасности совокупности электроустановок и объединяющей их электрической сети.

Метод 2. В соответствии с [Л. 4], вероятность электропоражения человека за время эксплуатации t определяется на основе логической модели по значениям вероятностей возникновения различных опасных состояний электрооборудования и обслуживающего персонала, приводящих к поражению человека электрическим током. Существенным недостатком этого метода является отказ от учета значения тока, проходящего через человека, I_h и времени воздействия тока на организм человека t . По существу, при таком подходе определяется не вероятность электропоражения, а вероятность возникновения опасной для человека ситуации, исход которой без знания тока I_h и длительности его

воздействия прогнозировать нельзя. Кроме того, поскольку элементы логических моделей электропоражения (электроустановки, защитные устройства) являются восстанавливаемыми, то вероятность электропоражения (возникновения опасной для человека ситуации) следует определять по вероятностям нахождения электроустановок и их элементов в опасных состояниях (в произвольный момент времени), а не по вероятностям возникновения этих опасных состояний за время эксплуатации t . Достоинством рассматриваемого метода является возможность выявления отдельных электроустановок, наиболее значимо влияющих на уровень безопасности электрической сети и подключенных к ней электроприемников в целом.

Метод 3. Согласно [Л. 5], вероятность одного электропоражения во множестве M электроустановок, оснащенных устройствами защитного отключения (УЗО), за время t

$$P(\mathcal{E}P) = 1 - \exp(-q\Lambda t_a M \lambda t). \quad (2)$$

где q — вероятность поражения при прикосновении человека к потенциально опасным частям электроустановок, определяемая как отношение числа смертельных случаев к числу всех прикосновений в M электроустановках; Λ — интенсивность потока прикосновений к одной электроустановке; t_a — среднее время эксплуатации всех электроустановок с отказавшими УЗО; λ — интенсивность отказов УЗО.

Подобный метод позволяет определить вероятность электропоражения на основе данных об электротравмах со смертельным исходом. Однако метод является упрощенным, не отражает всего многообразия факторов, влияющих на возникновение и исход опасных ситуаций, и не позволяет выявить отдельные электроустановки, наиболее сильно влияющие на уровень электробезопасности сети с подключенными к ней электроприемниками.

Другие методы вероятностной оценки (например, изложенные в [Л. 3]) применимы лишь для определения уровня электробезопасности отдельных электроустановок. В связи с этим возникает необходимость разработки нового метода вероятностной оценки уровня электробезопасности совокупности электроустановок и их сети.

Исходные положения. Электрическую сеть, подключенные к ней электроприемники и обслуживающий персонал можно рассматривать как сложную систему, в процессе функционирования которой вследствие повреждений электроустановок и защитных устройств возникают опасные для человека ситуации. Эти опасные ситуации являются случайными событиями, результатом совмещения опасных состояний электрооборудования и персонала (под опасными состояниями персонала понимаются прикосновения к токоведущим частям электроустановки, нормально находящимся под напряжением, и металлическим частям, которые могут оказаться под напряжением при повреждениях электроустановки). Система «электрическая сеть с электроприемниками — обслуживающий персонал» (ЭС—П) относится к восстанавливаемым, поскольку после ликвидации опасной для человека ситуации процесс функционирования системы продолжается.

Опасную ситуацию (опасное состояние) можно считать отказом системы ЭС—П. Это положение позволяет использовать для описания процесса функционирования системы ЭС—П вероятностные показатели, аналогичные применяемым в теории надежности для описания работы восстанавливаемых технических систем [Л. 6].

Показателями уровня электробезопасности системы ЭС—П являются: среднее время нахождения системы в опасном $T_{0,c}$ и безопасном $T_{b,c}$ состояниях; вероятность нахождения системы в опасном q_c и безопасном p_c состояниях в произвольно выбранный момент времени; вероятность возникновения опасного состояния $Q_c(t)$ и вероятность безопасного функционирования $R_c(t)$ системы за время эксплуатации t ; параметр потока опасных состояний ω_c . Для характеристики опасности электропоражения человека необходимо знать дополнительные показатели: время воздействия электрического тока на организм человека τ ; значение тока, проходящего через человека, I_h .

Логико-вероятностный метод. Определение вероятностных показателей функционирования системы ЭС—П можно выполнить с помощью методов теории массового обслуживания. Однако для сложных систем, к которым относится и ЭС—П, найти в общем виде точное решение системы дифференциальных уравнений процесса перехода от состояния к состоянию весьма затруднительно, а подчас и невозможно. Более удобным для определения показателей уровня электробезопасности является аналитический логико-вероятностный метод, для использования которого примем следующие допущения [Л. 6]:

процессы возникновения и ликвидации опасных состояний элементов системы ЭС—П являются независимыми и стационарными;

распределение времени опасных и безопасных состояний элементов системы ЭС—П подчиняется показательному закону.

Логико-вероятностный метод основан на представлении условий возникновения опасных состояний системы в виде логических моделей, по которым находятся аналитические выражения для определения вероятностных показателей процесса функционирования системы. В логических моделях электропоражений элементы системы ЭС—П соединяются последовательно при логическом знаке И и параллельно при логическом знаке ИЛИ [Л. 4].

Процесс функционирования элемента x_i ($i=1, 2, \dots, n$) можно представить в виде потока прямоугольных импульсов, при этом продолжительности безопасного состояния t_b соответствует пауза, а времени опасного состояния t_o — длительность импульса (рис. 1). Для элемента «человек» поток опасных состояний характеризуется временем безопасного состояния t_b , временем прикосновения t_{pr} к частям электроустановки, которые могут оказаться или находятся под напряжением, длительностью воздействия электрического тока на организм человека τ , а также значением тока через человека I_h .

Поскольку процессы возникновения и ликвидации опасных состояний элементов, согласно принятому допущению, стационарны, то вероятность нахождения элемента x_i системы ЭС—П в опасном

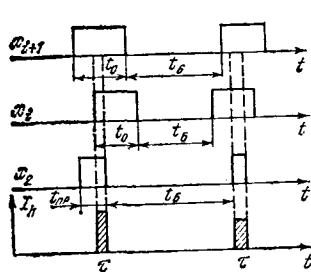


Рис. 1. Потоки опасных состояний элементов системы «электрическая сеть с подключенными электроприемниками — обслуживающий персонал».

состояний не зависит от времени и определяется из выражения [Л. 7].

$$q_i = T_{oi} / (T_{6i} + T_{oi}), \quad (3)$$

где T_{oi} и T_{6i} — соответственно среднее время опасного и безопасного состояния элемента x_i .

Вероятность нахождения человека (элемент x_1) в соприкосновении с токоведущими частями, находящимися под напряжением,

$$q_1 = \tau_{cp} / (T_{61} + \tau_{cp}), \quad (4)$$

а при соприкосновении человека (элемент x_2) с корпусом электроустановки (см. рис. 1)

$$q_2 = \tau_{cp} / (T_{62} + T_{pr}), \quad (5)$$

где τ_{cp} — средняя длительность воздействия электрического тока; T_{pr} — среднее время прикосновения к корпусу электроустановки.

Определение вероятностных показателей электробезопасности системы. При последовательном соединении элементов x_2 («человек»), x_i («электроустановка») и x_{i+1} («защитное устройство») в звене логической модели электропоражения опасное состояние звена возникает при совпадении импульсов опасных состояний всех трех элементов (рис. 1). Показатели электробезопасности при последовательном соединении элементов в звене логической модели электропоражения можно найти из выражений [Л. 6]:

$$q_{3B} = \prod_{i=1}^n q_i; \quad (6)$$

$$T_{6,3B} = \frac{\prod_{i=1}^n (\lambda_{3Bj} + \mu_{3Bj})}{\prod_{i=1}^n \lambda_i \prod_{i=1}^n \mu_i} \approx \frac{1}{\prod_{i=1}^n \lambda_i / \mu_i \sum_{i=1}^n \mu_i}; \quad (7)$$

$$T_{o,3B} = 1 / \sum_{i=1}^n \mu_i; \quad (8)$$

где $\lambda_i = 1/T_{6i}$ и $\mu_i = 1/T_{oi}$ — интенсивности возникновения и ликвидации опасных состояний элементов x_i .

При параллельном соединении s звеньев в логической модели электропоражения вероятностные показатели электробезопасности системы определяются из выражений [Л. 6]:

$$q_c = 1 - \prod_{j=1}^s (1 - q_{3Bj}) \approx \sum_{j=1}^s q_{3Bj}; \quad (9)$$

$$T_{6,c} = 1 / \sum_{j=1}^s \lambda_{3Bj}; \quad (10)$$

$$T_{o,c} = \frac{\prod_{j=1}^s (\lambda_{3Bj} + \mu_{3Bj}) - \prod_{j=1}^s \mu_{3Bj}}{\prod_{j=1}^s \mu_{3Bj} \sum_{j=1}^s \lambda_{3Bj}} \approx \frac{\sum_{j=1}^s \lambda_{3Bj} / \mu_{3Bj}}{\sum_{j=1}^s \lambda_{3Bj}}; \quad (11)$$

$$\text{где } \lambda_{3Bj} = 1/T_{6,3Bj}; \quad \mu_{3Bj} = 1/T_{o,3Bj}; \quad (j = 1, 2, \dots, s).$$

Поскольку $\tau_{cp} \ll T_{oi}$, то в соответствии с (8) при последовательном соединении элементов, один из которых характеризует прикосновение человека к частям электроустановки, $T_{o,3B} \approx \tau_{cp}$. Тогда при параллельном соединении звеньев, каждое из которых содержит элемент, характеризующий прикосновение человека к частям электроустановки, в соответствии с (11) $T_{o,c} \approx \tau_{cp}$.

Это положение позволяет найти среднее время безопасного состояния системы ЭС-П по известным значениям показателей q_c и τ_{cp} :

$$T_{6,c} = \tau_{cp} (1 - q_c) / q_c \approx \tau_{cp} / q_c. \quad (12)$$

Так как в соответствии с допущениями распределение случайных величин t_6 и t_o подчиняется показательному закону, то суммарный поток опасных состояний системы будет простейшим [Л. 6]. На этом основании вероятность безопасной эксплуатации системы

$$R_c(t) = \exp(-t/T_{6,c}) \quad (13)$$

или с учетом (12)

$$R_c(t) = \exp(-q_c t / \tau_{cp}). \quad (14)$$

Параметр потока опасных состояний системы ЭС-П

$$\omega_c = 1/T_{6,c} \approx q_c / \tau_{cp}. \quad (15)$$

Рассмотрим определение вероятностных показателей электробезопасности для совокупности электроустановок и объединяющей их сети напряжением до 1000 В с изолированной нейтралью и общесетевым УЗО. Опасные состояния подобной системы ЭС-П обозначим следующим образом:

1 — прикосновение человека к токоведущим частям, находящимся под напряжением;

2 — прикосновение человека к корпусу электроустановки;

3 — однофазное замыкание на землю;

4 — замыкание на землю в другой фазе;

5 — неисправность устройства защитного отключения;

6 — неисправность защиты от коротких замыканий;

7 — обрыв цепи заземления электроустановки.

Проверим обоснованность допущений для рассматриваемой системы ЭС-П. Потоки опасных состояний элементов системы за исключением потоков однофазных замыканий на землю (033) можно считать стационарными. Для учета существующей в ряде случаев сезонной нестационарности потока 033 расчетный интервал времени следует разбить на участки, на которых поток 033 может считаться стационарным, и определять вероятностные показатели электробезопасности отдельно для каждого интервала времени. Пренебрегая некоторым влиянием наличия 033 на вероятность возникновения 033 в другой фазе, все процессы возникновения и ликвидации опасных состояний элементов

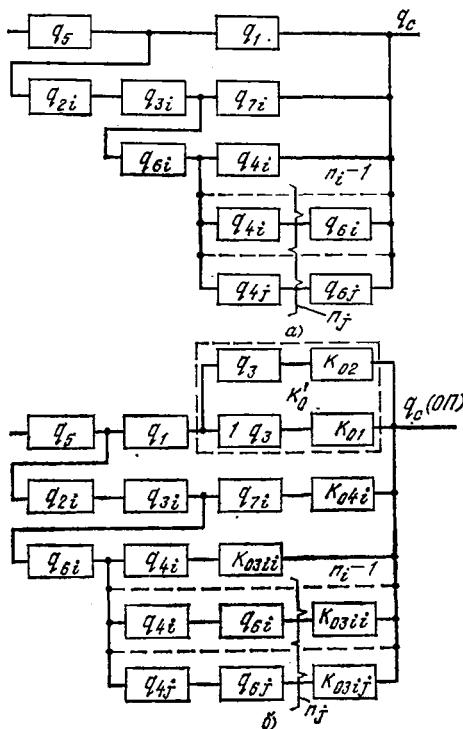


Рис. 2. Логические модели электропоражений без учета (а) и с учетом (б) значения тока через человека при изолированной нейтрале сети и общесетевом устройстве защитного отключения.

системы ЭС-П можно считать независимыми. Таким образом, первое допущение правомерно.

Поток прикосновений к токоведущим частям как крайне редких событий можно считать простейшим, т. е. ординарным, стационарным и без последействия [Л. 5]. При этих условиях распределение времени элемента «человек» подчиняется показательному закону. Согласно [Л. 4], распределение времени безопасного и опасного состояний элемента «человек» при прикосновении к корпусу электроустановки также можно описать показательным законом. В соответствии с данными многочисленных исследований надежности электрооборудования время безопасного состояния электроустановок описывается показательным законом распределения, а время ликвидации опасных состояний электроустановок наиболее хорошо описывается отличными от показательного законами распределения (логарифмически — нормальным, Эрланга). Однако при условии, что $T_0 \ll T_b$ вероятностные характеристики системы ЭС-П главным образом зависят не от вида закона распределения времени опасного состояния элементов, а от его среднего значения T_0 . В результате можно считать, что второе допущение также правомерно.

Рассмотрим логические связи опасных состояний элементов, приводящих к возникновению опасного состояния системы. Так, для системы ЭС-П (электроприемники, питающая их сеть с изолированной нейтралью и общесетевым УЗО — персонал), которая состоит из электроустановок r видов, а число электроустановок каждого вида равно n_i ($i = 1, 2, \dots, r$), опасное состояние системы возникает в следующих случаях:

при совмещении состояний 1 (в любой точке сети) и 5;

при совмещении состояний 2, 3 и 7, возникших в электроустановке i -го вида, и состояния 5;

при совмещении состояний 2, 3 и 6, возникших в электроустановке i -го вида, состояния 4 той же электроустановки или состояний 4 и 6, возникших в другой электроустановке i -го или j -го видов, и состояния 5.

Логическая модель электропоражений при изолированной нейтрале сети и наличии общесетевого УЗО представлена на рис. 2, а.

На основе этой модели, формул (6) и (9) получено упрощенное выражение для определения вероятности нахождения рассматриваемой системы ЭС-П в опасном состоянии:

$$q_c = q_s \left[q_1 + \sum_{i=1}^r n_i q_{2i} q_{3i} \left\{ q_{7i} + q_{6i} \left[q_{4i} + \right. \right. \right. \\ \left. \left. \left. + (n_i - 1) q_{4i} q_{6i} + \sum_{j \neq i} n_j q_{4j} q_{6j} \right] \right\} \right], \quad (16)$$

где q_m , q_{mi} и q_{mj} — вероятности нахождения в m -м опасном состоянии соответственно всей системы, электроустановок i - и j -го видов; n_i и n_j — число электроустановок i - и j -го видов.

Погрешность при вычислении значения показателя q_c по упрощенной формуле (16) не превышает 5 %. По известному значению q_c в соответствии с выражениями (12) — (15) определяются остальные вероятностные показатели уровня электробезопасности.

Опасность электропоражения. При возникновении опасной ситуации в ЭС-П через человека проходит ток I_h , значение которого зависит от случайного сочетания большого числа случайных факторов. Опасность электропоражения зависит от значения тока I_h и длительности его воздействия τ , что характеризуется условной вероятностью электропоражения $P_{\text{оп}}(I_h/\tau)$. Значение тока I_h , проходящего через человека, для различных ситуаций неодинаково. Поэтому опасность электропоражения целесообразно учитывать непосредственно в звеньях логической модели. Однако определение значений вероятности $P_{\text{оп}}(I_h/\tau)$ в настоящее время не представляется возможным прежде всего из-за отсутствия зависимости вероятности электропоражения человека (как вследствие фибрилляции сердца, так и асфиксии) от тока I_h при различной длительности воздействия τ . В силу этого при оценке уровня электробезопасности обычно принимают вероятность $P_{\text{оп}}(I_h/\tau)$, равной нулю при $I_h \leq I_{\text{доп}}(\tau)$ и единице при $I_h > I_{\text{доп}}(\tau)$ (где $I_{\text{доп}}(\tau)$ — допустимый ток при длительности воздействия (τ) [Л. 8]), т. е. по существу отказываются от учета значения тока через человека I_h и вместо вероятности электропоражения определяют вероятность возникновения опасной ситуации.

В основу учета в логических моделях значений тока I_h , проходящего через человека в опасной ситуации, может быть положен критерий безопасности $Q = I_{\text{доп}}(\tau) \tau$, полученный на основе временных норм допустимых напряжений и токов по телу че-

ловека [Л. 8]. Считая величину $Q_h = I_h \tau$ мерой опасности как в кратковременном, так и в длительном режимах воздействия, можно сделать вывод, что опасность электропоражения при длительности воздействия τ прямо пропорциональна значению тока I_h . При одном и том же значении Q_h увеличение в K раз значения тока I_h эквивалентно увеличению в K раз длительности воздействия τ , а, следовательно, и вероятности нахождения элемента «человек» в опасном состоянии в соответствии с (4) и (5). Введем понятие коэффициента опасности K_o , равного отношению тока через человека I_h к длительно допустимому значению $I_{\text{доп.д.}}$. Поскольку при $I_h \leq I_{\text{доп.д.}}$ прохождение тока через человека опасности не представляет (вероятность поражения крайне мала), то коэффициент опасности

$$K_o = \begin{cases} 0, & \text{если } I_h \leq I_{\text{доп.д.}}; \\ I_h/I_{\text{доп.д.}}, & \text{если } I_h > I_{\text{доп.д.}}. \end{cases} \quad (17)$$

На основании вышеизложенного для объединения вероятностных и токо-временных характеристик процесса электропоражения можно использовать дополнительный показатель — вероятность нахождения элемента «человек» в опасном состоянии с учетом значения тока I_h , равную [Л. 7] произведению показателей q_m и K_o :

$$q_m(O\Gamma) = q_m K_o; \quad (m=1,2). \quad (18)$$

Рассмотрим ситуацию, при которой коэффициент опасности зависит от наличия какого-либо состояния. Так, при отсутствии 033 коэффициент опасности прикосновения к токоведущим частям в сети с изолированной нейтралью зависит от сопротивления изоляции сети относительно земли, а при 033 коэффициент опасности определяется линейным напряжением сети и сопротивлением цепи через тело человека. Результирующий коэффициент опасности K'_o зависит от времени опасного и безопасного состояний изоляции сети или, что равнозначно, от соотношения вероятностей нахождения в опасном q_3 и безопасном ($1 - q_3$) состояниях:

$$K'_o = (1 - q_3) K_{o1} + q_3 K_{o2}, \quad (19)$$

где K_{o1} и K_{o2} — коэффициенты опасности прикосновения к токоведущим частям соответственно до и после возникновения 033.

Вводя в модель электропоражений (рис. 2,а) блоки с соответствующими коэффициентами опасности, получим логическую модель электропоражений с учетом значений тока через человека I_h (рис. 2,б). В соответствии с этой моделью значение вероятности нахождения в опасном состоянии с учетом тока через человека для рассматриваемой системы ЭС-П

$$q_c(O\Gamma) = q_s \left[q_1 K'_o + \sum_{i=1}^r n_i q_{2i} q_{3i} \left\{ q_{1i} K_{o1} + \right. \right. \\ \left. \left. + q_{3i} \left[q_{4i} K_{o3ii} + (n_i - 1) q_{4i} q_{6i} K_{o3ii} + \right. \right. \right. \\ \left. \left. \left. + \sum_{j \neq i} n_j q_{4j} q_{6j} K_{o3ij} \right] \right\} \right], \quad (20)$$

где K_{o3ii} и K_{o3ij} — коэффициенты опасности прикос-

новения к корпусу электроустановки i -го вида, в которой произошло 033, при возникновении в электроустановке i -го или j -го видов 033 в другой фазе и неисправности защиты от коротких замыканий; K_{o4i} — коэффициент опасности прикосновения к корпусу электроустановки i -го вида при 033 и обрыве цепи заземления.

Коэффициенты опасности K_{o3ii} , K_{o3ij} и K_{o4i} учитывают величину тока через человека, прикосновевшегося к корпусу электроустановки, оказавшейся под напряжением.

С помощью выражений (12) — (20) можно производить всестороннюю количественную оценку уровня электробезопасности совокупности электроустановок и объединяющей их электрической сети с изолированной нейтралью и общесетевым УЗО, а также сравнительную оценку эффективности различных мероприятий, направленных на повышение уровня электробезопасности. Приведенные логические модели электропоражений без учета и с учетом значения тока через человека были положены в основу комплексной методики исследования и вероятностной оценки уровня электробезопасности низковольтных электроустановок и сетей с изолированной нейтралью. Апробация методики была произведена на горных предприятиях.

Разработанные принципы построения логических моделей электропоражений с учетом значения тока через человека и предложенные показатели могут быть использованы при вероятностной оценке уровня электробезопасности в различных отраслях народного хозяйства.

Выводы. 1. Электрическая сеть с подключенными электроприемниками и обслуживающий персонал могут рассматриваться как восстанавливаемая сложная система, в процессе функционирования которой вследствие повреждений электроустановок, защитных устройств и прикосновений персонала к токоведущим частям и корпусам электроустановок возникают электропасные ситуации. Для описания процесса возникновения опасных ситуаций следует использовать не один, а ряд вероятностных показателей, численные значения которых наиболее удобно определять с помощью аналитического логико-вероятностного метода.

2. Логические модели электропоражений с учетом значения тока через человека, отражая структуру электрической сети с подключенными электроприемниками, наиболее полно учитывают опасные для человека факторы и ситуации.

3. В связи с отсутствием в настоящее время необходимых данных для определения значений вероятности электропоражения человека в качестве показателей, характеризующих уровень электробезопасности, целесообразно использовать вероятность возникновения опасного состояния системы «электрическая сеть с подключенными электроприемниками — обслуживающий персонал» и вероятность нахождения системы в опасном состоянии с учетом значения тока, проходящего через человека.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

- Якобс А. И., Королев С. Г., Коструба С. И. Оценка уровня электробезопасности и новые нормы на характеристики заземляющих устройств электроустановок с большими то-

Защиты преобразовательных подстанций передачи постоянного тока

ЯКИМЕЦ И. В., канд. техн. наук, МАЛЬЦЕВ В. Н., ПИКМАН А. Л., инженеры

Москва

Передача электроэнергии постоянным током является одним из перспективных решений транспортировки больших потоков энергии на дальние и сверхдальние расстояния. В настоящее время в мире эксплуатируется уже более десяти передач постоянного тока и примерно столько же находится в стадии строительства и проектирования. Основным узлом передачи является преобразовательная подстанция, состоящая из ряда последовательно включенных преобразователей, причем каждый преобразователь комплектуется из высоковольтных ртутных вентилей или тиристорных блоков, соединенных по трехфазной мостовой схеме. Наличие в передаче постоянного тока управляемых ртутного или полупроводникового вентиля определяет целый ряд специфических особенностей защиты передачи. Эта специфика прежде всего обусловлена использованием при всех видах аварий сеточного отключения преобразователей. В понятие сеточного отключения входит как снятие управляющих импульсов, так и шунтирование аварийного моста.

Характерными аварийными повреждениями при работе преобразователя в выпрямительном режиме являются обратное включение вентилей, к. з. в сети выпрямленного тока и пропуск включения отдельных вентилей, а при работе в инверторном режиме — однофазное и двухфазное опрокидывание, вызванные пропуском включения и прямым пробоем вентиля.

Существующие в настоящее время схемы защит преобразовательных подстанций передачи постоянного тока основаны на дифференциальном принципе сравнения токов вентильных обмоток преобразователя с выпрямленным током. Реализация этого принципа требует наличия трансформаторов тока в вентильных обмотках силового трансформатора и в цепи постоянного тока. В [Л.1] достаточно подробно показана работа дифференциальной защиты при различных аварийных режимах, возникающих в преобразовательных мостах. При аварии баланс первичных, сравниваемых защитой, токов нарушается, что приводит к изменению формы выпрямленного тока, являющегося суммой токов фаз вторичной обмотки силового трансформатора. Поскольку при последовательном соединении пре-

образовательных мостов выпрямленный ток всех мостов одинаков, то изменение формы выпрямленного тока вызывает соответствующее изменение фазных токов неповрежденных мостов.

Все виды аварийных режимов преобразователей сопровождаются появлением в фазных токах силового трансформатора постоянной составляющей, насыщающей сердечники трансформаторов тока. В связи с изменением формы кривой выпрямленного тока постоянная составляющая появляется и в фазных токах неповрежденных мостов, что при насыщении трансформаторов тока этих мостов может привести к ложному срабатыванию защит. Возможность неселективной работы защит последовательно включенных преобразователей усугубляется также неблагоприятным совпадением значений остаточной индукции трансформаторов тока поврежденного и неповрежденного мостов.

Следует отметить, что с точки зрения насыщения трансформаторов тока неповрежденных мостов, наиболее неблагоприятным является режим двухфазного опрокидывания инверторов. Это объясняется тем, что при таком виде аварии баланс токов, дифференцируемых защитой, не нарушается и защита срабатывает только в результате насыщения трансформаторов тока вентильных обмоток. Естественно, что в этом случае процесс насыщения начинается одновременно как на поврежденном, так и неповрежденном мостах и при высокой чувствительности и неблагоприятных значениях остаточной индукции приводит к ложному срабатыванию защиты на неповрежденном мосту. Таким образом, для того, чтобы обеспечить требования селективности существующих дифференциальных защит многостороннего преобразователя с учетом особенностей переходного процесса, возникающего при двухфазном опрокидывании инвертора, необходимо повысить чувствительность защиты к пропускам включения вентилей в выпрямительном режиме и при однофазных опрокидываниях инвертора или искать новые принципы ее работы, исключающие взаимное влияние мостов.

В настоящее время на передачах постоянного тока работают защиты, основанные на принципе контроля протекания тока через вентильные обмот-

ками замыкания на землю. — Электричество, 1975, № 2, с. 28—33.

2. Якобс А. И., Коструба С. И. О нормировании уровня электробезопасности и допустимого напряжения прикосновения. — Электричество, 1978, № 1, с. 58—60.

3. О нормировании уровня электробезопасности и допустимого напряжения прикосновения. Дискуссия/ Князевский Б. А., Косарев Б. И., Шевандин М. А. и др. — Электричество, 1978, № 1, с. 81—90.

4. Ковалев П. Ф. Разработка и исследование средств и мер обеспечения безопасности применения электрической энергии в угольных шахтах: Доклад о содержании опубл. работ, представленный на соиск. учен. степени д-ра техн. наук в соответствии с решением президиума ВАК. М.: 1974. В надзаг: М-во высш. и сред. спец. образования СССР, Мос. горный ин-т.

5. Слободкин А. Х. Анализ технико-экономической эффективности защитного отключения. — Промышленная энергетика, 1974, № 2, с. 11—14.

6. Рябинин И. А. Основы теории и расчета надежности судовых электроэнергетических систем. — М.: Судостроение, 1971.—456 с.

7. Шуцкий В. И., Буралков А. А. Моделирование опасности поражения электрическим током и критерий выбора режима нейтралей дражных, низковольтных электрических сетей. — Изв. вузов. Горный журнал, 1978, № 11, с. 114—121.

8. Долин П. А., Сибаров Ю. Г. О проекте временных норм допустимых напряжений прикосновения и токов через тело человека. — Промышленная энергетика, 1974, № 9, с. 6—7.

ки силового трансформатора. Защиты такого типа выполнены на полупроводниковых логических элементах и реагируют либо на нарушение коммутации вентиля преобразователя, либо на появление бестоковых пауз в суммарной кривой тока вентильной обмотки преобразователя.

На рис. 1,а приведена логическая схема работы одной из таких защит. Элементы выявительных органов защиты обладают релейной характеристикой «вход—выход» и выдают дискретный выходной сигнал установленного уровня «1» при превышении тока входа над током уставки. В нормальной работе мостового преобразователя длительность входного сигнала, поступающего в выявительный орган, а, следовательно, и время переключения этого органа составляет $120^\circ + \gamma$, где γ — угол коммутации вентиляй. При превышении определенной длительности входного сигнала, например, 160° , защита формирует сигнал «2», пропадающий одновременно с исчезновением входного сигнала. Во избежание срабатывания защиты от случайных нарушений коммутаций необходимо оценить периодичность существования сигнала «2». При стабильном характере аварии формируется сигнал «3», действующий на отключение моста с задержкой времени, соответствующей селективности работы всех защит преобразователя.

В качестве органов, оценивающих входной сигнал, используются элементы времени. Первый элемент времени обеспечивает появление выходного сигнала «2» с задержкой на время t после поступления входного сигнала «1», второй временной элемент оценивает периодичность существования сигнала «2» и обеспечивает необходимую селективность работы защиты при отключении передачи или шунтировании неисправного преобразователя.

На рис. 1,б приведена логическая схема действия защиты, фиксирующей появление бестоковых пауз в суммарной кривой тока вентильной обмотки преобразователя. Сигналы с выявительных органов суммируются, а их частота фиксируется. В нормальном режиме суммарный сигнал на выходе выявительных органов постоянен и сигнал на отключение моста не формируется. В аварийном режиме при совпадении токовых пауз во всех фазах вентильной обмотки постепенно выходного сигнала «1» нарушается. Защита имеет два элемента времени. Первый элемент настраивается на определенное время t и, если в течение этого времени исчезает сигнал «1», то формируется сигнал «2» на отключение пе-

рьядки. Второй элемент настраивается на определенное время t и, если в течение этого времени исчезает сигнал «2», то формируется сигнал «3» на отключение моста.

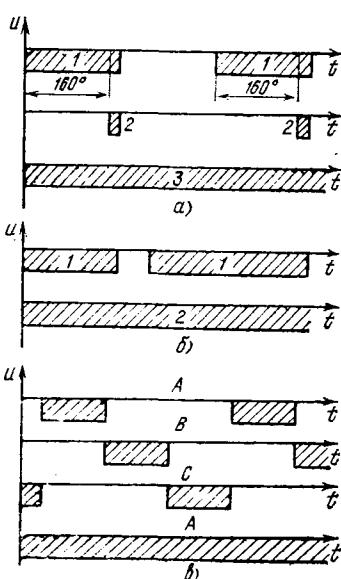


Рис. 1. Логические схемы работы защит.

редачи или шунтирование неисправного преобразователя. Второй элемент определяет время действия защит по условию их селективности.

Логическая схема защиты, реагирующей практически на все виды нарушения коммутации, приведена на рис. 1,в. Схемы блоков памяти, формирующие выходной сигнал, последовательно запускаются релейными элементами выявительных органов защиты, причем запуск каждого очередного блока разбирает схему предыдущего. Вследствие этого в нормальном режиме длительность сигнала каждого вентиля составляет около 120° . При нарушении коммутации (например, пропуск включения вентиля $+B$ в инверторном режиме преобразователя) схема памяти предыдущего вентиля ($+A$) не разбирается и формируется сигнал на отключение.

Для правильной настройки такого типа защит необходимо знать значение и характер изменения токов в наиболее сложных аварийных режимах преобразователя. Одним из таких режимов является обратное включение ртутного или обратный пробой полупроводниковых вентиляй. Защита должна практически мгновенно запереть все вентили выпрямителя, чтобы прекратить аварию после прохождения через нуль тока в неповрежденном вентиля. Поскольку при обратном включении защиты срабатывает при определенном мгновенном значении тока, то для определения времени срабатывания необходимо знать точный характер изменения тока обратного включения с учетом всех параметров выпрямительного трансформатора.

В [Л.2] дано выражение тока преобразователя при пробое вентиля, учитывающее активное и индуктивное сопротивление обмоток трехстороннего трансформатора и взаимоиндукцию между ними:

$$i = \frac{V \sqrt{3} U_m \sin \varphi_1}{2x_{12}\sigma} [\sin(t + \alpha_p + \varphi_1) - e^{-pt} \sin(\varphi_1 + \alpha_p)] + i_0 e^{pt}, \quad (1)$$

где U_m — максимальное значение напряжения фазы вторичной обмотки трансформатора; μ — коэффициент магнитной связи между обмотками; σ — коэффициент магнитного рассеяния; α_p — угол регулирования выпрямителя; i_0 — значение тока в момент пробоя вентиля.

Параметры, входящие в выражение (1), определяются по формулам:

$$x_{11} = x_{s1} + 3/2x_m; \quad x_{12} = 3/2x_m; \\ x_{21} = 3x_m; \quad x_{22} = 2x_{s2} + 3x_m; \quad x_m = 2/3x_\mu; \\ \mu = \frac{x_{12}x_{21}}{x_{11}x_{22}}; \quad \sigma = 1 - \mu; \quad p = \frac{r_1}{x_{11}} + \frac{2r_2}{x_{22}},$$

где $p = -p/\sigma$, $\varphi_1 = \arctg \frac{1}{p}$; r_1 , r_2 , x_{s1} , x_{s2} , x_μ — параметры схемы замещения двухобмоточного трансформатора в симметричном режиме.

Как уже отмечалось, при аварии в одном из каскадно включенных преобразовательных мостов постоянная составляющая тока появляется и в фазных обмотках неповрежденных мостов. В связи с этим необходимо оценить возможность селективной работы защит на полупроводниковых логиче-

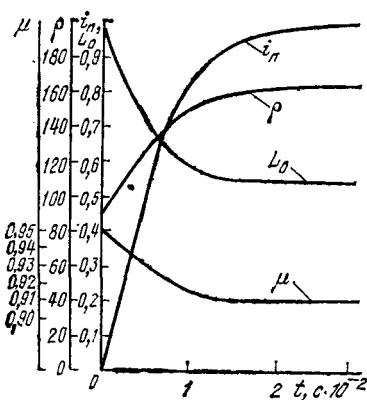


Рис. 2. Кривые индуктивности, коэффициента затухания, коэффициента магнитной связи и подмагничивающего тока.

ских элементах при насыщении сердечников токовых трансформаторов. Такую оценку целесообразно провести для наиболее сложного с точки зрения подмагничивания аварийного режима — двухфазного опрокидывания инверторов. Дифференциальные уравнения, описывающие переходные и стационарные процессы в трансформаторах тока, имеют следующий вид:

$$\frac{di_2}{dt} + \frac{r_2}{L_2 + L_0} i_2 = \frac{L_0}{L_2 + L_0} \frac{di_1}{dt}, \quad (2)$$

где i_1, i_2 — токи первичной и вторичной обмоток трансформатора тока; L_2 — результирующая индуктивность вторичной цепи; L_0 — индуктивность намагничивающей ветви трансформатора.

Уравнение (2) получено из условия подключения трансформатора к источнику тока, т. е. без учета активного сопротивления и индуктивности рассеяния первичной обмотки. Выражение для тока i_1 при двухфазном опрокидывании инвертора дано в [Л.3] и для реальных схем имеет вид:

$$i_1 = I_d + \frac{U_n}{\sqrt{\frac{L}{C}}} e^{-\delta t} \sin \omega' t - \frac{E_{\text{л.м}}}{2} \sin(\omega t + \phi - \varphi) + \frac{E_{\text{л.м}}}{z} e^{-\delta t} \sin(\omega' t + \phi - \varphi), \quad (3)$$

где I_d, U_n — ток линии и постоянная составляющая напряжения инвертора перед его опрокидыванием; $E_{\text{л.м}}$ — амплитудное значение линейного напряжения силового трансформатора; φ — начальная фаза включения напряжения.

Остальные параметры, входящие в выражение (3), определяются по формулам:

$$z = \sqrt{R^2 + \left(\omega L - \frac{1}{\omega C}\right)^2}; \quad \varphi = \arctg \frac{\omega L - \frac{1}{\omega C}}{R};$$

$$R = R_2 + 2r_t; \quad L = L_2 + 2L_t; \quad \delta = \frac{R_2}{2L};$$

$$\omega' = \frac{1}{\sqrt{LC}}; \quad \omega = 2\pi f,$$

где R_2, L_2 включают в себя параметры реакторов и линии, разнесенные по Т-образной схеме замещения; r_t, L_t — активное сопротивление и индуктивность рассеяния силового трансформатора; C — емкость воздушной или кабельной линии в Т-образной схеме замещения; f — промышленная частота.

Подставляя (3) в (2) и решая его относительно тока вторичной обмотки трансформатора, после несложных преобразований получим:

$$i_2 = I_d e^{-\rho t} + \mu I_n \sin \beta [e^{-\delta t} \cos(\omega' t - \beta) - \cos \beta e^{-\rho t}] - \mu I_n \sin \alpha [\cos(\omega t + \phi - \varphi - \alpha) - e^{-\rho t} \cos(\phi - \varphi - \alpha)] + \mu I_n \sin \beta [e^{-\delta t} \cos(\omega' t + \phi - \varphi - \beta) - e^{-\rho t} \cos(\phi - \varphi - \beta)], \quad (4)$$

где

$$I_n = \frac{U_n}{\sqrt{\frac{L}{C}}}; \quad I_n = \frac{E_{\text{л.м}}}{z}; \quad \mu = \frac{L_0}{L_0 + L_2};$$

$$\rho = \frac{r_2}{L_2 + L_0}; \quad \beta = \arcsin \frac{\omega'}{\sqrt{\rho^2 + \omega'^2}};$$

$$\alpha = \frac{\omega}{\sqrt{\rho^2 + \omega^2}}.$$

При выводе выражения (4) учитывалось, что нагрузкой трансформатора является сравнительно большое активное сопротивление.

Значение индуктивности намагничивающей ветви L_0 , входящее в выражение (4), является функцией постоянной составляющей тока и изменяется в течение всего аварийного процесса. Для определения зависимости индуктивности намагничивающей ветви от постоянной составляющей фазного тока воспользуемся кривыми двойного подмагничивания трансформаторной стали, приведенными в [Л.4]. На основе этих кривых для фиксированного значения индукции можно получить зависимость между действующими значениями переменной и постоянной составляющих поля. Переход от индукции и напряженности к напряжению и току целесообразно проводить с помощью кривой холостого хода реального трансформатора. При этом считается, что характеристика холостого хода соответствует основной кривой намагничивания. Разделив фиксированное номинальное значение напряжения трансформатора на действующее значение переменной составляющей тока при различных постоянных составляющих, получим изменение сопротивления намагничивающей ветви трансформатора при подмагничивании его постоянным током.

Зависимость $x_\mu = f(i_n)$ была рассчитана для промежуточного трансформатора тока, изготовленного из стали Э42, Ш25 (пакет 42, $w_1=72$ витка, $w_2=4200$ витков). Следует отметить, что защита преобразовательных мостов передачи постоянного тока обычно выполняется с промежуточными трансформаторами тока, причем основные трансформаторы тока, как правило, при авариях не выходят из зоны идеальной трансформации. Поэтому расчет режимов промежуточных трансформаторов в большинстве случаев оказывается достаточным при анализе работы защит. Наиболее удобной формулой, аппроксимирующей кривую сопротивления намагничивания $x_\mu = f(i_n)$ является

$$x_\mu = x_{\mu M} e^{-\frac{i_n}{C}}, \quad (5)$$

где значение $x_{\mu m}$ равно максимальному значению сопротивления намагничивающей ветви трансформатора тока в ненасыщенном состоянии.

Постоянная C подбирается из условия наилучшей аппроксимации в диапазоне изменения тока подмагничивания. Для рассматриваемого примера этот диапазон составляет 0—0,2 А и

$$x_{\mu} = 1000e^{-\frac{t_n}{0.134}}$$

Сравнение токов первичной и вторичной обмоток трансформатора показывает, что постоянная составляющая тока, определенная с достаточной для практики точностью, при двухфазном опрокидывании инвертора равна:

$$i_n = I_d(1 - e^{-\rho t}). \quad (6)$$

Рассмотрена кривая тока вторичной обмотки трансформатора через шесть периодов промышленной частоты после начала аварийного режима двухфазного опрокидывания инвертора. Кривая получена в результате решения на ЭВМ уравнения (4) с учетом выражения (5) и (6). Параметры передачи к моменту аварии следующие: $I_d = 150$ А; $I_n = 99$ А; $I_n = 235$ А; $L = 4,2$ Гн; $C = 24$ мкФ, $r_2 = 300$ Ом, $R = 17,5$ Ом, коэффициент трансформации основного трансформатора $K_1 = 30$, коэффициент трансформации промежуточного трансформатора $K_2 = 58$. За базисное значение тока принято номинальное значение выпрямленного тока передачи, приведенное к вторичной обмотке промежуточного трансформатора. Длительность положительной полуволны тока через шесть периодов промышленной частоты с учетом того, что защита включается через один период, достаточна для ее срабатывания.

Поскольку значение индуктивности намагничивающей ветви L_0 зависит от постоянной составляющей тока, то для оценки изменения этой индуктивности в аварийном режиме необходимо получить однозначную зависимость подмагничивающего тока от времени. В соответствии с выражениями (5) и (6)

$$t = \frac{x_{\mu} e^{-\frac{t_n}{C}}}{r_2 2\pi f} \ln \left(\frac{I_d}{I_d - t_n} \right). \quad (7)$$

Кривые индуктивности L_0 , коэффициента затухания ρ и коэффициента магнитной связи μ , построенные на основе зависимости (7), приведены на рис. 2, откуда видно, что из-за включения на выходе трансформатора тока большого активного сопротивления рассматриваемые величины достигают установившегося значения уже в течение полутора периодов промышленной частоты. В связи с этим возможность срабатывания защиты через несколько периодов может быть оценена подстановкой в выражение (4) установившихся значений параметров.

В комплект защит, работающих на принципе фиксации протекания тока через вентильные обмотки преобразователя, предназначенный для эксплуа-

тации на преобразовательном мосту передачи постоянного тока, могут входить:

1. Дифференциальная защита от сверхтоков (ДЗС), построенная на принципе сравнения токов вентильных обмоток с выпрямленным током моста. Защита предназначена для быстродействующего запирания сеток моста при возникновении двухфазного к. з. через цепи вентилей. Если процесс к. з. затягивается, то защита производит снятие анодного напряжения с моста.

2. Кольцевая защита от нарушенной коммутации (КЗК). Определяет нарушение коммутаций по отсутствию очередного блока тока в вентильных обмотках трансформатора. Является основной при всех видах повреждения коммутации преобразователя, работающего в выпрямительном или инверторном режимах (кроме режима работы выпрямителя на втором импульсе управления и опрокидывания инвертора из-за прямых пробоев вентилей).

3. Защита от нарушений коммутаций (ЗНК). Выявительные органы защиты подключены к трансформаторам тока вентильной обмотки. Нарушение коммутации определяется по затяжке длительности прохождения тока через каждый из шести вентилей преобразовательного моста до 160° эл; ЗНК является основной защитой при включении вентилей в выпрямительном режиме вторыми управляющими импульсами и в инверторном режиме при прямых пробоях по цепи вентиля. В остальных случаях нарушения коммутации защита является резервной.

4. Защита от пропусков зажигания вентилей выпрямителя (ЗПВ). Определяет нарушение по провалу в сумме токов со стороны вентильной обмотки моста и является дополнением к ЗНК. Защита предназначена для фиксации на выпрямителе одновременной работы двух вентилей одной фазы при нормальной коммутации остальных вентилей. Такой режим возникает при устойчивых пропусках включения одного из вентилей выпрямителя; ЗПВ не имеет собственных выявительных органов и использует сигналы с релейных элементов ЗНК.

Помимо перечисленных, комплект содержит защиты от пробоя разрядников, защиты шунтирующего вентиля, схему автоматического ввода моста и другие устройства автоматики, необходимые для надежной работы преобразователя.

Из комплекта исключены все дифференциальные защиты, кроме сверхтоковой, работа которой практически не связана с взаимным влиянием мостов. При правильной работе сеточного отключения длительность аварийного режима не превышает одной полуволны тока двухфазного к. з. Если запирание сеток моста не приводит к прекращению процесса к. з. и шунтирующий вентиль не включается, то из-за потери управляемости двух вентиляй катодной или анодной группы или из-за устойчивого пробоя промежутков, шунтирующих эти вентили, возникает режим установившегося двухфазного к. з. В этом случае действует максимальная защита трансформатора. Работа защит при выпрямительном режиме преобразователя показана на рис. 3, а и б. Осциллограмма рис. 3, а соответствует пропуску одного импульса управления вентилем фазы А при работе с системой двойных импульсов по 60° каждый. На

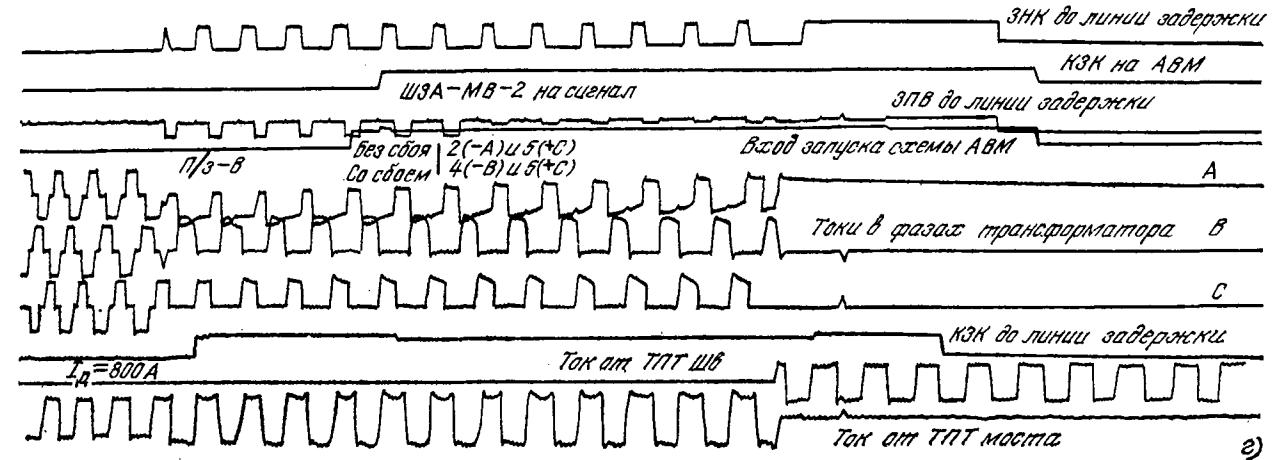
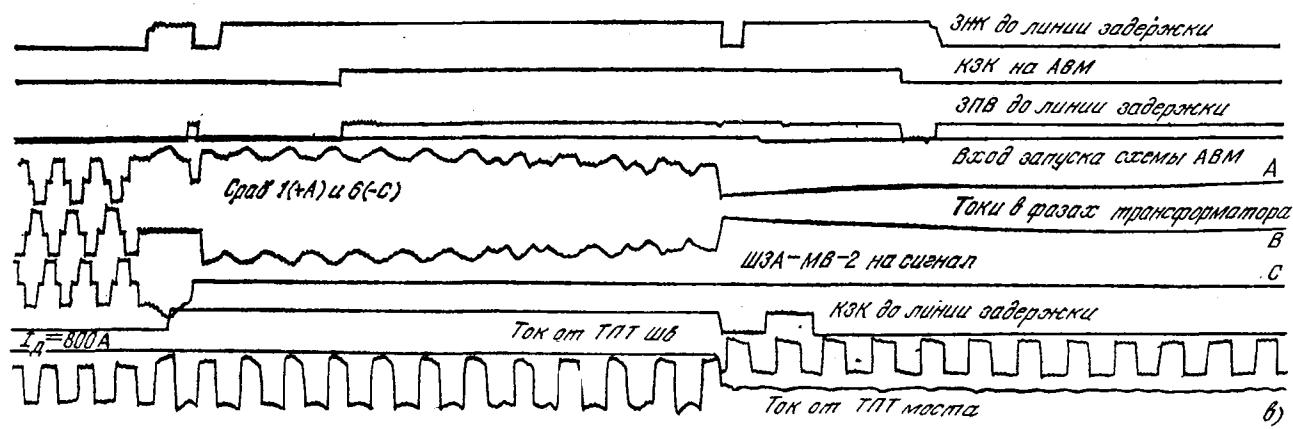
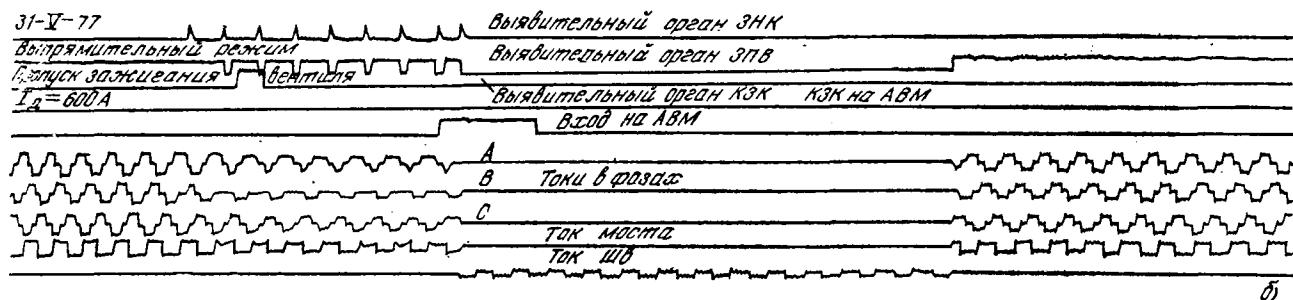
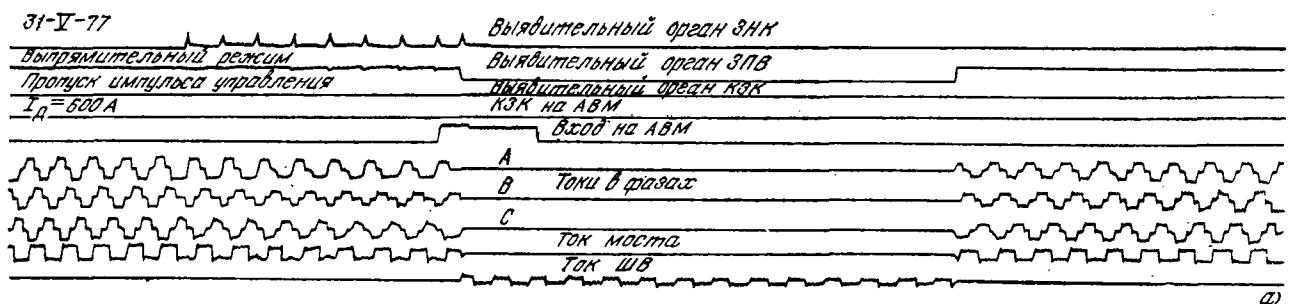


Рис. 3. Осциллограмма работы защит выпрямителя.

а — при пропуске одного импульса управления; б — при пропуске включения вентиля; в — при двухфазном опрокидывании инвертора; г — при пропуске включения вентиля в инверторном режиме.

аварию реагирует защита от нарушения коммутации (ЗНК) с уставкой 160° , сигнал от которой подается на аварийное включение моста (АВМ) и шунтирующего вентиля (ШВ). Защита от пропуска включения вентиля (ЗПВ) в этом случае не работает, так как нет провала (нуля) токов в суммарном токе вентильной обмотки. Не реагирует на аварию и кольцевая защита от нарушения коммутации (КЗК), так как ее уставка 240° . При пропуске двух импульсов включения вентиля (рис. 3,б) защиты работают.

На осциллограмме рис. 3,в показано двухфазное опрокидывание инвертора при снятии импульсов управления со всех вентилях преобразователя. В этом случае на аварию реагируют все три защиты, причем, как видно из осциллограммы, КЗК примерно через пять периодов подает сигнал на АВМ. Пропуск включения вентиля в инверторном режиме показан на рис. 3,г. На аварию реагируют ЗПВ, ЗНК, и КЗК. Интересно отметить, что в работе ЗПВ после семи периодов вследствие насыщения промежуточных трансформаторов тока происходит смещение «нулей» в сумме токов вентильной обмотки. Однако при уставке срабатывания в пять периодов защита обеспечивает надежное отключение

передачи. При снятии осциллограммы инверторного режима преобразователя защиты были включены на сигнал.

Выводы. 1. Дифференциальный принцип работы защит каскадно-включенных преобразователей не может в достаточной степени удовлетворить требованиям селективности из-за одновременного подмагничивания трансформаторов тока при различных аварийных режимах преобразователей и особенно при двухфазном опрокидывании инвертора.

2. Принцип работы защит, основанный на фиксации нарушения коммутации вентиляй и бестоковых пауз в суммарном токе вентильной обмотки преобразователя, оказывается эффективным при различных видах аварии преобразовательных подстанций передач постоянного тока.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Мелик-Саркисов Б. С. Защита электропередачи постоянного тока. — Л.: Изд. НИИПТ, 1957, № 2.
2. Якимец И. В. Расчет аварийных режимов в многофазном преобразователе. — Труды ЭНИН, 1973, вып. 1.
3. Пименов В. П., Поссе А. В. Опрокидывание инвертора. — Электричество, 1956, № 6.
4. Дроздов А. Д. Электрические цепи с ферромагнитными сердечниками в релейной защите. — М.: Энергия, 1965.

[01.02.80]

УДК 621.3.042:538.2.001.24

Расчет процесса перемагничивания магнитопровода насыщающихся реакторов

КАРАСЕВ В. В., канд. техн. наук
ВЭИ им. В. И. Ленина

Для ограничения недопустимых для тиристоров переходных режимов в контурах коммутации преобразовательных устройств наряду с другими элементами применяют задерживающие насыщающиеся реакторы (НР) и включенные параллельно с ними шунтирующие резисторы [Л. 1]. В течение времени задержки ток НР на один или два порядка меньше максимального тока, имеющего место после насыщения стали. Для оптимального проектирования средств защиты тиристоров необходимо рассчитывать переходные процессы в контуре коммутации, в том числе процессы перемагничивания НР при заданной близкой к прямоугольной форме кривой напряжения на его обмотке. Вентильные НР обычно перемагничиваются от остаточной индукции $-B_r$ до индукции насыщения $+B_s$ и обратно от $+B_r$ до $-B_s$; фазные НР перемагничиваются по двум частным циклам, которые в совокупности практически аналогичны одному полному циклу за исключением быстропеременных процессов спада и подъема тока в конце первого и начале второго циклов; время полного перемагничивания $\tau_p=10-50$ мкс [Л. 2]. Для низковольтных преобразователей НР обычно выполняют с замкнутым торoidalным магнитопроводом из сплава 50 НП (толщина ленты $b=0,05$ мм).

Исследования [Л. 2] показали, что в рассматриваемом случае имеет место сильный поверхностный эффект, однако необходимо учитывать и ряд

других влияющих факторов, обычно объединяемых обобщенным понятием «магнитная вязкость», которая оказывает влияние в основном на начальную стадию процесса перемагничивания. При наличии магнитной вязкости толщина слоя, в котором происходит перемагничивание от $-B_r$ до $+B_s$, даже при прямоугольной петле гистерезиса становится конечной; решение задачи расчета перемагничивания в пределах этого слоя сводится к совместному решению уравнений Максвелла и магнитной вязкости [Л. 3—5 и др.]. При сильном поверхностном эффекте строгое решение с учетом магнитной вязкости и нелинейности магнитной характеристики связано с большими техническими трудностями [Л. 4]. Решение, приведенное в [Л. 5], где петля гистерезиса принята прямоугольной, а функция, характеризующая магнитную вязкость, такой же, как для случая слабого поверхностного эффекта, не дает совпадения с опытом [Л. 2].

В статье предлагается приближенная математическая модель перемагничивания магнитопроводов НР по полному и частным циклам до насыщения. Функция, характеризующая магнитную вязкость, получена с использованием экспериментальных данных [Л. 2] для сплава 50НП.

Постановка задачи и основные допущения. Рассматривается расчетная схема рис. 1,а, где НР и шунт R_{sh} подключены к генератору G с заданной формой кривой напряжения $u(t)$. Ключ K , соответ-

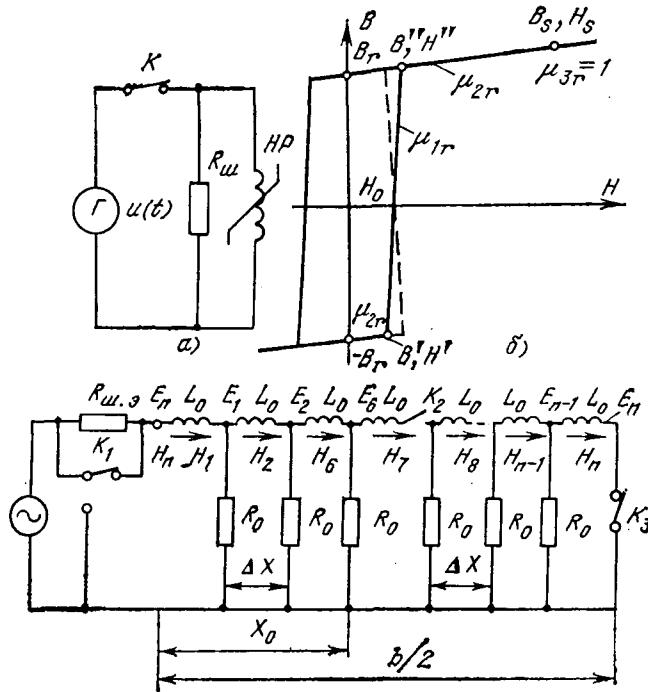


Рис. 1. К расчету процесса перемагничивания магнитопровода НР.

а — расчетная схема включения НР; б — аппроксимация петли гистерезиса сплава с ППГ; в — схема замещения для расчета переходных процессов в стальной ленте магнитопровода с учетом поверхностного эффекта.

($R_0 = \rho / \Delta x$; $L_0 = \mu_r \mu_0 \Delta x$; $\Delta x = \frac{b}{2n}$ — толщина одного слоя при разбиении толщины ленты на n элементов; H_k , E_k — напряженность магнитного и электрического поля в слое k).

ствующий идеальному вентилю, мгновенно включает и отключает генератор в заданный момент времени. В момент спада напряжения генератора до нуля ключ K размыкается. В течение процесса перемагничивания до насыщения стали ток НР относительно мал и магнитным полем вне стали можно пренебречь. Обычно НР имеет малое число витков ($w=1-3$), расстояние между витками и магнитопроводом достаточно велико, поэтому влиянием паразитных емкостных связей пренебрегаем. При отношении наружного диаметра к внутреннему до 1,4 можно принять, что процесс перемагничивания любого участка магнитопровода происходит так же, как для его среднего диаметра. Ширина ленты во много раз больше ее толщины. При обычной толщине изоляции между витками ленты (не менее 5 мкм) можно пренебречь токами смещения в магнитопроводе [Л. 6]. Указанные допущения позволяют рассматривать одномерное электромагнитное поле в бесконечной ленте.

Ввиду указанных трудностей расчета процессов перемагничивания магнитопровода для сильного поверхностного эффекта желательно использовать в качестве основного параметра среднюю по толщине ленты индукцию B_{cp} . В [Л. 7] для материалов с прямоугольной петлей гистерезиса (ППГ) связь между напряженностью магнитного поля на поверхности H_n и индукцией B_{cp} предложено записать в виде

$$H_n(t) = H_0 + \frac{1}{F(B_{cp})} \frac{dB_{cp}}{dt},$$

где $F(B_{cp})$ — определяемая экспериментально функция, учитывающая магнитную вязкость и вихревые токи.

Для случая сильного поверхностного эффекта, когда магнитная вязкость заметно проявляется лишь в начале процесса перемагничивания, в настоящей статье предлагается представить это уравнение в виде

$$H_n(t) = H_0 + \left[\frac{1}{r_{vz}(B_{cp})} + \frac{1}{r_n(B_{cp})} \right] \frac{dB_{cp}}{dt}, \quad (1)$$

где H_0 — напряженность магнитного поля (большая, чем коэрцитивная сила H_c), определяемая экспериментально [Л. 8]; r_{vz} — сопротивление, учитывающее магнитную вязкость, определяемое экспериментально; r_n — сопротивление, учитывающее поверхностный эффект, которое рассчитывается при пренебрежении магнитной вязкостью.

Таким образом, задача сводится к решению уравнения Максвелла с учетом нелинейности магнитной характеристики при отсутствии магнитной вязкости, а затем — к выявлению функции $r_{vz}(B_{cp})$ с использованием результатов эксперимента. При решении уравнения для случая сильного поверхностного эффекта целесообразно рассматривать процессы на двух участках: до момента, когда фронт индукции достигает середины толщины ленты, и после этого момента [Л. 9 и 10].

Для анализа процессов перемагничивания ленты из материала с ППГ удобно сначала представить петлю гистерезиса в виде нескольких прямолинейных участков (рис. 1,б). Здесь учтено, что напряженность поля H_0 больше, чем коэрцитивная сила H_c . Решение может быть упрощено, если заменить наклонный участок с $\mu_1 = \text{const}$ вертикальным участком с $\mu_1 = \infty$ (см. пунктир на рис. 1,б). При этом точность расчета практически не снижается, но появляется возможность аналитического расчета процессов перемагничивания, что делает их более понятными. В дальнейших расчетах примем $\mu_1 = \infty$; $H = H'' = H_0$. Для наглядного представления хода расчета удобно представить половину толщины ленты в виде эквивалентной длинной линии, закороченной на конце (рис. 1,в); индуктивность элементов линии, соответствующих слоям Δx по толщине ленты, зависит от магнитной проницаемости, изменяющейся в функции H по петле гистерезиса [Л. 11]. Напряжение генератора в схеме рис. 1,в равно напряженности электрического поля на поверхности ленты E_n , которая связана с напряжением $u(t)$ на обмотке НР соотношением

$$E_n(t) = \frac{u(t) b}{2\omega S_{ct}} = \frac{b}{2} \frac{dB_{cp}}{dt}, \quad (2)$$

а сопротивление $R_{sh,2}$ пропорционально сопротивлению шунта R_{sh} :

$$R_{sh,2} = R_{sh} \frac{b l_{ct}}{2\omega^2 S_{ct}}, \quad (3)$$

где b — толщина ленты; ω — число витков обмотки НР; S_{ct} — активное сечение стали; l_{ct} — средняя длина магнитной линии. Сопротивление $R_{sh,2}$ при наличии напряжения на обмотке НР ($u \neq 0$) всегда закорочено. В момент, когда напряжение становится равным нулю, ключ K_1 закорачивает генератор.

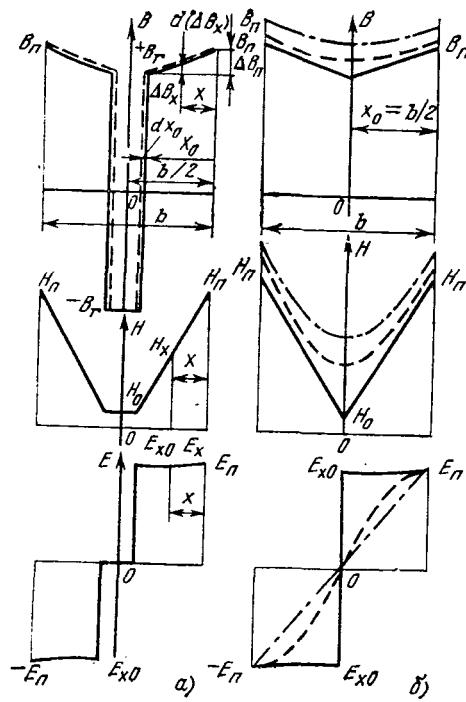


Рис. 2. Диаграммы распределения индукции B , напряженности магнитного H и электрического поля E по толщине ленты в различные моменты времени перемагничивания по полному циклу для условий: $E_{\text{в}}=0$ при $t<0$ и $E_{\text{в}}=\text{const}$ при $t\geq 0$.

a — для $0 < t < t_{1K}$; *b* — для $t > t_{1K}$; $—$ $t=t_{1K}$; $---$ $t=t_{1K}+\tau_{\text{в1}}$; $—\cdot—$ $t=t_{1K}+3\tau_{\text{в1}}$.

Напряженность магнитного поля $H_{\text{п}}$ в первом элементе схемы рис. 1,в соответствует напряженности на поверхности ленты, которая связана с током HP соотношением

$$i(t) = \frac{H_{\text{п}}(t) l_{\text{ст}}}{\omega}. \quad (4)$$

Перемагничивание НР по полному циклу. В момент $t=0$ имеем начальные условия в любом слое x по толщине ленты: $B_x=-B_r$, $H_x=0$; $E_x=0$. Рассматриваются процессы перемагничивания при воздействии одного близкого к прямоугольному импульса напряжения $u(t)$ до индукции $B_{\text{ср}}=B_m > B_r$ и спада индукции от значения B_m до B_r при $u=0$.

На участке изменения $H_{\text{п}}$ от 0 до H_0 имеет место перемагничивание ленты толщиной b с постоянной магнитной проницаемостью $\mu_2=\mu_{2r}\mu_0$ при нулевых начальных условиях. Расчеты на ЭВМ¹, выполненные по программе, составленной с использованием схемы рис. 1,в, показали, что для трапециoidalной формы кривой напряжения (с длительностью фронта $t_{\phi}=0-1,5$ мкс) время достижения $H_{\text{п}}=H_0=20$ А/м весьма мало ($t \approx 0,05$ мкс), и им можно пренебречь, полагая, что напряженность магнитного поля возрастает от нуля до H_0 мгновенно.

На первом участке при принятых допущениях перемагничивание ленты от $-B_r$ до $B_m > +B_r$ происходит путем перемещения плоской электромагнитной волны от поверхности к середине ленты.

¹ Программа расчета на ЭВМ «МИР-2» была составлена инж. Шушеровым Ю. А.

В слое dx_0 (рис. 2,а) происходит мгновенное перемагничивание на $2B_r$. На этом участке можно учесть, что при $|H| > H_0$ $\mu_{2r} \neq 0$. В результате решения, проведенного аналогично приведенному в [Л. 8] без учета магнитной вязкости при предварительном допущении о линейном изменении по толщине ленты от B_r до $B_{\text{п}}$ (рис. 2,а) с учетом (2) получено выражение для напряженности магнитного поля на поверхности ленты:

$$H_{\text{п}}(t) = H_0 + \frac{E_{\text{п}}(t) x_0(t)}{\rho} \left[1 - \frac{\Delta B_{\text{п}}}{4B_r} \right], \quad (5)$$

где $\Delta B_{\text{п}}$ — перепад индукции на поверхности ленты над остаточной индукцией B_r ;

$$\Delta B_{\text{п}}(t) = -2B_r + \left(4B_r^2 + 2\mu_{2r}\mu_0 \frac{E_{\text{п}}(t)}{\rho} \int_0^t E_{\text{п}}(t) dt \right)^{0.5}; \quad (6)$$

x_0 — координата границы перемагничивания в момент t :

$$x_0(t) = \frac{\int_0^t E_{\text{п}}(t) dt}{2B_r + \Delta B_{\text{п}}/2}; \quad (7)$$

ρ — удельное электрическое сопротивление сплава.

Напряженность электрического поля в любом слое x

$$E_x(t) = E_{\text{п}}(t) \left[1 - \frac{\Delta B_{\text{п}}}{2B_r + \Delta B_{\text{п}}} \frac{x}{x_0} \right]. \quad (8)$$

Процесс на первом участке закончится в момент времени t_{1K} , когда $x_0=b/2$ (см. диаграммы рис. 2,б). Из (8) видно, что в отличие от задачи, где петля гистерезиса прямоугольна [Л. 8], напряженность электрического поля несколько уменьшается по мере удаления от поверхности ленты, однако отличие не превышает 2–3 %. Время перемагничивания на первом участке также несколько больше, чем в случае прямоугольной петли.

Составляющая напряженности $H_{\text{п}}$, обусловленная магнитной вязкостью, может быть найдена с учетом (1) путем вычитания из измеренной напряженности магнитного поля составляющей, определяемой вихревыми токами, которая рассчитывается по (5). Магнитная вязкость заметно проявляется только в начальной стадии процесса перемагничивания, на части первого участка, когда индукция $B_{\text{ср}}$ меняется от $-B_r$ до 0. В результате обработки данных эксперимента [Л. 2] при времени полного перемагничивания 10–50 мкс было предложено эмпирическое выражение для $r_{\text{в3}}(B_{\text{ср}})$, при котором расшифрованное выражение (1) при перемагничивании от $-B_r$ до B_{1K} (в момент времени t_{1K} , когда $x_0=b/2$) с учетом (5) имеет вид

$$H_{\text{п}}(t) = H_0 + \left\{ \frac{2}{b} \left[\frac{B_{\text{ср}}(t)}{B_r} \right]^4 \frac{k_{\text{в}}}{r_m(1-B_r/B'_{\text{ср}})} + \frac{x_0(t)}{\rho} \right\} E_{\text{п}}(t), \quad (9)$$

где

$$B_{\text{ср}}(t) = -B_r + \frac{2}{b} \int_0^t E_{\text{п}}(t) dt; \quad (10)$$

B'_s — индукция, близкая к индукции насыщения (уточняется по результатам указанного эксперимента); $k_b=1$ при $B_{cp} < 0$ и $k_b=0$ при $B_{cp} \geq 0$; r_m — максимальное приведенное динамическое сопротивление вещества (обычно определяется для очень тонкой ленты из опытов быстрого перемагничивания при $H_n=\text{const}$; предполагается, что r_m не зависит от режима перемагничивания [Л. 12 и др.]).

Для сплава 50 НП имеем: $H_0=20$ А/м; $\rho=0.45 \cdot 10^{-6}$ Ом·м; $B_r=1.405$ Тл; $B'_s=B_s=1.5$ Тл; $r_m=2.2 \cdot 10^4$ Ом/м (получено из [Л. 13]). В момент t_{1k} имеем $H_n=H_{1k}$.

Допущение $\mu_{2r}=\text{const}$ практически не ухудшает точность расчета H_n на первом участке (влияние μ_{2r} на параметр x_0 незначительно). Однако при этом заметна погрешность определения времени t_{1k} окончания процесса на первом участке. Поэтому для случаев, когда время t_{1k} нужно определять с большей точностью, целесообразно ввести в расчет зависимость дифференциальной магнитной проницаемости (по петле гистерезиса) $\mu_{2r}=\frac{B-B_r}{\mu_0 H}$ от H .

Тогда задача решается методом последовательных приближений: в первом приближении принимается $\Delta B_n=0$, по (7), (9) определяется H'_n ; затем, с учетом $\mu_{2r}=f(H'_n)$ по (6)–(9) рассчитывается H_n во втором приближении.

На втором участке ($t \geq t_{1k}$) для всех x при принятых допущениях дифференциальная магнитная проницаемость одинакова: $\mu_2=\mu_0 \mu_{2r}$. Введем новую координату по времени $\Delta t_2=t-t_{1k}$.

Начиная с момента $\Delta t_2=0$, приращение индукции B_{cp} происходит в основном за счет быстрого увеличения напряженности магнитного поля H в средних слоях пластины и выравнивания поля по слоям. Соответственно напряженность электрического поля во внутренних слоях уменьшается (см. пунктир на рис. 2,б), и через весьма малый промежуток времени (около 0,1 мкс) распределение $E(x)$ становится линейным (см. штрихпунктир на рис. 2,б). В течение этого малого промежутка времени можно принять, что напряженность $E_n=\text{const}$. Тогда приращение напряженности магнитного поля на поверхности ΔH_{n2} с момента времени $\Delta t_2=0$ можно рассчитать аналитически. Эта задача аналогична задаче, решенной в [Л. 14], но с ненулевыми начальными условиями (в момент $\Delta t_2=0$ имеем $E_x \approx E_n=\text{const}$) и краевыми условиями — в середине: $E(b/2, t)=0$ и на поверхности: $E(0, t)=E_n$. Напряженность поля E_x в окрестности точки $x=b/2$ в момент $\Delta t_2=0$ спадает практически к нулю, так как перемагничивание на $2B_r$ в слое dx_0 с координатой $x_0=b/2$ уже закончилось, а приращение индукции, которое имеет место в этом слое за счет увеличения H , очень мало.

Решение получено в виде

$$\Delta H_{n2} = \frac{E_n b}{\pi^2 \rho} f_{H2}(\Delta t_2 / \tau_{b1}), \quad (11)$$

где τ_{b1} — постоянная времени вихревых токов;

$$\tau_{b1} = \frac{\mu_{2r} \mu_0 b^2}{4 \pi^2 \rho}; \quad (12)$$

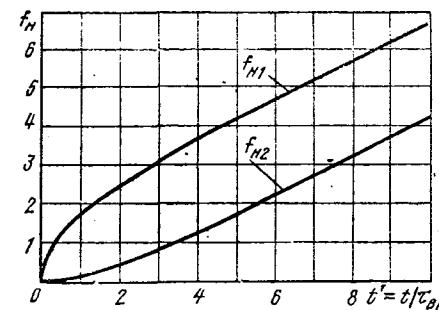


Рис. 3. Зависимости f_{H1} и f_{H2} от относительного времени $t' = t / \tau_{b1}$.

$$f_{H2} = \frac{1}{2} \frac{\Delta t_2}{\tau_{b1}} - \frac{\pi^2}{12} - \sum_{s=1}^{\infty} \frac{(-1)^s}{s^2} e^{-\frac{s^2 \Delta t_2}{\tau_{b1}}}. \quad (13)$$

Полученное решение соответствует формуле (9) [Л. 14] при $z=0$. Функция $f_{H2}=f(t')$, где $t'=\Delta t_2 / \tau_{b1}$, построена на рис. 3. Там же представлена функция $f_{H1}=f(t')$ при нулевых начальных условиях (в [Л. 14] она обозначена f_1). Видно, что напряженность магнитного поля H_n при нулевых начальных условиях нарастает быстрее, так как прирост индукции B_{cp} происходит в начале процесса за счет возрастания поля вблизи поверхности ленты [Л. 14].

При $t' \geq 3$ наклон кривой $f_{H2}=f(t')$ практически неизменен и совпадает с наклоном $f_{H1}=f(t')$: $df_{H1}/dt'=df_{H2}/dt'=0.5$. Используя (2) и (12), несложно показать, что, начиная с момента $t' \geq 3$ динамическая магнитная проницаемость НР

$$\mu_{2r} = \frac{1}{\mu_0} \frac{dB_{cp}}{dt'} \frac{dt'}{dH_n} = \mu_{2r},$$

а динамическая индуктивность НР определяется из выражения

$$L_2 = \mu_0 \mu_{2r} \frac{w^2 S_{ct}}{l_{ct}}. \quad (14)$$

При указанных условиях индукция по толщине ленты изменяется по параболе, причем значения индукций на поверхности B_n и средней по толщине ленты B_{cp} связаны соотношением [Л. 4]:

$$B_n = B_{cp} + \frac{b^2}{12\rho} \left(\frac{dB_{cp}}{dt} \right)^2 / \frac{dH_n}{dt}. \quad (15)$$

Из (11), (12) и рис. 3 следует:

$$\frac{dH_n}{dt} = \frac{2E_n}{\mu_0 \mu_{2r} b}.$$

Тогда с учетом (2) из (15) получаем:

$$H_n(t) = \frac{B_n(t) - B_r}{\mu_0 \mu_{2r}} = \frac{B_{cp}(t) - B_r}{\mu_{2r} \mu_0} + \frac{E_n b}{6\rho}.$$

При не очень быстром изменении во времени напряженности электрического поля $E_n(t)$ напряженность магнитного поля H_n на втором участке для любого $t \geq t_{1k} + 3\tau_{b1}$ может быть рассчитана по формуле

$$H_n(t) = H_{ct}(B_{cp}) + \frac{E_n(t) b}{6\rho}, \quad (16)$$

где $H_{ct}(B_{cp})$ — напряженность магнитного поля по

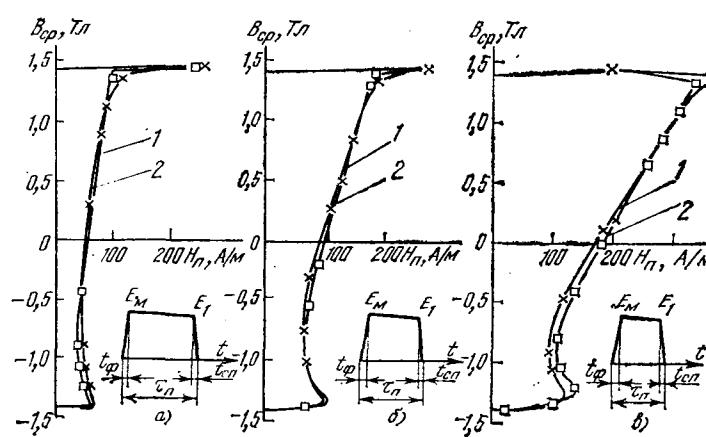


Рис. 4. Динамические петли перемагничивания образца с магнитопроводом из сплава 50 НП толщиной ленты 0,05 мм при различных временах полного перемагничивания (форма кривой $E_p(t)$ трапецидальная, $E_F/E_M=0,95$).

а — $\tau_n=50,5$ мкс, $t_\phi=0,5$ мкс, $t_{\text{сп}}=0,5$ мкс; $\Delta B_m=B_s+B_m=2,855$ Тл; б — $\tau_n=25,5$ мкс, $t_\phi=1,0$ мкс, $t_{\text{сп}}=0,5$ мкс, $\Delta B_m=2,855$ Тл; в — $\tau_n=13,3$ мкс, $t_\phi=1,5$ мкс, $t_{\text{сп}}=0,8$ мкс, $\Delta B_m=2,855$ Тл; \times — опыт; \square — расчет на ЭВМ по (9), (10), (16) или (17).

статической петле гистерезиса в функции $B_{\text{cp}}(t)$. Это было подтверждено результатами расчета на ЭВМ по схеме рис. 1,в при закороченном ключе K_3 и спаде функции $E_p(t)$ до нуля с временем спада $t_{\text{сп}}=0,5-1$ мкс. Начиная с момента t_2 , когда на втором участке $E_p=0$, $B_{\text{cp}}=B_m$, $H_{\text{ст}}=H_m$, изменение напряженности H_p во времени происходит по закону:

$$H_p(t)=H_m e^{-\frac{(t-t_2) R_{\text{ш}}}{L_2}}, \quad (17)$$

при этом средняя индукция изменяется от значения B_m до B_r . Если напряженность электрического поля E_p мгновенно спадает до нуля, то в течение времени $\Delta t \approx 3\tau_{\text{в1}}$ напряженность магнитного поля H_p спадает от значения, рассчитанного по (16), до значения $H_{\text{ст}}(B_{\text{cp}})=H_m$, после чего процесс спада $H_p(t)$ происходит в соответствии с уравнением (17). Если $B_{\text{cp}} > B_s$, то в уравнении (17) следует учитывать, что на участке $B_{\text{cp}}-B_s$ индуктивность L_2 рассчитывается как индуктивность реактора без стали [Л. 15].

Сравнение результатов расчета по (9) или (16) и данных опыта из [Л. 2] приведено на рис. 4 для трапецидальной формы кривых напряжения на обмотке НР и различных значений времени полного перемагничивания на ΔB_m . При этом учитывались зависимости $B=f(H)$ и $\mu_{2r}=f(H)$, представленные ниже ($B_r=1,405$ Тл):

H , А/м	40	80	240	640
B , Тл	1,41	1,43	1,45	1,46
μ_{2r}	280	230	150	70

Видно, что во всех случаях характер расчетных и опытных кривых одинаков, а погрешность расчета не превышает 10%. Принятая математическая модель удовлетворительно отражает процессы в зоне насыщения стали. Например, для случая перемагничивания при $\tau_n=13,3$ мкс (рис. 4,в) из расчета

получено, что в точке максимума H_p процесс перемагничивания на первом участке еще не закончился ($x_{01} < b/2$), поэтому отсутствует резкий излом динамической петли в зоне $B_{\text{cp}} \approx B_m$. Нет этого излома и согласно результатам эксперимента. Во всех остальных случаях резкое увеличение H_p в зоне насыщения имеет место по данным и эксперимента, и расчета.

Перемагничивание НР по частным циклам. Рассмотрим процесс перемагничивания по двум частным циклам под действием двух импульсов напряжения одной полярности; такой процесс характерен для фазных НР [Л. 1]. Под действием первого импульса перемагничивание происходит от $-B_r$ до B_1 так, как было описано выше, после чего начинается спад напряженности от значения H_1 до нуля (этот процесс будет рассмотрен ниже); одновременно несколько уменьшается индукция (от B_1 до B_{2n}).

К началу второго цикла электромагнитная волна продвинулась на толщину слоя $x_0=x_n$. При воздействии второго импульса начинается быстрый переходный процесс нарастания напряженности электрического поля E в слое толщиной x_n ; одновременно продолжается аналогичный рассмотренному ранее процесс перемагничивания НР. После того, как за относительно короткое время в слое x_n напряженность электрического поля распределится от $x=0$ до $x_0=x_n$ в соответствии с (8), дальнейший процесс перемагничивания будет происходить так же, как было описано выше. Аналогично, при быстром спаде напряженности $E_p(t)$, начиная с момента, когда волна продвинулась на толщину слоя x_0 , необходимо рассмотреть процесс спада напряженности электрического поля $E_x(t)$ в этом слое и снижения H_p до нуля. Небольшим изменением x_0 за счет сдвига границы на dx_0 для указанных быстрых процессов можно пренебречь.

Таким образом, задача сводится к рассмотрению переходных процессов при быстром подъеме и спаде напряженности поля $E_p(t)$ на поверхности ленты толщиной $2x_0$ и наложению этих процессов на рассмотренные выше процессы перемагничивания за счет движения электромагнитной волны. В схеме рис. 1,в это эквивалентно включению ненагруженной линии длиной x_0 (ключ K_2 разомкнут) к источнику заданной напряженности $E_p(t)$ и исследованию процесса нарастания $H_p(t)$ и $E_x(t)$ от нуля до «установившихся» значений в соответствии с (8); после этого может быть исследован процесс спада $E_p(t)$ до нуля; в момент времени, когда $E_p=0$, ключ K_1 закорачивает генератор, а сопротивление $R_{\text{ш.э}}$ включается в схему. Для любого слоя dx в пределах от $x=0$ до x_0 динамическая магнитная проницаемость постоянна и равна μ_2 .

На ЭВМ исследовались переходные процессы при трапецидальной кривой напряженности электрического поля $E_p(t)$ с различными значениями длительности фронта при нарастании $E_p(t)$ ($t_\phi=0-1$ мкс) и спада $t_{\text{сп}}=0-1$ мкс при спаде $E_p(t)$. При значениях t_ϕ и $t_{\text{сп}}$ менее 1 мкс изменение напряженности магнитного поля $H_p(t)$ запаздывает по отношению к изменению напряженности электрического поля $E_p(t)$, а при больших значениях t_ϕ и $t_{\text{сп}}$ этим запаздыванием можно пренебречь. Для

тельность нарастания $H_{\text{пп}}$ от нуля до установившегося значения увеличивается с ростом x_0 .

Для случаев мгновенного подъема или спада до нуля напряженности $E_{\text{пп}}=\text{const}$ задача может быть решена аналитически. Рассматривается пластина толщиной x_0 , к одной поверхности которой в момент $t=0$ прикладывается напряженность поля $E_{\text{пп}}$, а на другой поверхности $H(t)=0$; $H_0=0$; $\mu_{2r}=\text{const}$.

В результате решения операторным методом получено выражение переходного процесса нарастания $H_{\text{пп}}$ от нуля до «установившегося» значения:

$$H_{\text{пп}}(t) = H_{\text{уст}} f_{H3}(t/\tau_{\text{в2}}), \quad (18)$$

где

$$\left. \begin{aligned} H_{\text{уст}} &= \frac{E_{\text{пп}} x_0}{\rho}; \\ f_{H3}(t) &= \frac{8}{\pi^2} \sum_{s=1}^{\infty} \frac{(-1)^s}{(2s-1)^2} \sin\left(\frac{2s-1}{2}\pi\right) \times \\ &\times \left(1 - e^{-\frac{(2s-1)^2 t}{\tau_{\text{в2}}}}\right); \\ \tau_{\text{в2}} &= \frac{4\mu_{2r}\mu_0 x_0^2}{\pi^2 \rho}. \end{aligned} \right\} \quad (19)$$

Анализ решений, полученных на ЭВМ «МИР-2» для схемы рис. 1,в при различных значениях x_0 и $R_{\text{ш.з}}$ показал, что с достаточной для практики точностью решение при $E_{\text{пп}}=\text{const}$ может быть записано в упрощенном виде.

Для мгновенного подъема напряженности электрического поля на поверхности от нуля до $E_{\text{пп}}$ в момент времени, когда $x_0=x_{\text{пп}}$:

$$H_{\text{пп}}(t) = H_{\text{уст}} \left(1 - e^{-\frac{t}{\tau_{\text{в2}}}}\right). \quad (21)$$

Для мгновенного спада в момент t_1 , когда $x_0=x_{\text{сп}}$ и $H_{\text{пп}}=H_{\text{сп}}$, напряженности электрического поля на поверхности от $E_{\text{пп}}$ до нуля:

$$H_{\text{пп}}(t) = H_{\text{сп}} e^{-\frac{t-t_1}{\tau_{\text{сп}}}}, \quad (22)$$

где

$$\tau_{\text{сп}} = \tau_{\text{в2}} \frac{R_{\text{вх}}}{R_{\text{вх}} + R_{\text{ш.з}}}; \quad R_{\text{вх}} = \frac{\rho}{x_{\text{сп}}}. \quad (23)$$

Расчет по приближенным формулам дает хорошее совпадение с данными более точного расчета. В момент спада напряжения НР до нуля на поверхности пластины появляется напряженность поля обратного знака ($E_{\text{обр}})_m = -H_{\text{сп}} R_{\text{ш.з}}$, которая затем по экспоненте, аналогичной (22), спадает до нуля. Спад индукции за время снижения напряженности магнитного поля от $H_{\text{сп}}$ до 0 определяется площадью кривой $E_{\text{обр}}(t)$.

Упрощенная математическая модель перемагничивания НР. Проведенные исследования дают возможность предложить математическую модель перемагничивания НР по частному или полному циклу. Условимся, что отсчет времени начинается с момента приложения напряжения рассматриваемого цикла перемагничивания, которому предшествовало перемагничивание под действием напряжения той же полярности ($E_{\text{пп}} > 0$ при $dB_{\text{ср}}/dt > 0$ и $E_{\text{пп}} < 0$ при $dB_{\text{ср}}/dt < 0$), причем начальные условия известны: $x_0=x_{\text{пп}}$ и $B_{\text{ср}}=B_{\text{пп}}$, они рассчитываются по формулам (7) и (10) для предыдущего цикла перемагничивания от $-B_r$ до $B_{\text{пп}}$ (если перемагничивание происходит от $+B_r$ и $E_{\text{пп}} < 0$, то в (10) знак B_r изменяется на обратный).

Начиная с момента $t=0$ рассматриваемого цикла, при $x_{\text{пп}} < b/2$ зависимость тока НР от времени имеет вид:

$$i(t) = \frac{l_{\text{ст}}}{w} \left\{ k_H H_0 + \left[\left(\frac{x_{\text{пп}}}{\rho} + \frac{2}{b} \left[\frac{B_{\text{ср}}(t)}{B_r} \right]^4 \times \right. \right. \right. \right. \times \left. \left. \left. \left. \left(\frac{k_B}{r_m(1-B_r/B_s)} \right) (1 - e^{-t/\tau_{\text{в2}}}) + \frac{x_0(t)}{\rho} \right] E_{\text{пп}}(t) \right\}, \quad (24)$$

где $\tau_{\text{в2}}$ рассчитывается по (20) при $x_0=x_{\text{пп}}$, а $E_{\text{пп}}(t)$ — по (2);

$$B_{\text{ср}}(t) = B_{\text{пп}} + \Delta B_{\text{ср}}(t); \quad \Delta B_{\text{ср}}(t) = \frac{2}{b} \int_0^t E_{\text{пп}}(t) dt. \quad (25)$$

Значения коэффициентов k_H и k_B в зависимости от знака $E_{\text{пп}}$ и других параметров указаны в таблице. Для случаев перемагничивания по полному или частному циклу при $B_{\text{пп}}=\pm B_r$, $x_{\text{пп}}=0$ имеем $\tau_{\text{в2}}=0$, и выражение (24) совпадает с (9) с точностью до множителя $l_{\text{ст}}/w$.

$H_{\text{пп}}(t)$	$E_{\text{пп}}$	$E_{\text{пп}} B_{\text{ср}}$	k_B	$\frac{dE_{\text{пп}}}{dt}$	k_H
любое значение	любое значение	≤ 0	1	—	—
		> 0	0	—	—
любое значение	≥ 0	—	—	$> 0 \}$	1
	< 0	—	—	—	-1
$> 2H_0$	≥ 0	—	—	$< 0 \}$	1
	< 0	—	—	—	-1
$\leq 2H_0$	≥ 0	—	—	$< 0 \}$	$+\} e^{-\frac{t-t_1}{\tau_{\text{сп}}}}$
	< 0	—	—	—	—

П р и м е ч а н и е. Значение $\tau_{\text{сп}}$ рассчитывается по (23) при $x_{\text{сп}}=b/2$.

Если в момент t_1 при значениях $x_0=x_{\text{сп}}$ и $H_{\text{пп}}=H_{\text{сп}}$ напряжение на обмотке НР мгновенно спадает до нуля и остается равным нулю, то ток рассчитывается по (4), (22), (23). Процесс перемагничивания на первом участке закончится в момент t_{1K} , когда $x=x_{\text{пп}}+x_0=b/2$. Если, начиная с момента t_1 , когда $E_{\text{пп}}(t_1)=0$, $B_{\text{ср}}(t_1)=B_{\text{пп}}$, $x_0(t_1)=x_{01} < b/2$, $H_{\text{пп}}=H_{\text{пп}}$, знак $E_{\text{пп}}(t)$ меняется на обратный, то расчет тока НР производится по (24) при $x_0=0$ и $\tau_{\text{в2}}=0$, где в фигурной скобке добавляется $H_{\text{пп}}$, а в квадратной скобке вместо $B_{\text{ср}}(t)$ записывается $B_r - |\Delta B_{\text{ср}}(t)|$; $\Delta B_{\text{ср}}(t)$ рассчитывается по (25) с пределами интегрирования от t_1 до t , а $B_{\text{ср}}(t)$ — по (25) при $B_{\text{пп}}=B_{\text{пп}}$, причем $k_B=1$, если $|\Delta B_{\text{ср}}(t)| < B_r$ и $k_B=0$ при $|\Delta B_{\text{ср}}(t)| \geq B_r$. Процесс на первом участке в этом случае закончится при $x_0=x_{01}$, причем x_0 рассчитывается по (6), (7), где пределы интегрирования принимаются от t_1 до t . На втором участке, начиная с момента $t \geq t_{1K} + 3\tau_{\text{в2}}$,

ток НР рассчитывается по (4), (16) или (17), (14).

Выводы. 1. Исследования показали, что предложенная приближенная математическая модель перемагничивания по полному циклу для сплава 50 НП толщиной ленты 0,05 мм в диапазоне времени полного перемагничивания $t_p=10-50$ мкс обеспечивает точность, достаточную для инженерной практики.

2. Принятая приближенная модель хорошо отражает процессы перемагничивания на частных циклах при прямоугольном и непрямоугольном напряжениях с временем нарастания t_f или спада t_{sp} более 1 мкс. При меньших значениях t_f и t_{sp} целесообразны более точные расчеты на ЭВМ с использованием схемы замещения рис. 1,в.

3. Представляется, что предложенный метод расчета может быть применен и для других сплавов при уточнении функции, характеризующей магнитную вязкость по результатам экспериментов.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Карасев В. В., Чванов В. А. Расчет параметров демпфирующих цепей и задерживающих реакторов инверторов тока. — Электротехника, 1977, № 6.

2. Бородай П. И., Карасев В. В., Шушеров Ю. А. Исследование процесса перемагничивания насыщающихся реакторов с магнитопроводом из сплава 50НП. — Электротехника, 1979, № 12.

3. Кадочников А. И., Сивенцев А. А., Малюк В. П. Разделение потерь энергии в магнитных материалах. — Электричество, 1977, № 7.

4. Способ описания динамических магнитных свойств электротехнической стали/ Ю. А. Вдовин, В. П. Иванов,

А. И. Кадочников, А. А. Сивенцев. — Физика металлов и металловедение, т. 36, вып. 2, 1973.

5. Дятлов В. Л. Учет вихревых токов и вязкости при перемагничивании ленточных сердечников в больших полях. — Научн. докл. высш. школы. Электроника и автоматика, 1959, № 2.

6. Нетушил А. В. Влияние толщины изоляции на магнитные свойства слоистых сердечников. — Тр. МЭИ, вып. 30, 1958.

7. Беляевский В. Ф., Поливанов К. М. О динамических характеристиках ферромагнитных сердечников. — Научн. докл. высш. школы. Электромеханика и автоматика, 1959, № 2.

8. Розенблат М. А. Магнитные элементы автоматики и вычислительной техники. — М.: Наука, 1974.

9. К проблеме контроля качества мягких магнитных материалов по динамическим характеристикам/ Ю. А. Вдовин, А. И. Кадочников, Л. А. Половникова, Е. Б. Хан. — Дефектоскопия, 1966, № 3.

10. Кадочников А. И., Коробейников И. Е., Соколова М. Г. К теории поверхностного эффекта в ферромагнитной пластине, находящейся в синусоидальном магнитном поле. — Тр. физики металлов АН СССР. 1967, вып. 26.

11. Болдырев Е. А., Зихерман М. Х., Камнева Н. П. Переменное электромагнитное поле в проводящем листе с нелинейной магнитной проницаемостью. — Электричество, 1974, № 3.

12. Пирогов А. И., Шамаев Ю. М. Магнитные сердечники для устройств автоматики и вычислительной техники. — М.: Энергия, 1973.

13. Статические и импульсные свойства микронных сердечников с ППГ/ В. В. Баридж, Е. Ф. Бережной, Л. В. Мольель, В. М. Сметанина. — В кн.: Магнитные элементы устройств вычислительной техники. — М.: Изд. АН СССР, 1961.

14. Черкашин Ю. С. Процесс и энергия намагничивания листового магнитопровода при прямоугольном напряжении. — Электричество, 1978, № 6.

15. Калантаров П. Л., Цейтлин Л. А. Расчет индуктивностей. — М.: Энергия, 1970.

УДК 621.3.018.3.001.24

Гармонический баланс с учетом произвольного числа высших нечетных гармоник

ЛЬВОВ Е. Л., доктор техн. наук
Москва

Метод гармонического баланса определяет условия существования и параметры автоколебаний в замкнутой автономной системе, состоящей из линейного звена L с передаточной функцией $W(s)$ и безынерционного нелинейного звена H (рис. 1). Метод использует гармоническую линеаризацию для описания прохождения периодического сигнала через нелинейное звено.

Авторы первых работ исходили из гипотезы, что линейное звено является совершенным фильтром низких частот и учитывали только первую гармонику входного сигнала нелинейного звена. Гипотеза относительно полного затухания высших гармоник в линейном звене может рассматриваться для реальных систем лишь как некоторое приближение. Поэтому условия существования и параметры автоколебаний, полученные без учета высших гармоник, не являются точными. Относительно благоприятными являются случаи, когда гармонический баланс без учета высших гармоник приводит лишь к погрешности в определении параметров автоколебаний, а на вопрос относительно существования автоко-

лебаний дает правильный ответ (см., например [Л. 1]). Более неблагоприятны случаи, когда на вопрос относительно существования автоколебаний дается качественно неправильный ответ. Р. Фиттс [Л. 2] приводит пример системы с кубической нелинейностью и двойным колебательно-дифференцирующим звеном, для которой гармонический баланс без учета высших гармоник дает отрицательный ответ относительно возможности существования автоколебаний, в то время как автоколебания в системе существуют.

Точные условия существования автоколебаний в принципе могут быть выведены из уравнений баланса по всем гармоникам. Основная трудность, возникающая при решении упомянутой задачи, связана с зависимостью коэффициента передачи нелинейного элемента для различных гармоник от спектрального состава его входного сигнала, который априори не известен и предлежит определению.

Е. П. Попов предложил осуществлять гармоническую линеаризацию нелинейного звена последовательными приближениями [Л. 3 и 4]. В первом

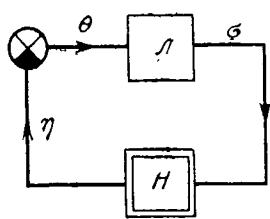


Рис. 1. Структурная схема системы.

комплексного коэффициента передачи нелинейного элемента по первой гармонике, зависящих от высших гармоник входного сигнала, используется разложение нелинейной характеристики в степенной ряд с удержанием членов нулевого и первого периода малости. В работе Я. Шомло [Л. 5] метод Е. П. Попова был развит применительно к нелинейностям кусочно-линейного типа.

Ю. И. Топчев разработал метод расчета автоколебаний в замкнутой системе с кусочно-линейной нелинейностью, в котором осуществляется баланс по первой, третьей и пятой гармоникам с использованием логарифмических частотных характеристик и шаблонов [Л. 6]. Для описания прохождения высших гармоник через нелинейное звено использовано разложение его характеристики в обобщенный степенной ряд.

В настоящей статье предлагается метод определения условий существования автоколебаний в замкнутой системе рис. 1, принципиально позволяющий учитывать любое число гармоник и не связанный с требованием пересечения амплитудно-фазовой характеристики линейного звена с годографом нелинейного элемента, вычисленным без учета высших гармоник. Метод излагается применительно к аналитическим и кусочно-аналитическим нелинейностям, обладающим симметрией второго рода $\eta(\sigma) = -\eta(-\sigma)$, при которой периодические сигналы содержат только нечетные гармоники. Гармоническая линеаризация нелинейного звена в рассматриваемом методе осуществляется при входном сигнале со сложным спектром, частота и амплитуда первой гармоники которых произвольны, а комплексные амплитуды высших гармоник удовлетворяют условиям баланса в замкнутой системе. Характеристика $\eta = f(\sigma)$ аналитической нелинейности и ее первая производная $\frac{d\eta}{d\sigma}$ непрерывны

в заданном диапазоне сигнала σ . Характеристика кусочно-аналитической нелинейности непрерывна, а ее производная может иметь конечное число разрывов первого рода.

Рассмотрим прохождение периодического сигнала $\sigma(t)$ через аналитическую нелинейность. Представим входной сигнал в виде суммы синусоиды $\sigma_1(t)$ с частотой ω и составляющей $\Delta\sigma(t)$, содержащей высшие нечетные гармоники

$$\sigma(t) = \sigma_1(t) + \Delta\sigma(t). \quad (1)$$

Полагая $\Delta\sigma(t)$ величиной первого порядка малости, представим выходной сигнал нелинейного звена в фиксированный момент t в виде ряда Тейлора по степеням $\Delta\sigma(t)$, в котором удерживаются

приближении гармоническая линеаризация осуществляется при синусоидальном сигнале на входе нелинейного элемента, а во втором — при сложном гармоническом сигнале, высшие гармоники которого находятся из периодического режима первого приближения. При вычислении составляющих

члены только нулевого и первого порядка малости

$$\eta(t) = \eta^{(1)}(t) + \frac{d\eta^{(1)}(t)}{d\sigma} \Delta\sigma(t). \quad (2)$$

Коэффициенты ряда (2) определяются по характеристике $\eta = f(\sigma)$ при синусоидальном входном сигнале $\sigma(t) = \sigma_1(t)$, что отмечено верхними индексами в обозначениях коэффициентов. По отношению к t коэффициенты будут периодическими функциями. В случае нелинейности с симметрией второго рода $\eta^{(1)}(t)$ будем содержать только нечетные, а $\frac{d\eta^{(1)}(t)}{d\sigma}$ только четные гармоники. Приводная $\frac{d\eta^{(1)}(t)}{d\sigma}$ имеет смысл динамического коэффициента усиления нелинейного элемента, изменяющегося во времени вследствие перемещения изображающей точки по характеристике под воздействием входного синусоидального сигнала.

Представим периодические коэффициенты разложения (2) в виде комплексных рядов Фурье:

$$\eta^{(1)}(t) = \sum_{k=-\infty}^{+\infty} * \eta_k^{(1)} e^{j k \omega t}; \quad (3)$$

$$\frac{d\eta^{(1)}(t)}{d\sigma} = \sum_{k=-\infty}^{+\infty} ** c_n^{(1)} e^{j n \omega t}, \quad (4)$$

где метки * и ** у знака Σ обозначают, что суммирование производится соответственно по нечетным и четным индексам.

Коэффициенты гармоник рядов (3) и (4) определяются интегралами

$$\eta_k^{(1)} = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} \eta^{(1)}(t) e^{-j k \omega t} d\omega t; \quad (5)$$

$$c_n^{(1)} = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} \frac{d\eta^{(1)}(t)}{d\sigma} e^{-j n \omega t} d\omega t. \quad (6)$$

Возможны случаи, когда ряды (3) и (4) содержат конечное число гармоник.

Выразим высшую гармоническую составляющую входного сигнала нелинейного звена $\Delta\sigma(t)$ в виде комплексного ряда Фурье:

$$\Delta\sigma(t) = \sum_{m=-\infty}^{+\infty} \Delta\sigma_m e^{j m \omega t}. \quad (7)$$

Коэффициенты высших гармоник комплексного ряда Фурье подлежат определению, причем $\Delta\sigma_{\pm 1} = 0$.

После подстановки (3), (4) и (7) в (2) получаем:

$$\eta(t) = \sum_{k=-\infty}^{+\infty} * \eta_k^{(1)} e^{j k \omega t} + \sum_{m=-\infty}^{+\infty} * \sum_{n=-\infty}^{+\infty} ** \Delta\sigma_m c_n^{(1)} e^{j(m+n)\omega t} \quad (8)$$

Заменим индекс m на $k-n$ и учтем, что при фиксированном n пределам $k-n = \pm\infty$ соответствуют пределы $k = \pm\infty$. Тогда

$$\eta(t) = \sum_{k=-\infty}^{+\infty} \eta_k e^{j k \omega t}, \quad (9)$$

где

$$\eta_k = \eta_k^{(1)} + \sum_{n=-\infty}^{+\infty} c_n^{(1)} \Delta \sigma_{k-n}. \quad (10)$$

Формула (10) выражает коэффициенты гармоник выходного сигнала нелинейного элемента при сложном гармоническом сигнале на его входе. Следует полагать $\Delta \sigma_{k-n}=0$, если $k-n=\pm 1$.

Потребуем, чтобы при произвольной амплитуде первой гармоники входного сигнала нелинейного элемента его высшие гармонические составляющие удовлетворяли условиям баланса в замкнутой системе:

$$\eta_k = -\theta_k, \quad (11)$$

где k — нечетный, но не равный ± 1 индекс; θ_k — коэффициент k -й гармоники комплексной формы ряда Фурье для $\theta(t)$.

Коэффициент θ_k связан с $\Delta \sigma_k$ через комплексную передаточную функцию линейного звена на частоте $k\omega$:

$$\theta_k = W_k^{-1} \Delta \sigma_k, \quad (12)$$

где

$$W_k^{-1} = \frac{1}{W(jk\omega)}. \quad (13)$$

После подстановки (10) и (12) в (11) получаем систему уравнений, определяющую коэффициенты высших гармоник комплексной формы ряда Фурье входного сигнала нелинейного элемента,

$$W_k^{-1} \Delta \sigma_k + \sum_{n=-\infty}^{+\infty} c_n^{(1)} \Delta \sigma_{k-n} = -\eta_k^{(1)}, \quad (k = -\infty \div +\infty). \quad (14)$$

Отметим, что коэффициенты гармоник, отличающиеся лишь знаком индекса, являются комплексно сопряженными $\Delta \sigma_{-k} = \tilde{\Delta \sigma}_k$, а коэффициенты с четными или равными ± 1 индексами равны нулю.

В случае, когда $W(j\omega)$ обладает свойством фильтра нижних частот, для разрешения системы (14) относительно $\Delta \sigma_k$ могут быть использованы рекуррентные либо итеративные алгоритмы.

Коэффициент первой гармоники комплексного ряда Фурье, выражающего выходной сигнал нелинейного звена, находится при подстановке в (10) $k=1$:

$$\eta_1 = \eta_1^{(1)} + \sum_{n=-\infty}^{+\infty} c_n^{(1)} \Delta \sigma_{1-n}. \quad (15)$$

Коэффициент передачи нелинейного звена по первой гармонике W_{11} определяется отношением

$$W_{11} = \frac{\eta_1}{\sigma_1} = \frac{2j}{\sigma_{1m}} \left[\eta_1^{(1)} + \sum_{n=-\infty}^{+\infty} c_n^{(1)} \Delta \sigma_{1-n} \right], \quad (16)$$

где $\sigma_1 = \frac{\sigma_{1m}}{2j}$ — коэффициент первой гармоники входного сигнала; σ_{1m} — амплитуда первой гармоники входного сигнала.

Входящие в (16) коэффициенты гармоник $\Delta \sigma_{1-n}$ являются решениями системы уравнений (14).

Автоколебания в замкнутой системе возможны, если уравнение баланса по первой гармонике

$$W_{11} W_1 + 1 = 0. \quad (17)$$

имеет решение при вещественных σ_{1m} и ω . Решение может быть найдено графически по пересечению годографов W_{11} и W_1 или W_{11} и $-W_1^{-1}$. Годограф W_1 является амплитудно-фазовой характеристикой линейного звена. Годограф W_{11} зависит от σ_{1m} и ω и выражается семейством кривых.

Для построения семейства годографов $W_{11}(\sigma_{1m}, \omega)$ или $-W_{11}^{-1}(\sigma_{1m}, \omega)$ предварительно находят по формулам (5) и (6) аналитические выражения коэффициентов $\eta_k^{(1)}$ и $c_n^{(1)}$ как функции σ_{1m} . Для фиксированных значений ω и σ_{1m} решением системы (14) находят $\Delta \sigma_k$ и по формуле (16) вычисляют W_{11} .

При значениях σ_{1m} и ω , удовлетворяющих условию баланса по первой гармонике (17), будет иметь место и баланс по высшим гармоникам, выражаемый уравнениями (11).

Использование разложения (2) в случае кусочно-аналитической нелинейности в моменты времени, когда $\sigma_1(t)$ лежит в окрестности точки разрыва производной характеристики $\eta=f(\sigma)$, приводит к дополнительной погрешности. Оценим ее, полагая, что $\Delta \sigma > 0$, $\frac{d\sigma_1}{dt} > 0$, а скачок производной $d\eta/d\sigma$ в точке разрыва $\sigma=\sigma_p$ составляет конечную величину μ .

Тогда в диапазоне мгновенных значений первой гармоники входного сигнала $\sigma_p - \Delta \sigma < \sigma_1(t) < \sigma_p$ погрешность формулы (2) $d\eta$, вызванная скачком производной, не будет превышать $\mu \Delta \sigma$. Интервал времени δt , в течение которого возможна амплитудная погрешность $d\eta$, может быть определен из уравнений:

$$\sigma_{1m} \sin \omega(t_p - \delta t) = \sigma_p - \Delta \sigma,$$

$$\sigma_{1m} \sin \omega(t_p - \delta t) = \sigma_p - \Delta \sigma, \quad (18)$$

где t_p — момент времени, когда первая гармоника входного сигнала достигает значения σ_p .

После тригонометрических преобразований и подстановок

$$\sin \omega \delta t \approx \omega \delta t \text{ и } \cos \omega \delta t \approx 1 - \frac{1}{2} (\omega \delta t)^2$$

уравнения (18) принимают вид:

$$\frac{\sigma_p}{2} (\omega \delta t)^2 + \sqrt{\sigma_{1m}^2 - \sigma_p^2} \omega \delta t - \Delta \sigma = 0. \quad (19)$$

Если $\sigma_{1m} \gg \sigma_p$, то

$$\omega \delta t \approx \frac{\Delta \sigma}{\sigma_{1m}}. \quad (20)$$

Площадь импульса амплитудной погрешности, отнесенная к периоду, не будет превышать

$$\bar{\Delta \eta} = \mu \Delta \sigma \frac{\omega \delta t}{2\pi} = \frac{\mu}{2\pi} \frac{\Delta \sigma^2}{\sigma_{1m}}. \quad (21)$$

и, следовательно, будет величиной второго порядка малости, которой можно пренебречь.

В предельном случае, когда $\sigma_{1m} = \sigma_p$

$$\omega \delta t = \sqrt{\frac{2\Delta\sigma}{\sigma_{1m}}} \quad (22)$$

$$\bar{\eta} = \frac{\mu}{V^2 \pi} \Delta\sigma \sqrt{\frac{\Delta\sigma}{\sigma_{1m}}} \quad (23)$$

является величиной порядка малости $3/2$. При $\sigma_{1m} < \sigma_p - \Delta\sigma$ и $\Delta\sigma > 0$ погрешность будет отсутствовать.

Полученные оценки дают основание распространить изложенный выше метод и на случай кусочно-аналитической нелинейности.

Пример. Рассмотрим систему с кубической нелинейностью

$$\eta = \sigma^3 \quad (24)$$

и двойным колебательно-дифференцирующим линейным звеном с передаточной функцией

$$W(s) = \frac{s^2}{[(s + \alpha)^2 + \gamma_1^2] [(s + \alpha)^2 + \gamma_2^2]}, \quad (25)$$

исследованную в [Л. 2].

Р. Фиттс обнаружил, что при некоторых значениях параметров передаточной функции в системе возможны различные типы автоколебаний, в то время как гармонический баланс, проводимый без учета высших гармоник, дает отрицательный ответ на вопрос о возможности существования автоколебаний. Та же система является отрицательным примером для гипотез М. А. Айзermana и Р. Калмана относительно асимптотической устойчивости. Следуя Р. Фиттсу, выберем значения параметров $W(s)$, при которых путем аналогового моделирования были обнаружены автоколебания:

$$\alpha = 0,01 \text{ с}^{-1}, \gamma_1 = 0,9 \text{ с}^{-1}, \gamma_2 = 1,1 \text{ с}^{-1}. \quad (26)$$

Дифференцируя (24), находим производную нелинейной характеристики:

$$\frac{d\eta}{ds} = 3\sigma^2. \quad (27)$$

После подстановки в (24) и (27) $\sigma = \sigma_1(t) = \sigma_{1m} \sin \omega t$ получаем выражения выходного сигнала нелинейного элемента и его производной при синусоидальном сигнале на входе:

$$\eta^{(1)}(t) = \frac{\sigma_{1m}^3}{4} (3 \sin \omega t - \sin 3\omega t) = \\ = \frac{\sigma_{1m}^3}{8j} (3e^{j\omega t} - 3e^{-j\omega t} - e^{j3\omega t} + e^{-j3\omega t}); \quad (28)$$

$$\frac{d\eta^{(1)}(t)}{ds} = \frac{3}{2} \sigma_{1m}^2 (1 - \cos 2\omega t) = \\ = \frac{3}{2} \sigma_{1m}^2 \left(1 - \frac{e^{j2\omega t} - e^{-j2\omega t}}{2} \right). \quad (29)$$

Сигнал $\eta^{(1)}(t)$ содержит только первую и третью гармоники, а его производная — только пульевую и вторую. Согласно (28) и (29) коэффициенты гармоник

$$\eta_{\pm 1}^{(1)} = \pm \frac{3\sigma_{1m}^3}{8j}; \quad \eta_{\pm 3}^{(1)} = \mp \frac{\sigma_{1m}^3}{8j}; \quad c_0^{(1)} = \frac{3}{2} \sigma_{1m}^2; \\ c_{\pm 2}^{(1)} = -\frac{3}{4} \sigma_{1m}^2. \quad (30)$$

После подстановки (30) в (14) получаем систему уравнений, определяющую коэффициенты высших гармоник входного сигнала нелинейного звена при заданных амплитуде и частоте первой гармоники:

для $|k| > 3$

$$\left(W_k^{-1} + \frac{3}{2} \sigma_{1m}^2 \right) \Delta\sigma_k - \frac{3}{4} \sigma_{1m}^2 (\Delta\sigma_{k-2} + \Delta\sigma_{k+2}) = 0; \quad (31)$$

3*

для $k = \pm 3$

$$\left(W_{\pm 3}^{-1} + \frac{3}{2} \sigma_{1m}^2 \right) \Delta\sigma_{\pm 3} - \frac{3}{4} \sigma_{1m}^2 (\Delta\sigma_{\pm 3-2} + \Delta\sigma_{\pm 3+2}) = \\ = \pm \frac{\sigma_{1m}^3}{8j},$$

где согласно (13) и (25)

$$-W_k^{-1} = -\frac{1}{(jk\omega)^2} [(jk\omega + \alpha)^2 + \gamma_1^2] [(jk\omega + \alpha)^2 + \gamma_2^2]. \quad (32)$$

Так как в уравнениях системы (31), записанных для положительных k , входят только $\Delta\sigma$ с положительными индексами, а $\Delta\sigma_{-k} = \tilde{\Delta\sigma}_k$, то целесообразно оставить в системе уравнений лишь для положительных k . Следует учесть также, что $\Delta\sigma_1 = 0$. Введем обозначения:

$$\frac{3}{4} \sigma_{1m}^2 = a; \quad \frac{1}{2j} W_k^{-1} = A_k. \quad (33)$$

Тогда система (31) примет вид:

$$\left. \begin{aligned} (A_k + 1) \Delta\sigma_k - \frac{1}{2} (\Delta\sigma_{k-2} + \Delta\sigma_{k+2}) &= 0; \quad (k > 3) \\ (A_3 + 1) \Delta\sigma_3 - \frac{1}{2} \Delta\sigma_5 &= \frac{\sigma_{1m}^3}{12j}; \quad (k = 3) \end{aligned} \right\} \quad (34)$$

Система (34) содержит бесконечное число уравнений. Практический интерес представляет ограниченная система, учитывающая конечное число коэффициентов гармоник, т. к. при достаточно больших k модули коэффициентов убывают по мере увеличения номера индекса.

Ограниченнная система (34) может быть разрешена относительно $\Delta\sigma_k$ рекуррентным способом, удобным для машинного счета. Обозначим

$$B_k = \frac{1}{2} \frac{\Delta\sigma_{k+2}}{\Delta\sigma_k}. \quad (35)$$

При замене k на $k-2$ получим

$$B_{k-2} = \frac{1}{2} \frac{\Delta\sigma_k}{\Delta\sigma_{k-2}}. \quad (36)$$

После подстановки $\Delta\sigma_{k+2}$ и $\Delta\sigma_{k-2}$ из (35) и (36) в первое уравнение (34) и деления на $\Delta\sigma_k$ получаем рекуррентное соотношение:

$$B_{k-2} = \frac{0,25}{A_k + 1 - B_k}. \quad (37)$$

Формально распространим соотношение (37) и на индекс $k=3$, тогда

$$B_1 = \frac{0,25}{A_3 + 1 - B_3}, \quad (38)$$

где функция B_1 обозначает лишь дробь, находящуюся в правой части (38) и в отличие от B_k при $k \geq 3$ не определяет отношения коэффициентов гармоник.

Положив $k=3$, подставим $\Delta\sigma_3$ из (35) во второе уравнение (34). Учитывая обозначение (38), получаем уравнение, определяющее

$$\Delta\sigma_3 = \frac{\sigma_{1m}^3}{3j} B_1. \quad (39)$$

Коэффициент передачи нелинейного звена по первой гармонике выражается формулой (16). Входящая в формулу сумма будет содержать только слагаемые, соответствующие $n=-2$ и $+2$. Учитывая, что $\Delta\sigma_{\pm 1}=0$, после подстановки выражений коэффициентов из (30) и $\Delta\sigma_3$ из (39) получаем:

$$W_{\text{н1}} = \frac{3}{4} \sigma_{1m}^2 \left(1 - \frac{2}{3} B_1 \right). \quad (40)$$

Второе слагаемое в скобках выражения (40) учитывает влияние высших гармоник на коэффициент передачи по первой гармонике. Если положить $B_1=0$, то формула (40) будет определять годограф $W_{\text{н1}}$ при гармонической линеаризации, проводимой без учета высших гармоник. Годограф $W_{\text{н1}}$ в этом случае совпадает с вещественной положительной полуосью.

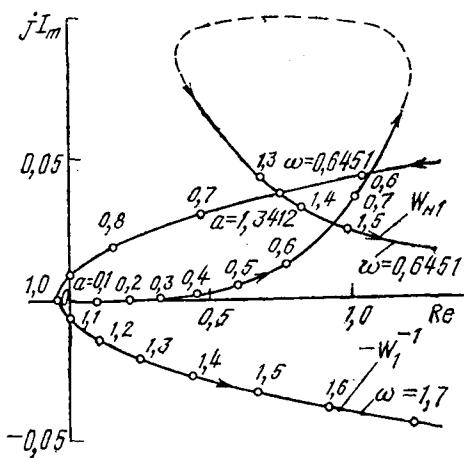


Рис. 2. Годографы системы Р. Фиттса.

Вычисление B_1 для системы, в которой удерживаются гармоники с индексами $k \leq i$, производится по рекуррентной формуле (37), начиная с $k=i$, причем полагают $B_i=0$. Расчет B_1 и W_{H1} приводят для фиксированных значений ω и σ_{1m} (или a). Повторяя расчет для различных ω и σ_{1m} , получают точки семейства годографов $W_{H1}(\sigma_{1m}, \omega)$.

Частота и амплитуда первой гармоники автоколебаний находится по точке пересечения инверсной отрицательной амплитудно-фазовой характеристики $-W_1^{-1}$ с годографом W_{H1} , соответствующим частоте пересечения. Коэффициенты высших гармоник входного сигнала определяются по формулам (39) и (35).

На рис. 2 представлен годограф $-W_1^{-1}$ при значениях параметров (26), вычисленный по формуле (32) для $k=1$. На графике указано распределение частоты вдоль годографа. Там же построен годограф W_{H1} для $\omega=0,6451 \text{ с}^{-1}$, на котором показано распределение коэффициента $a=3/(4\sigma_{1m}^2)$. Точки пересечения соответствуют частоте $\omega=0,6451 \text{ с}^{-1}$ на годографе $-W_1^{-1}$ и коэффициент $a=1,3412$ на годографе W_{H1} . Совпадение параметра W_{H1} с частотой точки пересечения $-W_1^{-1}$ было достигнуто путем построения семейства годографов W_{H1} при различных значениях параметра ω и интерполяции. Расчеты показали, что гармоники выше седьмой не оказывают влияния на четвертый знак после запятой в значениях a и ω . Отметим, что на рис. 2 выбраны различные масштабы по вещественной и мнимой осям. Пунктиром условно изображена часть годографа W_{H1} , не укладывающаяся в масштаб графика.

Коэффициент передачи нелинейного звена при синусоидальном входном сигнале с учетом обозначения (33) определяется из соотношения

$$W_{H1} = W_{H1}^{(1)} = a, \quad (41)$$

Как видно из рис. 2, годограф $W_{H1}^{(1)}$, совпадающий с положительной вещественной полусю, не пересекается с годографом $-W_1^{-1}$.

Коэффициенты комплексного ряда Фурье для высших гармоник определяются по формулам (39) и (36):

$$\Delta\sigma_3 = \frac{\sigma_{1m}}{3j} |B_1| e^{j\Phi_1};$$

$$\Delta\sigma_5 = \frac{2\sigma_{1m}}{3j} |B_1 B_3| e^{j(\Phi_1+\Phi_3)};$$

$$\Delta\sigma_7 = \frac{4\sigma_{1m}}{3j} |B_1 B_3 B_5| e^{j(\Phi_1+\Phi_3+\Phi_5)} \text{ и т. д.}, \quad (42)$$

где Φ_i — аргумент B_i .

Комплексная амплитуда k -й гармоники связана с коэффициентом комплексного ряда Фурье соотношением

$$\Delta\sigma_{km} = 2j\Delta\sigma_k = \Delta\sigma_{kme} e^{j\Phi_k}. \quad (43)$$

Согласно (42) и (43)

$$\left. \begin{aligned} \Delta\sigma_{3m} &= \frac{2}{3} \Delta\sigma_3 |B_1|, \quad \varphi_3 = \Phi_1; \\ \Delta\sigma_{5m} &= \frac{4}{3} \Delta\sigma_5 |B_1 B_3|, \quad \varphi_5 = \Phi_1 + \Phi_3; \\ \Delta\sigma_{7m} &= \frac{8}{3} \Delta\sigma_7 |B_1 B_3 B_5|, \quad \varphi_7 = \Phi_1 + \Phi_3 + \Phi_5 \text{ и т. д.} \end{aligned} \right\} \quad (44)$$

Комплексные функции B_i определяются в процессе расчета по рекуррентному алгоритму (37), (40). В точке баланса при $\omega=0,6451$ и $a=1,3412$ функции имеют следующие значения: $|B_1|=0,6611$; $|B_3|=0,1180$; $|B_5|=0,0428$; $\Phi_1=-3,6^\circ$; $\Phi_3=-178,8^\circ$; $\Phi_5=-179,4^\circ$.

Согласно (44) и (33)

$$\begin{aligned} \Delta\sigma_3 &= 1,3373; \quad \Delta\sigma_{3m} = 0,5887; \quad \Delta\sigma_{5m} = 0,1391; \\ \Delta\sigma_7 &= 0,0119; \quad \varphi_3 = -3,6^\circ; \quad \varphi_5 = -182,9^\circ; \quad \varphi_7 = -2,2^\circ. \end{aligned}$$

Амплитуда седьмой гармоники составляет менее 1% от σ_{1m} и в выражении для $\sigma(t)$ достаточно учитывать только первую, третью и пятую гармоники:

$$\sigma(t) = \sigma_{1m} \sin \omega t + \Delta\sigma_{3m} \sin(3\omega t + \varphi_3) + \Delta\sigma_{5m} \sin(5\omega t + \varphi_5). \quad (45)$$

График $\sigma(t)$, вычисленный при указанных выше значениях параметров, представлен на рис. 3, а. С целью проверки расчетных результатов на АВМ было получено решение дифференциальных уравнений системы Р. Фиттса, представленных в нормальной форме.

$$\left. \begin{aligned} \dot{x}_1 &= x_2; \\ \dot{x}_2 &= -\eta + x_3; \\ \dot{x}_3 &= a_3 \eta + x_4; \\ \dot{x}_4 &= (a_2 - a_3) \eta - a_0 x_1 - a_1 x_2 - a_2 x_3 - a_3 x_4, \end{aligned} \right\} \quad (46)$$

где

$$\begin{aligned} x_1 &= \sigma; \quad \eta = x_3; \quad a_0 = (\alpha^2 + \gamma_1^2)(\alpha^2 + \gamma_2^2) = 0,98; \\ a_1 &= 2\alpha(2\alpha^2 + \gamma_1^2 + \gamma_2^2) = 0,0404; \\ a_2 &= 6\alpha^2 + \gamma_1^2 + \gamma_2^2 = 2,02; \quad a_3 = 4\alpha = 0,04. \end{aligned}$$

Так как в исследуемой системе возможны различные типы автоколебаний [Л. 2], начальные значения переменных состояния x_i были выбраны в точке $\omega t=0,820$ рад, соответствующей первому экстремуму расчетного режима рис. 3, а. Начальные значения определялись из уравнений (46) после подстановки в них $x_i=\sigma(t)$ из уравнения (45):

$$x_{10} = 1,486; \quad x_{20} = 0,025; \quad x_{30} = -0,537; \quad x_{40} = 1,103.$$

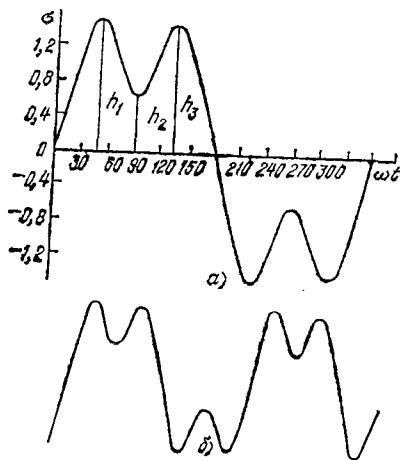


Рис. 3. Графики периодического режима в системе Р. Фиттса. а — расчетный график; б — осциллограмма аналогового моделирования.

Уточнение теории и расчета параметров явнополюсных синхронных машин

ЕФИМЕНКО Е. И., канд. техн. наук
Чебоксары

Теория основных явлений в явнополюсных синхронных машинах, не изменяясь по существу в течение нескольких десятилетий [Л. 1—5], производит впечатление окончательно сложившейся. Найдены удобные приемы и методы, позволяющие упростить уравнения машины и рассмотрение явлений в ней. Развитие теории связано лишь с учетом различных второстепенных явлений и факторов (высших гармоник, зубчатости [Л. 6—7]) и нелинейности магнитной цепи.

Однако при взыскательном подходе в теории явнополюсных синхронных машин можно обнаружить некоторые недочеты. Их происхождение связано, в частности, с рассмотрением таких явлений в статоре и роторе (обусловленных, с одной стороны, первой гармоникой поля статора, созданной первой же гармоникой его м. д. с., а с другой стороны — первой гармоникой поля обмотки возбуждения, созданной всеми гармониками ее м. д. с.), которые не являются взаимными.

Кроме того, в машинах с изменяющейся вдоль окружности зазора удельной магнитной проводимостью каждая гармоника м. д. с. создает не только одноименную, но в общем случае и все другие гармоники поля и наоборот: каждая гармоника индукции создается не только одноименной, но и всеми другими гармониками м. д. с. В явнополюсных синхронных машинах основная вращающаяся волна м. д. с. якоря создает целый спектр гармоник поля, и все они изменяются относительно ротора с одной и той же частотой — частотой скольжения. Выделение из этого спектра только одной гармоники поля, как это делается в традиционной теории, при рассмотрении действия полей статора на ротор представляется нелогичным. Правда, высшие гармоники поля, возбужденные основной гармоникой м. д. с. якоря, наводят в нем самом э. д. с. самоиндукции частот, не равных частоте сети (в синхронном режиме — кратных этой частоте). Это и послужило основанием для оказания предпочтения именно основной гармонике поля, возникшей за счет основной гармоники м. д. с. Однако

Моделирование проводилось на АВМ типа МН-7 в масштабах $m_x = \frac{X_i}{x_i} = 20$ и $m_t = \frac{T}{t} = 0,1$. Кубическая нелинейность аппроксимировалась кусочно-линейной функцией, состоящей из 17 отрезков. Погрешность аппроксимации не превышала 0,5% напряжения насыщения операционных усилителей МН-7 $U_s = 100$ В. Осциллограмма сигнала $x_i = \sigma$ в установившемся режиме представлена на рис. 3,б. Графики рис. 3,а и б имеют аналогичную форму. Укажем расчетные (в числителе) и экспериментальные (в знаменателе) значения частот первой гармоники ω_1 и амплитуд экстремумов h_1 , h_2 и h_3 (см. рис. 3,а): $\omega_1 = 0,645/0,603$; $m_1 = 1,48/1,30$; $h_2 = 0,61/0,55$; $h_3 = 1,44/1,22$.

Некоторое расхождение между расчетными результатами и данными моделирования можно объяснить относительно высокой амплитудой третьей гармоники $\Delta \sigma_3 / \sigma_1 = 0,44$. При обосновании расчетного метода предполагалось, что высшая гармоническая составляющая является величиной первого порядка малости.

ниже будет показано, что э. д. с. самоиндукции якоря, наведенные высшими пространственными гармониками поля от основной гармоники м. д. с., оказывают влияние на основную временную гармонику тока, т. е. должны учитываться при рассмотрении основных явлений в машине.

При перемещении явнополюсного ротора относительно симметричного статора в обмотке последнего возникают особые явления, обусловленные изменением индуктивных параметров во времени, которые можно назвать параметрическими. Их суть сводится к тому, что э. д. с. данной частоты вызывает появление в обмотке токов не только той же, но и других возможных частот и, наоборот, токи одной частоты наводят э. д. с. не только той же, но и других возможных частот.

Классическая теория синхронных машин не учитывает параметрические явления. Гармоники поля якоря, порядок которых не равен порядку создавшей их гармоники м. д. с. и которые в синхронном режиме наводят э. д. с. самоиндукции высших гармоник, не учитываются, так как влияние этих э. д. с. на основную гармонику тока не усматривается. Этому в немалой степени способствовало рассмотрение явлений в координатах, неподвижных относительно несимметричного ротора, при переходе к которым уравнения машины с переменными параметрами преобразуются в уравнения с постоянными параметрами, что существенно упрощает описание явлений в машине. Однако при этом «теряются из виду» физические процессы, связанные с изменением параметров во времени, т. е. параметрические явления.

В настоящей статье предпринимается попытка уточнения теории явнополюсных синхронных машин, связанного с выявлением действительно взаимных явлений между статором и ротором, а также с учетом параметрических явлений в статорной обмотке.

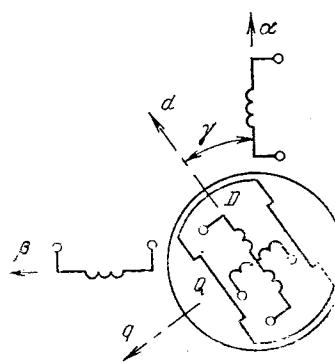
Для общности будет рассматриваться асинхронный режим работы: скорость вращения ротора волях синхронной равна v . Основной режим

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Теория автоматического управления. Ч. П. Под ред. А. В. Нетушила. — М.: Высшая школа, 1972.
2. Fitts R. Two counterexamples to Aizerman's conjecture. — IEEE Trans. on Automatic Control, 1966, vol. 11, № 3.
3. Попов Е. П., Пальтов И. П. Приближенные методы исследования нелинейных автоматических систем. — М.: Физматгиз, 1960.
4. Бессекерский В. А., Попов Е. П. Теория систем автоматического регулирования. — М.: Наука, 1972.
5. Шомло Я. Обобщенный метод для исследования систем с кусочно-линейными характеристиками. Уточнение первого приближения периодического решения. — Автоматика и телемеханика. 1966, № 10.
6. Современные методы проектирования САУ. Под общ. ред. Б. Н. Петрова, В. В. Соловьевика и Ю. П. Топчева. — М.: Машиностроение, 1967.

[26.01.81]

Рис. 1. Принципиальная схема рассматриваемой машины.



работы — двигательный, статор питается от источника симметричной системы напряжений. Статорная обмотка α, β представляет собой симметричную двухфазную систему (рис. 1). Ротор имеет несимметричные обмотки D и Q . Полюса ротора симметричны относительно осей d и q , но имеют произвольную конфигурацию в пределах одного квадранта, в соответствии с чем кривая магнитной проводимости имеет произвольный гармонический состав:

$$\lambda(x) = \sum_{k=0, 2, 4, \dots} \lambda^{(k)} \cos k \frac{\pi}{\tau} x. \quad (1)$$

Пространственная координата x неподвижна относительно ротора, начало отсчета находится на оси d :

В дальнейшем будут введены в рассмотрение две удельные магнитные проводимости $\lambda_d(x)$ и $\lambda_q(x)$ — проводимости для полных потоков статора соответственно по осям d и q . В некоторых случаях (например, в реактивных микродвигателях) эти проводимости в одних и тех же точках зазора существенно отличаются друг от друга. Соответствующие удельные проводимости для потоков взаимоиндукции будем обозначать дополнительным индексом m ($\lambda_{md}, \lambda_{mq}$).

Индукция магнитного поля в каждой точке зазора по методу удельной магнитной проводимости [Л. 7, 8] определяется произведением м. д. с., действующей по данной оси, на соответствующую магнитную проводимость:

$$B(x) = F(x) \lambda(x). \quad (2)$$

При наличии магнитной асимметрии, когда удельная магнитная проводимость зависит от пространственной координаты, любая гармоника м. д. с. создает целый спектр гармоник поля, и в этом случае каждую гармонику поля и соответствующие ей величины удобно обозначать двумя номерами, первый из которых указывал бы на номер гармоники поля, а второй — на номер создавшей ее гармоники м. д. с.

Можно показать, как это сделано в [Л. 9], что взаимные индуктивности между фазой статора S ($S=\alpha$ или β) и фазой R ротора ($R=D$ или Q), обусловленные (i, v) -й гармоникой поля статора и (v, i) -й гармоникой поля ротора, одинаковы:

$$L_{RS}^{iv} = L_{SR}^{vi} \quad (3)$$

Все гармоники поля, созданные v -й гармоникой м. д. с. статора, наводят в роторе э. д. с. частоты $(1-vv)\omega$, где ω — частота сети. Поэтому целесообразно ввести понятие результирующей взаимной индуктивности, обусловленной всеми

гармониками поля статора от v -й гармоники м. д. с.:

$$L_{RS}^{v\Sigma} = \sum_i L_{RS}^{iv}. \quad (4)$$

Характер же действия поля ротора на статор, наоборот, определяется только порядком гармоники индукции и не зависит от номера гармоники возбуждающей м. д. с. Поэтому целесообразно рассматривать результирующую взаимоиндуктивность, обусловленную данной гармоникой поля ротора, создаваемой всеми гармониками его м. д. с.:

$$L_{SR}^{v\Sigma} = \sum_i L_{SR}^{vi}. \quad (5)$$

Из (3) — (5) вытекает:

$$L_{RS}^{v\Sigma} = L_{SR}^{v\Sigma}. \quad (6)$$

Это соотношение является формулировкой принципа взаимности, которую целесообразно использовать при описании процессов в машинах с магнитной асимметрией вторичной стороны. Она указывает на то, что действие всех гармоник полей статора, возбужденных его v -й гармоникой м. д. с., и действие v -й гармоники поля ротора, созданных всеми гармониками его м. д. с., являются взаимными.

Из соотношений (3) и (6) следует, в частности, что явления, обусловленные $(1, 1)$ -й гармоникой поля якоря и $(1, \Sigma)$ -й гармоникой поля возбуждения, которые рассматриваются в традиционной теории синхронных машин, не являются взаимными.

Установление границ взаимных явлений между статором и ротором создает предпосылки к расширению возможностей метода гармонического анализа машин с магнитной асимметрией: вместо одной пространственной гармоники одновременно может учитываться целый спектр гармоник (в общем случае — бесконечный).

Однако разные гармоники полей статора от данной гармоники м. д. с. наводят в нем в отличие от ротора э. д. с. разных частот, которые следует учитывать в соответственно разных уравнениях напряжений статора, и возможность одновременного учета этих гармоник полей предстоит еще доказать.

Машина, представленная на рис. 1, имеет обращенную конструкцию по сравнению с той, которая рассматривалась в [Л. 9], и при использовании некоторых результатов работы [Л. 9] здесь достаточно изменить знак перед углом γ . Так, для индуктивностей фазы α , обусловленных (i, v) -й гармоникой поля симметричной статорной обмотки (α, β) , можно записать на основании выражений (10) из [Л. 9]:

$$\left. \begin{aligned} L_{\alpha\alpha}^{iv} &= L_0^{iv} \cos(i-v)\gamma + L_2^{iv} \cos(i+v)\gamma; \\ L_{\alpha\beta}^{iv} &= -L_0^{iv} \sin(i-v)\gamma + L_2^{iv} \sin(i+v)\gamma. \end{aligned} \right\} \quad (7)$$

где $\gamma = v\omega t + \gamma_0$, v — относительная скорость ротора, γ_0 — начальный угол между осями α и d ;

$$L_{0,2}^{iv} = \frac{4\pi l \omega^2 a}{\pi^2 p} \frac{k_{\alpha\alpha}^{(i)} k_{\alpha\alpha}^{(v)}}{iv} \lambda_{0,2}^{iv}. \quad (8)$$

Здесь и в дальнейшем индексы, разделенные запятой, должны использоваться поочередно; $k_{aa}^{(i)}$, $k_{aa}^{(v)}$ — обмоточные коэффициенты статорной обмотки; $i = i' \sin i' \frac{\pi}{2}$, $v = v' \sin v' \frac{\pi}{2}$; i' и v' — абсолютные значения номеров гармоник;

$$\lambda_0^{i_v} = \frac{1}{2} (\lambda_d^{i_v} + \lambda_q^{i_v}); \quad \lambda_2^{i_v} = \frac{1}{2} (\lambda_d^{i_v} - \lambda_q^{i_v}); \quad (9)$$

$$\lambda_d^{i_v} = \frac{1}{2} (\lambda_d^{i_v-v} + \lambda_d^{i_v+v}); \quad \lambda_q^{i_v} = \frac{1}{2} (\lambda_q^{i_v-v} - \lambda_q^{i_v+v}). \quad (10)$$

Здесь $|i \mp v|$ — номера гармоник соответствующих удельных магнитных проводимостей, причем

$$\lambda_d^{i_v-v} = \begin{cases} \lambda_d^{i_v-v} & \text{при } i \neq v, \\ 2\lambda_d^{(0)} & \text{при } i = v. \end{cases}$$

Аналогичные значения принимает и $\lambda_q^{i_v-v}$. Эквивалентные проводимости $\lambda_d^{i_v}$ и $\lambda_q^{i_v}$ имеют по две составляющие в соответствии с тем, что каждая гармоника м. д. с. дает в любой гармонике индукции две составляющие за счет воздействия на две гармоники проводимости, номера которых определяются суммой или разностью номеров гармоник индукции и м. д. с.

Согласно (7) индуктивности статора изменяются во времени, так как v является функцией времени. Это приводит к параметрическим явлениям, следствием которых является возникновение токов и э. д. с. статора разных частот, и к взаимной связи между ними.

В фазах статора при их питании симметричной системой напряжений частоты ω и при явнополюсности ротора за счет действия различных гармонических собственных полей статора и полей ротора развивается целый спектр временных гармоник токов. Частота токов статора в общем случае

$$\omega_{f,b}^{(J)} = (1 - Jv)\omega.$$

Токи каждой частоты образуют симметричные системы в фазах статора:

$$\left. \begin{aligned} i_{a(f,b)}^{(J)} &= \sqrt{2} I_{f,b}^{(J)} \cos [(1 - Jv)\omega t - \varphi_{f,b}^{(J)}]; \\ i_{b(f,b)}^{(J)} &= \pm \sqrt{2} I_{f,b}^{(J)} \sin [(1 - Jv)\omega t - \varphi_{f,b}^{(J)}]. \end{aligned} \right\} \quad (11)$$

Здесь верхний знак и индекс « f » относятся к токам, имеющим то же чередование фаз, что и питающие напряжения; нижний знак и индекс « b » относятся к токам обратного чередования.

Токи частоты $(1 - Jv)\omega$ назовем токами J -го порядка. Числа J для двухфазных машин могут принимать следующие значения:

$$J = \begin{cases} J_f = 0, \pm 4, \pm 8, \dots \text{ для } i_f^{(J)}; \\ J_b = \pm 2, \pm 6, \pm 10, \dots \text{ для } i_b^{(J)}. \end{cases} \quad (12)$$

Рассмотрим явления в статоре, обусловленные только его полями. Потокосцепление (i, v) -й гар-

моники статорного поля, созданного токами J -го порядка, с фазой a

$$\Psi_{aS}^{i_v} = L_{aa}^{i_v} i_a^{(J)} + L_{ab}^{i_v} i_b. \quad (13)$$

Подставляя сюда выражения (7) и (11), получаем:

$$\Psi_{f,b}^{i_v} = \sqrt{2} I_{f,b}^{(J)} L_0^{i_v} \cos \{[1 - (J \mp i \pm v)] \omega t - \varphi_{f,b}^{(J)} \pm (i - v) \gamma_0\} + \sqrt{2} I_{b,f}^{(J)} L_2^{i_v} \cos \{[1 - (J \mp i \mp v)] \omega t - \varphi_{f,b}^{(J)} \pm (i + v) \gamma_0\}. \quad (14)$$

Для потокосцепления прямого чередования фаз следует использовать верхние знаки и первые нижние индексы у токов, т. е. вторая составляющая потокосцепления прямого чередования создается за счет токов обратного чередования и наоборот. В этом можно было бы убедиться, рассмотрев потокосцепления фазы β .

Из выражения (18) можно установить, что потокосцепления будут иметь частоту $(1 - Nv)\omega$, если их первые составляющие созданы за счет вращающихся в ту же сторону, что и м. д. с. (согласных) гармоник поля порядков

$$i_0 = \mp (N - J) + v, \quad (15)$$

а вторые — за счет встречных гармоник поля порядков

$$i_2 = \mp (N - J) - v. \quad (16)$$

Следовательно, для токов статора произвольного J -го порядка и любой v -й гармоники м. д. с. можно найти такие гармоники поля (порядков i_0 и i_2), создаваемые v -й гармоникой м. д. с., которые будут наводить в обмотке статора э. д. с., имеющие составляющие заданного N -го порядка.

Комплексное значение результирующего потокосцепления частоты $(1 - Nv)\omega$

$$\Psi_{f,b}^{(N)} = e^{-iN\gamma_0} \sum_j (I_{(f,b)e}^{(j)} L_0^{Nj} + I_{(b,f)e}^{(j)} L_2^{Nj}). \quad (17)$$

$$\text{Здесь } I_{(f,b)e}^{(j)} = I_{f,b}^{(j)} e^{iN\gamma_0};$$

$$L_0^{Nj} = \sum_v L_0^{i_v}, \quad i_v \text{ — из (15)}; \quad L_2^{Nj} = \sum_v L_2^{i_v}, \quad i_v \text{ — из (16)}. \quad (18)$$

Эти эквивалентные индуктивности учитывают сразу целые спектры м. д. с. и полей.

Из выражения (17) вытекает, что на э. д. с. данной частоты оказывают влияние токи всех частот, что можно рассматривать в качестве следствия параметрических явлений. При равномерном зазоре все $L_2^{i_v} = 0$, а $L_0^{i_v} \neq 0$ только при $i_v = v$; в случае, как следует из (15), J должно быть равно N , т. е. э. д. с. будет зависеть от тока только той же частоты, взаимное влияние токов и э. д. с. разных частот отсутствует.

Комплексное уравнение напряжения статора произвольного N -го порядка при учете только полей статора:

$$\dot{U}_{(f,b)e}^{(N)} = I_{(f,b)e}^{(N)} r_s + j(1 - Nv) \sum_j (I_{(f,b)e}^{(j)} X_0^{Nj} + I_{(b,f)e}^{(j)} X_2^{Nj}). \quad (19)$$

Здесь

$$X_{0,2}^{NJ} = \omega L_{0,2}^{NJ}.$$

Обычно все $U_{f,b}^{(N)} = 0$ и только $\dot{U}_f^{(0)} = \dot{U}$ (напряжение сети частоты ω).

Уравнения вида (19) могут быть записаны для любого числа напряжений и токов различных частот. Параметры полученной таким образом системы уравнений могут рассматриваться как общий случай системы параметров статора, позволяющей учесть произвольное число гармонических м. д. с. и полей.

Рассмотрим основные свойства этих параметров. Если спектры учитываемых гармоник м. д. с. и индукций одинаковы, то

$$X_0^{NJ} = X_0^{NN}. \quad (20)$$

Например, при учете первых пяти гармонических (как i так и v принимают значения 1, -3, 5, -7, 9):

$$X_0^{2,6} = \Sigma_v x_0^{-4+v, v} = x_0^{-3,1} + x_0^{-7,-3} + x_0^{1,5} + x_0^{5,9};$$

$$X_0^{6,2} = \Sigma_v x_0^{4+v, v} = x_0^{5,1} + x_0^{1,-3} + x_0^{9,5} + x_0^{-3,-7}.$$

Так как $x_0^{i,v} = x_0^{v,i}$, что следует из (8) - (10), то $X_0^{2,6} = X_0^{6,2}$. «Собственные» индуктивные сопротивления, определяющие э. д. с. той же частоты, что и ток

$$X_0^{NN} = X_0^{JJ} = \Sigma_v x_0^{vv}. \quad (21)$$

Знаки в (15) и (16) определяются последовательностью чисел, к которой относится индекс N в X_0^{NJ} и X_2^{NJ} . Если $N = N_f$, то используются верхние знаки. Верхние индексы N и J в X_2^{NJ} обязательно относятся к разным последовательностям. Поэтому при изменении порядка индексов одновременно должен меняться используемый в (16) знак; в результате оказывается, что

$$X_2^{NJ} = X_2^{NN} \quad (22)$$

При определенных допущениях систему уравнений и параметров статора можно упростить. Так, если в уравнениях вида (19) просто отбросить все токи, кроме тока частоты сети $\dot{I}_f^{(0)}$ и тока $\dot{I}_b^{(2)}$ частоты $(1-2v)\omega$, которая в синхронном режиме тоже превращается в частоту сети, то остается пара уравнений:

$$\left. \begin{aligned} \dot{U}_f^{(0)} &= \dot{I}_f^{(0)} r_s + j (\dot{I}_f^{(0)} X_0^{00} + \dot{I}_{be}^{(2)} X_2^{02}); \\ \dot{U}_{be}^{(2)} &= \dot{I}_{be}^{(2)} r_s + j (1-2v) (\dot{I}_{bc}^{(2)} X_0^{22} + \dot{I}_f^{(0)} X_2^{20}). \end{aligned} \right\} \quad (24)$$

От этих уравнений можно перейти к уравнениям в осях d, q , неподвижных относительно ротора, если учесть, что

$$\dot{U}_f = \frac{1}{2} (\dot{U}_d + j \dot{U}_q) e^{j\pi_0};$$

$$\dot{U}_b = \frac{1}{2} (\dot{U}_d - j \dot{U}_q) e^{-j\pi_0}.$$

Аналогичные соотношения справедливы для токов. Уравнения в осях d, q имеют общеизвестный вид; если в качестве исходных принимаются уравнения (24), то параметры статора по осям d и q

$$\left. \begin{aligned} x_d &= X_0^{00} + X_2^{02} = \Sigma_v (x_0^{vv} + x_2^{2-v, v}); \\ x_q &= X_0^{00} - X_2^{02} = \Sigma_v (x_0^{vv} - x_2^{2-v, v}). \end{aligned} \right\} \quad (25)$$

Эти параметры близки к тем, которые получены в [Л. 6] при учете действия высших гармоник м. д. с. и полей. Отличия заключаются в следующем:

в параметры по (25) введены и индуктивности рассеяния статора, так как в общем случае проводимость для поля рассеяния статора может зависеть от положения паза статора относительно полюсов ротора и должна, как и проводимость для поля взаимной индукции, рассматриваться в роторной координате;

формулы (25) при использовании (8) - (10) учитывают возможные различия между $\lambda_d(x)$ и $\lambda_q(x)$ в данной точке зазора и поэтому по сравнению с [Л. 6] носят более общий характер; в частности, в x_0^{vv} учитываются гармонические составляющие проводимостей с номером $k=2v$ в виде $(\lambda_d^{(2v)} - \lambda_q^{(2v)})$, а в $x_2^{2-v, v}$ - с номером $k=(2-2v)$; эти составляющие не могли быть учтены в [Л. 6].

Хотя параметры (25) учитывают высшие гармоники м. д. с. и полей, уравнения (24) по своей структуре соответствуют учету только первой гармоники поля, созданной первой же гармоникой м. д. с.

В условиях магнитной асимметрии ротора действие только одной гармонической м. д. с. статора приводит к возникновению целого спектра гармоник поля и токов всех возможных частот. Особое значение имеют токи и э. д. с. частот ω и $(1-2vv)\omega$, где v - номер гармоники м. д. с. Согласно (14) э. д. с. именно этих частот наводятся первичным ($J=0$) током при $i=v$. Эти э. д. с. имеют наибольшие значения, так как они пропорциональны соответственно L_0^{vv} и L_2^{vv} , зависящим от постоянных составляющих удельных проводимостей по направлениям d и q , $\lambda_d^{(0)}$ и $\lambda_q^{(0)}$:

$$\lambda_0^{vv} = \lambda_d^{(0)} + \lambda_q^{(0)} + \frac{1}{2} (\lambda_d^{(2v)} - \lambda_q^{(2v)});$$

$$\lambda_2^{vv} = \lambda_d^{(0)} - \lambda_q^{(0)} + \frac{1}{2} (\lambda_d^{(2v)} + \lambda_q^{(2v)}).$$

Интересно, что э. д. с. и токи частоты $(1-2vv)\omega$ имеют место и в случае равномерного зазора, но при $\lambda_d^{(0)} \neq \lambda_q^{(0)}$ (например, при наличии специальных внутренних пазов, как в синхронных реактивных двигателях [Л. 10]).

При учете действия первой гармоники м. д. с. основное значение приобретают токи, вошедшие в уравнения (24). Однако способ получения уравнений (24) (простое отбрасывание всех членов с неучитываемыми токами) нельзя признать теоретически оправданным. Ведь параметрические явления приводят к взаимному влиянию всех токов, и

действие всех отбрасываемых токов па напряжения учитываемых частот эквивалентно какому-то определенному действию учитываемых токов, которое можно установить с помощью уравнений напряжений отбрасываемых частот, куда тоже входят учитываемые токи.

Рассмотрим действие v -й гармоники м. д. с. статора независимо от других гармонических. При этом

$$X_0^{Nv} = x_0^{i_0, v}; X_2^{Nv} = x_2^{i_2, v}, \quad (26)$$

i_0 и i_2 — из (15) и (16).

Попытаемся учесть действие всех токов на напряжения основных для v -й гармоники м. д. с. частот ω и $(1-2vv)\omega$ с помощью токов только тех же частот. На основании (19) можно записать уравнения напряжений любых частот. При рассмотрении действия данной v -й гармоники м. д. с. будем пренебречь падением напряжения только от дополнительных токов на активном сопротивлении статора:

$$I_{f, b}^{(N)} r_s = 0, \text{ если } N \neq 0, N \neq 2v. \quad (27)$$

Складывая при этом допущении все уравнения напряжений вида (19) (отдельно для каждого чередования фаз), получим:

$$\begin{aligned} \dot{U}_f^{(0)} &= I_f^{(0)} r_s + j(I_f^{(0)} x_0^{\Sigma v} + I_{be}^{(2v)} x_2^{\Sigma v}) + \\ &+ j \sum_j (I_{fe}^{(j)} x_0^{\Sigma v} + I_{be}^{(j)} x_2^{\Sigma v}); \end{aligned} \quad (28)$$

$$\begin{aligned} J_f \neq 0 & \quad J_b \neq 2v \\ 0 &= I_{be}^{(2v)} \frac{r_s}{1-2vv} + j(I_{be}^{(2v)} x_0^{\Sigma v} + I_f^{(0)} x_2^{\Sigma v}) + \\ &+ j \sum_j (I_{be}^{(j)} x_0^{\Sigma v} + I_{fe}^{(j)} x_2^{\Sigma v}). \end{aligned} \quad (29)$$

$J_b \neq 2v \quad J_f \neq 0$

Здесь отделены от остальных падения напряжения от основных токов $I_f^{(0)}$ и $I_b^{(2v)}$.

За счет суммирования по N появились параметры

$$x_0^{\Sigma v} = \sum_N x_0^{i_0, v} = \sum_i x_0^{i_v}; \quad (30)$$

$$x_2^{\Sigma v} = \sum_N x_2^{i_2, v} = \sum_i x_2^{i_v}, \quad (31)$$

которые в уравнениях (28) и (29) будут одинаковыми для токов всех порядков при достаточно большом числе суммируемых уравнений. Если теперь сложить все уравнения одинаковых последовательностей, не включая в сумму уравнения для основных напряжений ($N=0$ и $N=2v$), то при допущении (27) и достаточно большом числе уравнений получим:

$$\begin{aligned} 0 &= \sum_j (I_{fe}^{(j)} x_0^{\Sigma v} + I_{be}^{(j)} x_2^{\Sigma v}), \\ 0 &= \sum_j (I_{be}^{(j)} x_0^{\Sigma v} + I_{fe}^{(j)} x_2^{\Sigma v}) \end{aligned} \quad \left. \begin{array}{l} \text{при } J_f \neq 0, J_b \neq 2v. \end{array} \right\} \quad (32)$$

Из (28), (29) и (32) следует, что

$$\dot{U}_f^{(0)} = I_f^{(0)} r_s + j(I_f^{(0)} x_0^{\Sigma v} + I_{be}^{(2v)} x_2^{\Sigma v}); \quad (33)$$

$$0 = I_{be}^{(2v)} \frac{r_s}{1-2vv} + j(I_{be}^{(2v)} x_0^{\Sigma v} + I_f^{(0)} x_2^{\Sigma v}). \quad (34)$$

Здесь появились индуктивные сопротивления, обусловленные всеми гармониками поля, создаваемыми v -й гармонической м. д. с. статора. Именно путем введения этих параметров удается приблизенно учесть влияние токов всех частот на э. д. с. частот ω и $(1-2vv)\omega$. Эти же гармоники поля статора согласно полученной ранее формулировке принципа взаимности должны учитываться и при рассмотрении действия v -й гармоники м. д. с. статора на ротор.

Полученный результат позволяет перейти к рассмотрению действительно взаимных явлений между статором и ротором, для чего вместо традиционных параметров статора следует ввести новые параметры. Так, при рассмотрении действия основной гармоники м. д. с. ($v=1$) и учете только двух токов $I_f^{(0)}$ и $I_b^{(2)}$, которые в синхронном режиме сливаются в общий ток частоты сети, к основным явлениям в машине следует отнести действие всего созданного основной гармоникой м. д. с. спектра гармоник поля как на ротор, так и на сам статор. В соответствии с этим нужно рассматривать новые индуктивные сопротивления статора по осям d и q :

$$\left. \begin{array}{l} x_d^{\Sigma 1} = x_0^{\Sigma 1} + x_2^{\Sigma 1} = x_d + \sum_{i \neq 1} x_d^{i 1}; \\ x_q^{\Sigma 1} = x_0^{\Sigma 1} - x_2^{\Sigma 1} = x_q + \sum_{i \neq 1} x_q^{i 1}, \end{array} \right\} \quad (35)$$

где $x_d = x_d^{1, 1}$, $x_q = x_q^{1, 1}$ — обычные синхронные индуктивные сопротивления.

Вместо обычного индуктивного сопротивления реакции якоря по продольной оси x_{ad} должно быть введено сопротивление, обусловленное всем полем в зазоре от первой гармоники м. д. с.:

$$x_{md} = x_{ad} + \sum_{i \neq 1} x_{md}^{i 1}, \quad (36)$$

где

$$x_{ad} = x_{md}^{1, 1}; x_{md} = x_{md}^{\Sigma 1}.$$

Выражение для x_{md} можно представить обычным образом:

$$x_{md} = 4mf \frac{\mu_0 \tau l}{\pi p k_b k_{ad} \delta} (w_a k_{oa}^{(1)})^2 k_{md}, \quad (37)$$

где

$$k_{md} = k_{md}^{\Sigma 1} = \sum_i (k_{oa}^{(i)} / i k_{oa}^{(1)}) \bar{\lambda}_{md}^{i 1} = k_{ad} + \sum_{i \neq 1} k_{md}^{i 1}, \quad (38)$$

$k_{ad} = k_{md}$ — обычный коэффициент формы поля продольной реакции якоря;

$$\bar{\lambda}_{md}^{i 1} = \lambda_{md}^{i 1} / \lambda_m; \lambda_m = \frac{\mu_0}{\delta_{\min}}.$$

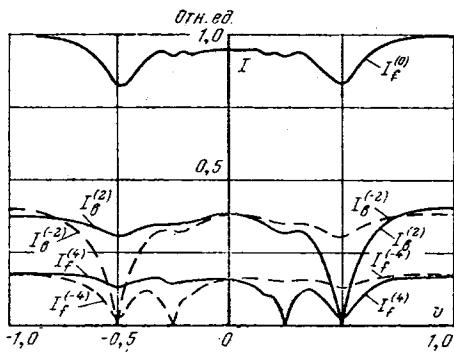


Рис. 2. Зависимости токов различных частот при симметричном синусоидальном питании и отсутствии контуров на роторе от его относительной скорости.

Аналогичные выражения могут быть записаны и для индуктивного сопротивления реакции якоря по поперечной оси x_{mq} и соответствующего ему коэффициента k_{mq} .

Выражения для параметров обмотки возбуждения (присвоим ей индекс «F») определяются обычным образом, так как и в общепринятой теории учитывается первая гармоника поля, созданная всей реальной кривой м. д. с. обмотки, в наших обозначениях — $(1, \Sigma)$ -е поле. Целесообразно только несколько изменить определение коэффициента формы поля обмотки возбуждения, приведя его в соответствие с определением соответствующих коэффициентов для обмотки якоря. Для этого введем понятие обмоточных коэффициентов сосредоточенной обмотки возбуждения, находящейся на полюсах, считая, что ее намагничивающая сила распределена по закону трапеции [Л. 8]. Амплитуда i -й гармоники н. с.

$$F_F^{(i)} = \frac{2}{\pi} \frac{w_F k_{oF}^{(i)}}{pi} i_F,$$

где

$$k_{oF}^{(i)} = \frac{\sin i\alpha_F}{i\alpha_F}$$

можно рассматривать как обмоточный коэффициент (коэффициент формы м. д. с.) обмотки возбуждения по i -й гармонике м. д. с.; $\alpha_F = (1 - \alpha_\delta) \frac{\pi}{2}$; α_δ —

угол, соответствующий ширине полюса, измеренной вдоль окружности зазора.

Сопротивление взаимоиндукции обмотки возбуждения с фазой статора от $(\Sigma, 1)$ -го поля ста-

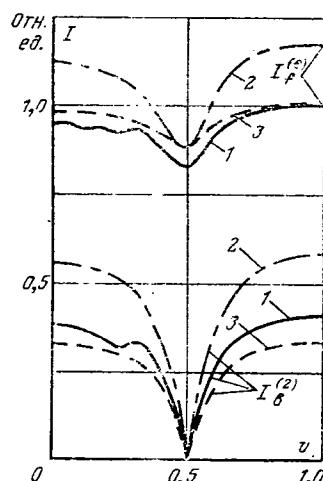


Рис. 3. Токи основных двух частот статора.

1 — рассчитанные из системы уравнений вида (19); 2 — из системы вида (24) с использованием традиционных параметров; 3 — из той же системы с использованием предлагаемых по (35) параметров.

гора или $(1, \Sigma)$ -го поля возбуждения

$$x_{Fd}^{\Sigma 1} = x_{dF}^{\Sigma 1} = 8f \frac{\mu_0 \tau l}{\pi p k_F k_{md} \delta} w_a k_{od}^{(1)} w_F k_{0F}^{(1)} k_F, \quad (39)$$

где

$$k_F = k_F^{1\Sigma} = \Sigma_i (k_{0F}^{(i)} / i k_{0F}^{(1)}) \bar{\lambda}_{md}^{(1)} = \frac{\pi}{4} \frac{k_f}{k_{0F}^{(1)}}, \quad (40)$$

k_f — обычный коэффициент формы поля возбуждения.

Выражение для k_F , в отличие от k_f , аналогично выражениям для k_{md} и k_{mq} . При этом для случая равномерного зазора значения всех трех коэффициентов обращаются в единицу.

Приведенное к обмотке статора значение $x_{dF}^{\Sigma 1}$ станет равным x_{md} , если в коэффициент приведения ввести отношение коэффициентов форм полей продольной реакции якоря и возбуждения.

В соответствии с полученными в статье результатами можно уточнить и расчет параметров демпферной обмотки, учитывая влияние на основную гармонику поля не только основной гармоники м. д. с., как обычно принимается, а сразу всей реальной кривой м. д. с. обмотки.

Приведем результаты расчета токов статора двигателя с явнополюсным ротором, не имеющем обмоток. Зазор под полюсом постоянный, относительная ширина полюса $b_\pi / \tau = 0,6$. Отношение $r_s / x_d^{1,1} \approx 0,1$; такое соотношение характерно для двигателей небольшой мощности. Обмотка статора диаметральная, число пазов на полюс и фазу равно единице. Учитывались гармоники м. д. с. и полей от первой до пятнадцатой.

На рис. 2 представлены зависимости первых пяти токов статора разных частот от скорости ротора, полученные путем решения системы из семи уравнений вида (19), а на рис. 3 — кривые первых двух токов, рассчитанные при различных допущениях.

Анализируя результаты примера расчета, можно отметить следующее.

1. Значения токов, частоты которых отличаются от частоты напряжения питания, могут достигать заметных величин. Особое значение эти токи имеют при $v=0$, когда частота всех их становится равной частоте сети.

2. Соотношение между традиционными параметрами по двум осям может существенно отличаться от аналогичного соотношения между предлагаемыми параметрами. Так, в рассмотренном примере

$$\frac{x_d^{1,1}}{x_q^{1,1}} = 3,1, \text{ а } \frac{x_d^{\Sigma 1}}{x_q^{\Sigma 1}} = 2.$$

Это соотношение оказывает большое влияние на характеристики синхронного режима.

3. Расчет основных двух токов по упрощенной системе уравнений вида (24), которой соответствует классическая теория, с помощью предлагаемых параметров (кривые 3, рис. 3) по сравнению с расчетом с использованием обычных параметров (рис. 3, кривые 2) значительно ближе к расчету по полной системе уравнений (кривые 1).

Новый принцип вентильно-механической коммутации постоянного тока

ЛОМАКИН В. А., канд. техн. наук

Азербайджанский институт нефти и химии

Для повышения предельного использования по мощности и коммутационной устойчивости машин постоянного тока можно использовать управляемые полупроводниковые коммутаторы, работающие совместно с механическим коллектором специальной конструкции [Л. 1 и 2].

В статье рассматривается новая схема вентильно-механического коммутатора, отличающаяся от известных [Л. 1 и 2] новым принципом коммутации, простотой и меньшей установленной мощностью полупроводниковых элементов. Последнее обеспечивается благодаря загрузке этих элементов неполным током машины. Главное внимание уделяется анализу электромагнитных процессов, который раскрывает основные характеристики схемы и дает возможность определить параметры и установленную мощность элементов вентильного переключателя машины.

На рис. 1 представлена принципиальная схема блока вентильного переключателя, связанного с одной группой щеток положительной полярности. В многополюсной машине число таких блоков равно числу пар полюсов $2p$.

При работе машины скользящие контакты перемещаются по рабочей поверхности коллектора слева направо. Положение основного контакта 8 в различные моменты времени изображено на рис. 2,в. До момента времени t_1 ток нагрузки $2i_b$ протекает от положительного зажима источника через основной контакт 8 и проводящую пластину 3. Все тиристоры заперты, конденсатор заряжен до начального напряжения U_{01} , полярность которого обозначена на рис. 1 в скобках. В момент времени t_1 с устройства управления 14 подаются сигналы на включение тиристора 16. При этом конденсатор 15 начинает разряжаться через секцию обмотки якоря, связанную с пластинами 3 и 4, по контуру: 15—10—4—секция—3—9—16—15. В момент t_2 открывается вспомогательный тиристор 11 и начинается «перехват» общего тока с основного контакта 8 на вспомогательный 9, который заканчивается в момент t_3 (рис. 2,б).

Процесс «перехвата» тока не сопровождается искрением на сбегающем крае основного контакта, так как падение напряжения на нем равно результирующему падению напряжения на открытом ти-

ристоре 11 и контакте 9 при плотности тока на сбегающем крае 8, не вызывающей интенсивный нагрев частиц щетки. Последнее обеспечивается соответствующим выбором вольт-амперных характеристик щеток и вспомогательных тиристоров.

В момент времени t_3 разрядный ток конденсатора $i_p(t)$ достигает значения i_{20} , приблизительно равного значению тока ветви i_b , а напряжение на конденсаторе $U_c(t)$ равно $-U_{02}$, ток в секции $i_c(t)$ близок к нулю (рис. 2,а). В тот же момент времени t_3 включаются тиристоры 12 и 17. Конденсатор перезаряжается по контуру: 15—16—11—12—15. В момент t_4 разрядный ток конденсатора и прямой ток тиристора 16 уменьшаются до нуля. Ток ветви i_{20} «подхватывается» тиристором 12 (i_{12}) и вспомогательным контактом 10 (рис. 2,б). После отключения тиристора 16 разряд конденсатора продолжается по контуру: 15—17—11—12—15. В момент t_5 ток $i_p(t)$ достигает значения $(2i_b - i_{20})$, прямой ток тиристора 11 уменьшается до нуля и он выключается. Напряжение на конденсаторе за время $t_5 - t_4$ изменяется от $-U_{03}$ до $-U_{04}$.

После отключения тиристора 11 ток $(2i_b - i_{20})$ «перебрасывается» в шунтирующий контур, образованный проводящими тиристорами 12, 17 и конденсатором 15. По мере перезаряда конденсатора в коммутируемой секции завершается процесс реверсирования тока $i_c(t)$, который в момент t_7 становится равным i_b . В тот же момент заканчивается перезаряд конденсатора 15 до начального напряжения U_{01} . Коммутационная устойчивость коммутатора определяется временем восстановления запирающих свойств тиристоров 16 и 11 t_b .

В момент времени t_8 основной контакт 8 переходит с изолирующей пластиной 6 на проводящую 4 одной второй частью своей контактной поверхности (рис. 2,в) и шунтирует вспомогательный контакт 10 и проводящий тиристор 12. Ток указанных элементов уменьшается до нуля, а ток основного контакта 8 возрастает до значения $2i_b$. На этом заканчивается полный коммутационный цикл. Следующий коммутационный цикл начинается в момент времени t_9 .

Рассматриваемый коммутационный цикл представляет собой совокупность электромагнитных и электромеханических процессов, зависящих от ре-

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Park R. H. Two-reaction theory of synchronous machines. — Trans. AIEE, 1929, part I, vol. 48; 1933, part II, vol. 52.
2. Рихтер Р. Электрические машины. Т. 2. Синхронные машины и одноякорные преобразователи. — М.; Л.: ОНТИ, 1936.
3. Костенко М. П., Пиотровский Л. М. Электрические машины. Часть II. — М.; Л.: Госэнергоиздат, 1958.
4. Петров Г. Н. Электрические машины. Часть II. — М.; Л.: ГЭИ, 1963.
5. Вольдек А. И. Электрические машины. — М.; Л.: Энергия, 1966.
6. Вольдек А. И. Дифференциальное рассеяние обмотки статора явнополюсной синхронной машины. — Электричество, 1953, № 7.
7. Вольдек А. И. Исследование магнитного поля в воздушном зазоре явнополюсных синхронных машин методом гармонических проводимостей. — Электричество, 1966, № 7.
8. Вольдек А. И., Лахметс Р. А. Магнитная проводимость воздушного зазора и расчет магнитного поля явнополюсных синхронных машин. — Изв. вузов. Электромеханика, 1968, № 6.
9. Ефименко Е. И. Обобщение теории электрических машин с магнитной асимметрией. — Электричество, 1980, № 4.
10. Кононенко Е. В. Синхронные реактивные машины. — М.: Энергия, 1970.

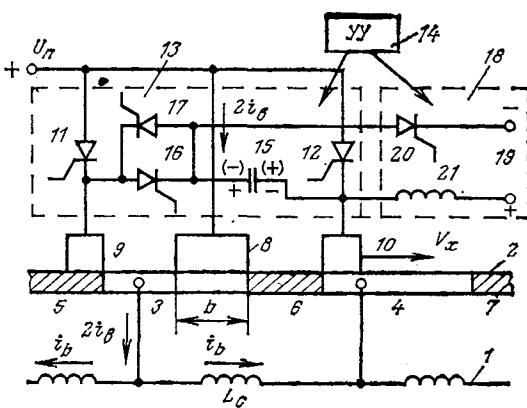


Рис. 1. Принципиальная схема вентильно-механического коммутатора.

жима работы и конструктивных параметров машины и вентильного переключателя.

В соответствии с диаграммами на рис. 2 электромагнитные процессы за время одного коммутационного цикла можно представить в виде четырех временных интервалов длительностью t_1 , t_2 , t_{III} и t_{IV} . Каждому интервалу соответствует определенная схема замещения на рис. 3. При выводе уравнений для разрядных токов и напряжений коммутирующего конденсатора использовалась известная методика [Л. 2]. Первый коммутационный интервал характеризуется уравнениями:

$$i_1(t) = \{ (U_{01} + i_{\text{b}}r_0) / (L_1\omega_1) \} \exp(-a_1 t) \sin(\omega_1 t); \quad (1)$$

$$U_{\text{c1}}(t) = [(U_{\text{01}} + i_s r_{\text{c}})/(\omega_1 \sqrt{L_1 C})] \exp(-a_1 t) \sin(\omega_1 t + \varphi_1) - i_s r_{\text{c}}. \quad (2)$$

Длительность интервала t_1 в общем случае может изменяться в пределах от $\pi/(2\omega_1)$ до π/ω_1 в зависимости от настройки схемы управления 14. Вто-

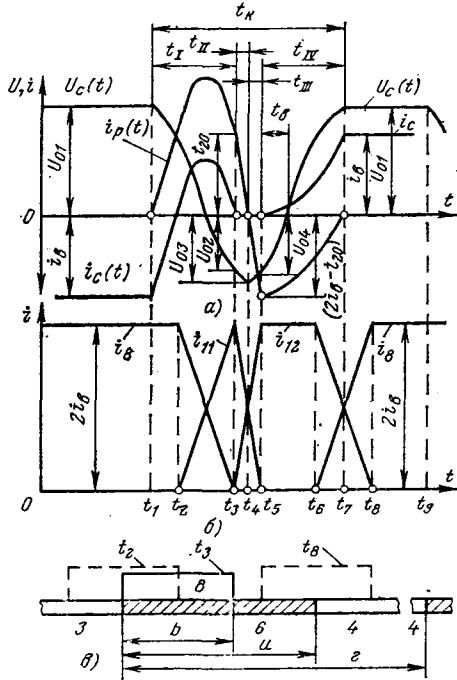


Рис. 2. Диаграммы токов и напряжений в элементах вентильно-механического коммутатора по интервалам коммутации.

рой коммутационный интервал определяется следующими уравнениями:

$$i_2(t) = i_{20} + A_2 \exp(-a_2 t) \sin(\omega_2 t + \varphi_2); \quad (3)$$

$$U_{c2}(t) = U_{02} - A_2 L_0 \{ [-a_2 \sin(\omega_2 t + \varphi_2) - \\ - \omega_2 \cos(\omega_2 t + \varphi_2)] \exp(-a_2 t) + a_2 \sin \varphi_2 + \\ + \omega_2 \cos \varphi_2 \}. \quad (4)$$

Длительность второго интервала t_{II} находится из условия, что $i_2(t_{II}) = i_{20}$, тогда

$$t_{II} = -\varphi_2/\omega_2. \quad (5)$$

Третий коммутационный интервал описывается уравнениями:

$$i_3(t) = [U_{03}/(L_0\omega_3)] \exp(-a_{3t}) \sin(\omega_3 t); \quad (6)$$

$$U_{c_3}(t) = [U_{03}/\omega_3 V \overline{L_0 C}] \exp(-a_3 t) \sin(\omega_3 t + \varphi_3). \quad (7)$$

Длительность третьего интервала t_{III} определяется из условия $i_3(t_{III}) = 2i_b - i_{20}$. Если пренебречь потерями ($a_3 = 0$), то

$$t_{III} = \frac{1}{\omega_3} \arcsin \left[\frac{(2t_B - t_{20})L_0 \omega_3}{U_{03}} \right], \quad (8)$$

В четвертом коммутационном интервале электромагнитные процессы определяются так:

$$i_4(t) = (A_4/\omega_4) \exp(-a_4 t) \sin(\omega_4 t + \varphi_4); \quad (9)$$

$$U_{c4}(t) = U_{04} + (A_4 L_1 / \omega_4) \{ [a_4 \sin(\omega_4 t + \varphi_4) + \omega_4 \cos(\omega_4 t + \varphi_4)] \exp(-a_4 t) - a_4 \sin \varphi_4 - \omega_4 \cos \varphi_4 \}. \quad (10)$$

Длительность четвертого интервала t_{IV} находит-
ся из условия $i_4(t_{IV}) = 0$:

$$t_{\text{IV}} = (\pi - \varphi_4)/\omega_4. \quad (11)$$

Все начальные условия и коэффициенты, входящие в уравнения (1) — (11), приводятся в приложении 1.

Рассмотренная схема вентильно-механического коммутатора, также как и известная схема [Л. 2], может работать в квазиустановившемся режиме, который характеризуется условием

$$U_{c4}(t_{IV}) = U_{01}. \quad (12)$$

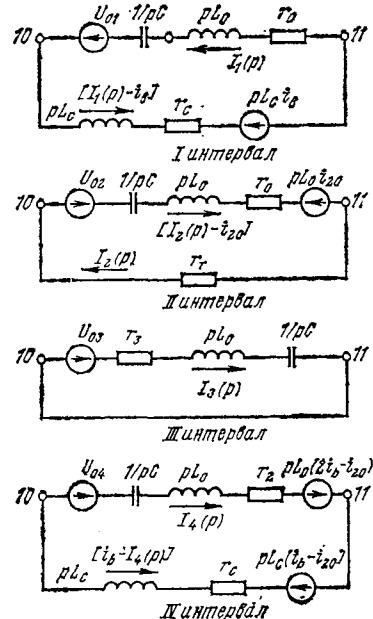


Рис. 3. Операторные схемы замещения для первого — четвертого интервалов коммутационного цикла.

В приложении 2 приводятся результаты расчета электромагнитных процессов, выполненного с помощью ЦВМ «Минск-32» по формулам (1) — (12).

Анализ этих результатов определяет следующие свойства коммутатора.

1. При изменении длительности t_1 в пределах от $\pi/(2\omega_1)$ до π/ω_1 напряжение на коммутирующем конденсаторе возрастает, а ток i_{20} уменьшается.

2. Напряжение на коммутирующем конденсаторе возрастает пропорционально нагрузке за счет энергии коммутируемых секций.

3. Ток i_{20} в квазиустановившемся режиме при всех значениях длительностей t_1 не превышает тока ветви i_b .

Первое свойство схемы можно использовать при выборе оптимального напряжения на конденсаторе, обеспечивающего устойчивую коммутацию и компенсацию потерь в элементах коммутатора в заданных режимах работы машины. Второе свойство подтверждает высокую коммутационную надежность устройства. Третье свойство схемы вытекает из уравнений баланса электрической энергии по интервалам коммутации:

$$U^2_{01} C/2 - U^2_{02} C/2 = i^2_1(t_1) L_1/2 + I^2_{\text{эф}1} r_1 t_1; \quad (13)$$

$$U^2_{02} C/2 - U^2_{03} C/2 = i^2_2(t_{II}) L_0/2 + I^2_{\text{эф}2} r_2 t_{II}; \quad (14)$$

$$U^2_{03} C/2 - U^2_{04} C/2 = i^2_3(t_{III}) L_0/2 + I^2_{\text{эф}3} r_3 t_{III}; \quad (15)$$

$$U^2_{c4}(t_{IV}) C/2 - U^2_{04} C/2 = 2i^2_b L_c/2 - i^2_{20} L_c/2 - I_{\text{эф},c4} r_c t_{IV} + I^2_{\text{эф}4} r_2 t_{IV}. \quad (16)$$

При совместном решении уравнений (13) — (16), принимая $L_0 = 0$, получим:

$$(i^2_b - i^2_{20}) L_c = \sum_{k=1}^3 [I^2_{\text{эф}k} (t_1 + t_{II} + t_{III})] r_k - I^2_{\text{эф}4} r_2 t_{IV} + I^2_{\text{эф},c4} r_c t_{IV}. \quad (17)$$

В уравнениях (13) — (17) $I_{\text{эф}k}$ и r_k — эффективные значения разрядных токов и эквивалентные сопротивления в первом — третьем интервалах; $I_{\text{эф}4}$ и $I_{\text{эф},c4}$ — эффективные значения токов конденсатора и секции в четвертом интервале.

Энергия, теряемая в сопротивлениях контуров, определяется левой частью уравнения (17). Поскольку в реальных схемах всегда существуют потери, то $i_{20} < i_b$. Экспериментальные данные, полученные на макетной установке, которые приводятся в приложении 3, совпадают с основными результатами теоретического исследования и подтверждают достоверность проведенного анализа.

Рассматриваемая схема (рис. 1) в отличие от известной [Л. 2] характеризуется новым способом коммутации, который обеспечивает ей меньшее значение установленной мощности коммутирующего конденсатора. Уравнение (16) для предельного случая $i_{20} = i_b$:

$$U^2_{c4}(t_{IV}) C/2 - U^2_{04} C/2 = i^2_b L_c/2 - I^2_{\text{эф},c4} r_c t_{IV} + I^2_{\text{эф}4} r_2 t_{IV}. \quad (18)$$

В схеме [Л. 2] аналогичный рассмотренному процесс накопления энергии на конденсаторе имеет

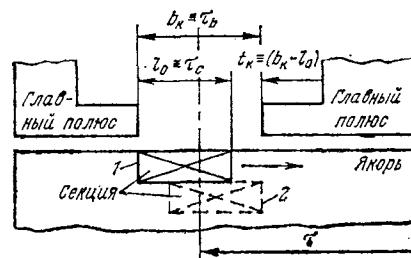


Рис. 4. Расположение коммутируемой секции в нейтральной зоне до начала 1 и после окончания 2 коммутации.

место в третьем интервале, осуществляется он в один этап и для случая $i_{p2}(t_{II}) = i_b$ может быть описан так:

$$U^2_{c3}(t_{III}) C/2 - U^2_{c2}(t_{II}) C/2 = 2i^2_b L_c/2 - I^2_{\text{эф},c3} r_c t_{III}. \quad (19)$$

Из сопоставления (18) и (19) видно, что при прочих равных условиях в первом случае энергия, накапливаемая на конденсаторе, вдвое меньше. Поэтому установленная мощность конденсатора может быть соответственно уменьшена.

Для расчета параметров вентильно-механического коммутатора исходными данными являются: мощность базовой машины P_h ; ее номинальный ток I_h ; число витков якоря w_a ; максимальная скорость вращения n_m ; число полюсов $2p$; коэффициент полюсного перекрытия α .

Вначале определяется время прохождения элементарным проводником зоны коммутации b_k (рис. 4):

$$\tau_b = (1 - \alpha) 60 / (2p n_m). \quad (20)$$

Под элементарным проводником понимается условный проводник, размер которого по ширине паза приближается к нулю. Задаемся временем коммутации

$$t_k = (0,25 - 0,4) \tau_b. \quad (21)$$

Число витков в укрупненной секции

$$w_c = w_a (1 - \alpha) (\tau_b - \tau_k) / (2p \tau_b). \quad (22)$$

Число укрупненных секций или число выводов обмотки

$$k_2 = w_a / w_c. \quad (23)$$

Зная k_2 , тип обмотки и размеры паза, можно рассчитать индуктивность секции L_c . Затем рассчитываются параметры ω_1 , U_{01} и C по формулам:

$$\omega_1 \approx \frac{2\pi}{t_k}; U_{01} = \frac{1,3 \cdot 2,5 I_h}{2p} L_c \omega_1; C = \frac{1}{L_c \omega_1^2}. \quad (24)$$

Выражения (24) являются приближенными, поскольку в них не учитываются эквивалентные сопротивления элементов схемы. Значение U_{01} соответствует напряжению на конденсаторе при максимальной нагрузке по току машины. В соответствии с диаграммами на рис. 2, б средней и эффективный токи наиболее загруженных вентиляй:

$$I_{cp} = i_b [2(u - b) + 0,5b] / z; \quad (25)$$

$$I_{\text{эф}} = \sqrt{[4(u - b) + 0,62b] / z} i_b. \quad (26)$$

В приложении 4 приводится пример расчета вентильно-механического коммутатора.

В заключение следует отметить, что рассмотренную схему вентильно-механического коммутатора

целесообразно применять не только для получения безыскровой работы коллектора, не используя при этом дополнительные полюса в предельных машинах постоянного тока, но и в перспективных крупных машинах, которые смогут иметь характеристику P_n , значительно превышающую достигнутый уровень $2,05 \cdot 10^6$ кВт·об/мин.

Приложение 1. В уравнениях (1) — (11) $U_{01}, U_{02}, U_{03}, U_{04}$ — начальные напряжения на конденсаторе; i_b — ток ветви; $i_{20}=i_1(t_1)$ — разрядный ток в конце первого интервала; $i_1(t), i_2(t), i_3(t), i_4(t)$ — мгновенные значения разрядных токов по интервалам коммутации; $U_{c1}(t), U_{c2}(t), U_{c3}(t), U_{c4}(t)$ — мгновенные значения напряжений; $\omega_1, \omega_2, \omega_3, \omega_4$ — угловые частоты контуров, соответствующих схемам замещения на рис. 3.

В уравнениях (1) — (2): $a_1=r_1/(2L_1)$; $\varphi_1=\arctg(\omega_1/a_1)$; $\omega_1=\sqrt{1/(L_1C)-r^2_1/(4L^2_1)}$; $r_1=r_c+r_0$; $L_1=L_c+L_0$; r_c

L_c — активное сопротивление и индуктивность коммутируемой секции; r_0, L_0 — эквивалентное активное сопротивление и индуктивность соединительных проводов, контактов 9, 10, тиристора 16 и конденсатора 15.

В уравнениях (3) — (5):

$$a_2=r_2/(2L_0); \varphi_2=\arctg\{-i_{20}/[b_1-(i_{20}a_2)/\omega_2]\};$$

$$\omega_2=\sqrt{1/(L_0C)-r^2_2/(4L^2_0)}; b_1=(U_{02}+i_{20}r_0):(L_0\omega_2);$$

$$A_2=\sqrt{[b_1-(i_{20}a_2)/\omega_2]^2+i_{20}^2};$$

$r_2=r_0+r_t$; r_t — эквивалентное активное сопротивление проводящего тиристора 12.

В уравнениях (6) — (8): $a_3=r_3/(2L_0)$; $\varphi_3=\arctg(\omega_3/a_3)$; $\omega_3=\sqrt{1/(L_0C)-r^2_3/(4L^2_0)}$; r_3 — эквивалентное активное сопротивление соединительных проводов, конденсатора 15 и открытых тиристоров 11, 12, 17.

В уравнениях (9) — (11):

$$a_4=r_4/(2L_1); \varphi_4=\arctg[(b_2\omega_4)/(b_3-b_2a_4)];$$

$$\omega_4=\sqrt{1/(L_1C)-r^2_4/(4L^2_1)}; b_2=2i_8-i_{20}; b_3=(U_{04}+i_8r_c)/L_1;$$

$$A_4=\sqrt{(b_2\omega_4)^2+(b_3-b_2a_4)^2}; r_4=r_c+r_2.$$

Приложение 2. Исходные данные для расчета: $U_{01}=300$ В; $i_b=150$ А; $L_c=0,189 \cdot 10^{-3}$ Гн; $L_0=0,0094 \cdot 10^{-3}$ Гн; $C=85 \times 10^{-6}$ Ф; $r_0=r_c=r_2=r_3=r_4=0,076$ Ом. Результаты расчета сведены в табл. 1 и 2.

Расчетное время восстановления для тиристора 11 равно примерно $(100-150) \cdot 10^{-6}$ с.

Приложение 3. Макетная установка выполнена в соответствии с принципиальной схемой на рис. 1 и имеет следующие параметры: $U_{01}=80$ В; $i_b=25$ А; $L_c=380 \cdot 10^{-6}$ Гн; $L_0=10 \times 10^{-6}$ Гн; $C=100 \cdot 10^{-6}$ Ф; $r_0=r_2=r_3=0,0765$ Ом; $r_c=r_4=0,3$ Ом. Экспериментальные данные и расчетные для тех же исходных данных, полученные с помощью ЦВМ, представлены в табл. 3.

Приложение 4. Исходные данные: базовый двигатель П-153-8 к; $P_n=340$ кВт; $I_b=1125$ А; $U_b=330$ В; $\omega_n=243$; $n_n/n_m=400/1000$; $2p=6$; $2p=2a$; $a=0,69$; коллектор — диаметр $D_k=0,55$ м; длина 0,342 м; число пазов — 81.

2. По формулам (20) — (23) рассчитываем $\tau_b=2,067 \cdot 10^{-3}$ с; $t_k=0,85 \cdot 10^{-3}$ с; $\omega_c=7,392$; $k_2=32,8 \approx 33$; $L_c=56,23 \cdot 10^{-6}$ Гн.

3. Щеточно-коллекторный узел двигателя с ВМК (рис. 2, б) имеет следующие расчетные характеристики: $r=\pi D_k/k_2=52,33 \cdot 10^{-3}$ м; $a=12 \cdot 10^{-3}$ м; $b=10 \cdot 10^{-3}$ м. На коллекторе установлено шесть щеточных групп, каждая из которых содержит основной контакт из шести щеток ЭГ-74 (10×32) $\cdot 10^{-6}$ м².

Таблица 1

Расчетные параметры электромагнитных процессов									
Длительность интервалов, мкс				Ток, А		Напряжение, В			
t_I	t_{II}	t_{III}	t_{IV}	i_{20}	$i_3(t_{III})$	U_{02}	U_{03}	U_{04}	U_{01}
260	12,58	15,75	250,4	138,9	160,0	-97,7	-107,8	-92,25	249,6
300	6,66	8,95	282,1	130,7	168,4	-182,2	-187,2	-178,2	292,3
340	3,55	6,23	305,4	110,6	188,5	-293,1	-295,4	-288,4	372,6
380	1,33	5,19	317,0	63,4	235,8	-440,1	-433,4	-506,2	

Таблица 2

Расчетные параметры при $t_I=400 \cdot 10^{-6}$ с.									
Длительность интервалов, мкс				Ток, А		Напряжение, В			
t_{II}	t_{III}	t_{IV}	i_b	i_{20}	$i_3(t_{III})$	U_{02}	U_{03}	U_{04}	U_{01}
0,40	4,53	324,6	20,0	3,26	36,2	-76,95	-76,95	-75,98	-83,95
0,39	4,77	321,9	60,0	9,42	109,6	-222,5	-222,5	-219,4	246,4
0,39	5,11	317,7	100,0	14,79	147,4	-349,9	-350,0	-344,4	397,4
0,39	5,10	317,9	140,0	20,76	221,5	-491,2	-491,2	-483,4	557,1

Таблица 3

Расчетные (чертитатель) и экспериментальные (записатель) параметры для одинаковых исходных данных									
Длительность интервала, мкс				Ток, А		Напряжение, В			
t_I	t_{IV}	i_{20}	$i_3(t_{III})$	U_{02}	U_{01}	U_{02}	U_{03}	U_{04}	U_{01}
580	422/420	6,78/5,0	42,2/40,0	-59,9/-57,0	79,2/75,0				
540	422/420	11,31/7,6	37,7/40,0	-57,3/-57,0	71,2/72,0				
450	400,4/400	18,7/15,0	30,3/32,0	-32,0/-34,0	56,9/55,0				
400	363/360	19,7/20,0	29,2/30,0	-20,2/-20,0	53,6/52,0				

и два вспомогательных на четырех щетках МГ (10×32) $\times 10^{-6}$ м².

4. По (24) при максимальной перегрузке по току ($2,5I_n$) $\omega_1=7,388 \cdot 10^3$ рад/с; $U_{01}=252,12$ В; $C=326,2 \cdot 10^{-6}$ Ф.

Токи основных тиристоров (11, 12, рис. 1) рассчитываются по (25), (26) также при максимальной перегрузке ($2,5I_n$); $I_{cp}=80,6$ А; $I_{af}=244,17$ А. При расчете $i_b=2,5I_n/(2p)$.

Вентильный переключатель всей машины содержит 12 тиристоров ТД-250, 12 тиристоров ТД2-160, шесть тиристоров ТД2-20 и шесть коммутирующих конденсаторов.

5. Полупроводниковый преобразователь-выпрямитель для двигателя 340 кВт содержит 36 тиристоров ТД-320 и столько же индуктивных делителей для выравнивания нагрузки.

6. Для сопоставления установленных мощностей силовых полупроводниковых элементов в вентильном переключателе двигателя в ВМК и в выпрямителе можно воспользоваться, например, методикой, изложенной в [Л. 3].

Типовая мощность тиристоров полупроводникового преобразователя-выпрямителя в 3,55 раз больше, чем в вентильном переключателе двигателя с ВМК.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Ломакин В. А. Повышение предельного использования машин постоянного тока с помощью вентильно-механической коммутации. — Электротехника, 1977, № 1.

2. Ломакин В. А., Мамедов Г. Г. Исследование вентильно-механической коммутации машин постоянного тока. — Электричество, 1978, № 4.

3. Жемеров Г. Г. Тиристорные преобразователи частоты с непосредственной связью. — М.: Энергия, 1947.

[22.04.81]



Из опыта работы

УДК 621.314.214.332.072.2:621.311.001.41

Некоторые итоги разработки и внедрения поперечного регулирования в сетях 750—330 кВ

ЕРШЕВИЧ В. В., КРАИЗ А. Г., КРИВУШКИН Л. Ф., кандидаты техн. наук

Для электропередачи 750 кВ Донбасс — Западная Украина впервые в отечественной практике изготовлены специальные трансформаторы для поперечного регулирования напряжения (ТПР) на автотрансформаторах (АТ) 750/330 кВ. Это решение имеет целью не только повысить экономичность работы замкнутых сетей 330 и 750 кВ на Украине, но и в определенной степени расширить возможности оперативного управления перетоками мощности по линиям 750 и 330 кВ, устраивая при необходимости перегрузку отдельных элементов, что окажет положительное влияние на повышение надежности работы схемы сети в целом [Л. 1].

Характеристики конструктивного исполнения ТПР мощностью по 210 МВ·А приведены в [Л. 2 и 3]. Включение такого трансформатора в нейтрали АТ 750/330 кВ создает сдвиг фаз между напряжениями на выводах 750 и 330 кВ до 12°, что в конкретных условиях ОЭС Юга вызывает изменение перетока мощности через АТ (а следовательно, и в замкнутых контурах из сети 750 и 330 кВ) на 250—400 МВт [Л. 1]. Установка ТПР предусматривалась на всех четырех подстанциях 750/330 кВ электропередачи Донбасс — Западная Украина для получения взаимосогласованного управления перетоками мощности на всех ее участках.

Трансформаторы поперечного регулирования разработаны МПО «Электрозвод» им. В. В. Куйбышева в 1974 г. [Л. 3], их установка на подстанциях 750 кВ Объединенной энергосистемы (ОЭС) Юга осуществлялась начиная с 1977 г. В настоящее время на трех подстанциях — Донбасской, Днепровской и Винницкой — установлено 4 группы ТПР (12 фаз). Однако реализация возможного эффекта от снижения потерь энергии в сетях за счет действия ТПР сдерживается отсутствием условий нормальной эксплуатации ТПР, что вызвано в первую очередь их аварийными или профилактическими отключениями. Причинами этих отключений являлись в основном производственные дефекты изготовленных ТПР.

Несмотря на то, что ТПР выдержал весь комплекс типовых испытаний и его импульсная прочность соответствует требованиям технических условий, при эксплуатации были случаи выхода ТПР из строя, связанные с перекрытиями изоляционных промежутков при воздействии коммутационных перенапряжений, например при включении АТ и ТПР на холостом ходу. Более детальное изучение этого вопроса, проведенное при понижении напряжения на подстанции ЦНИЭЛ Донбассэнерго совместно с Электрозводом, показало, что при определенных положениях избирателя устройства РПН в диапазоне регулирования ТПР могут возникать коммутационные перенапряжения, превышающие испытательные напряжения грозовых, импульсовых, заданные для проектирования ТПР. Исследования на подстанции Донбасская будут продолжены при полном напряжении по схеме, согласованной с Электрозводом. Результаты указанных испытаний должны быть учтены при разработке новых технических требований и проектировании последующих типов ТПР, а также для разработки мероприятий по защите изготовленных ТПР.

Необходимо подчеркнуть, что отключение любой фазы ТПР — это отключение АТ. Последующее включение этой фазы ТПР также требует отключения АТ, что не всегда удается производить немедленно по условиям ведения режима ОЭС.

Первые опыты включения ТПР на подстанциях 750 кВ в ОЭС Юга подтвердили выводы расчетов в отношении пределов управления потоками активной мощности в замкнутых сетях 750—330 кВ.

Уравнительные перетоки мощности через АТ 750/330 кВ при введении полного диапазона регулировочной э. д. с. ТПР

составили на подстанции Донбасской около 500 МВт, на Днепровской — 400 МВт, на Винницкой — 450 МВт. Подтверждена также возможность использования ТПР для снижения опасности перегрузки отдельных сетевых элементов. Так, ТПР на подстанции Винницкой длительное время работал в положении, создающем снижение перетока мощности через АТ связи 750/330 кВ на Чернобыльской АЭС, что определялось соображениями повышения надежности выдачи мощности АЭС.

Проблемы первых лет эксплуатации ТПР не изменяют общую положительную оценку возможностей достижения экономического эффекта от применения поперечного регулирования, однако они заставляют сделать анализ принятых технических решений как с точки зрения выработки необходимых мер для обеспечения нормальной эксплуатации установленных ТПР, так и с точки зрения оценки перспективы дальнейшего использования ТПР и целесообразности улучшения их схемы.

Расчеты показывают, что за счет использования ТПР на трех указанных подстанциях 750 кВ в сетях 330—750 кВ ОЭС Юга в период 1981—1985 гг. может быть достигнуто снижение потерь энергии на величину порядка 60 млн. кВт·ч в год.

Помимо снижения потерь энергии в сетях, при включении ТПР достигается в ряде случаев ощутимое повышение пропускной способности сети.

Рассмотрение перспективы показывает, что по мере развития сети 750 кВ, еще длительное время вынужденной работать параллельно с сетями 330 кВ, будет возникать ряд новых объектов, где установка ТПР экономически оправдывается.

В первую очередь сюда относится ряд строящихся и намеченных к строительству крупных атомных электростанций, выдача мощности которых будет осуществляться на двух напряжениях — 750 и 330 кВ и на которых будут устанавливаться автотрансформаторы связи 750/330 кВ — такие, как Чернобыльская, Южноукраинская, Ровенская и Запорожская АЭС.

Предпочтительность выбора электростанций, как мест установки ТПР, определяется прежде всего ограниченным числом АТ связи 750/330 кВ, устанавливаемых в их открытых распределительных устройствах (ОРУ) (один, максимум два АТ), в то время как подстанции 750/330 кВ проектируются исходя из установки на них при полном развитии не менее трех АТ — 750/330 кВ (как известно, при увеличении числа АТ и, соответственно, ТПР на каком-либо объекте экономический эффект их установки значительно снижается, поскольку величина изменения потерь мощности в сети практически не зависит от числа ТПР, а определяется только создаваемым сдвигом фаз).

Кроме электропередач 750 кВ в ОЭС Юга, ТПР находят применение в зоне ОЭС Северо-Запада. Одна группа ТПР работает на Ленинградской АЭС, повышая эффективность и надежность выдачи мощности станции на двух напряжениях.

Расчеты, проведенные в Украинском отделении института Энергосетьпроект, показали, что в период до 1990 г. в ОЭС Юга целесообразно установить, помимо имеющихся, еще 5—7 групп ТПР. 3—5 групп ТПР потребуется в этот период и для установки в сетях 750—330 кВ других энергобольшинств, т. е. общая потребность в ТПР составит не менее одной группы в год.

Однако имеющийся опыт показал, что установка новых ТПР будет оправданной только при условии повышения качества изготовления и монтажа ТПР, устранения разрывов во времени между установкой АТ и присоединяемого к нему ТПР, а также организации оперативной системы управления положением ТПР в текущих режимах.

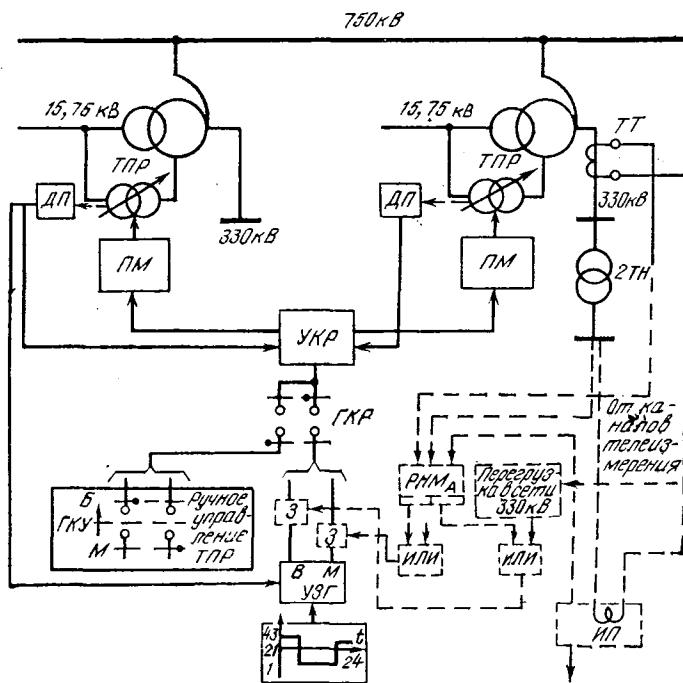


Рис. 1. Структурная схема управления ТПР, принятая в проектах.

УЗГ — устройство задания графика K_t ТПР; ДП — датчик положения переключающего устройства; УКР — устройство контроля рассогласования коэффициентов трансформации; ПМ — приводной механизм трансформатора; РПА — устройство измерения перегрузки АТ; З — логический элемент «заперт»; ИЛИ — логический элемент; ТН — трансформатор напряжения; ТТ — трансформатор тока.

. Пунктиром показана нереализованная часть схемы.

При проектировании подстанций 750 кВ в ОЭС Юга была предусмотрена система управления ТПР, основанная на отработке суточных графиков оптимальных положений переключателя ТПР, задаваемых заранее из ОДУ Юга по результатам предварительно рассчитываемых оптимизационных режимов работы энергообъединения (рис. 1). Необходимые элементы системы разработаны Энергосетьпроектом и поставлены на подстанции 750 кВ. Однако эта система практически не используется в эксплуатации. Определяющей причиной этого является недостаточная достоверность долгосрочного (квартал, месяц) прогнозирования режимов линий 750 кВ из-за переменного характера работы таких межсистемных линий, вызванного внеплановыми изменениями обменных потоков мощности с соседними энергообъединениями, изменениями в режиме ра-

боты электростанций, переключениями в схеме сети и т. д., и отсутствием, с другой стороны, возможности проведения в ОДУ Юга многовариантных расчетов режимов энергообъединения для выдачи на подстанции графиков оптимальных положений ТПР на каждые сутки.

По-видимому, до внедрения в ОДУ Юга в полном объеме автоматизированной системы диспетчерского управления (тогда схема управления ТПР, представленная на рис. 1, будет работать как подсистема АСДУ) целесообразно разработать систему оперативного управления ТПР с использованием упрощенных методов оценки текущего режима и выработки рекомендаций по корректировке положений ТПР по сравнению с планируемыми. С учетом особенностей поперечного регулирования напряжения создание такой упрощенной системы возможно, ее разработка ведется в настоящее время в Украинском отделении института Энергосетьпроект для условий ОЭС Юга на период до 1985 г.

Опыт внедрения ТПР выявил также и недостатки реализованной схемы ТПР. В частности, однофазное исполнение и наличие компенсационной обмотки обусловили относительно высокую стоимость трансформаторов поперечного регулирования данного типа (около 3 руб/кВ·А с учетом их установки на подстанции), что снижает экономический эффект применения поперечного регулирования и ограничивает в итоге число целесообразных мест установки этих трансформаторов.

Требование однофазного исполнения ТПР мотивировалось стремлением максимально сократить протяженность связей между фазами ТПР и АТ-750/330 кВ, избежать большого числа пересечений этих связей с проводами выходов 750 кВ и друг с другом, увеличить эксплуатационную наглядность и оперативную гибкость схем АТ и ТПР.

Размещение этих трансформаторов на ОРУ подстанций представлено на рис. 2. Каждая фаза ТПР устанавливается в непосредственной близости от соответствующей фазы автотрансформатора, в результате чего обеспечивается эксплуатационная наглядность схемы, снижаются затраты на строительно-монтажные работы, поскольку используются общие с АТ кабельные каналы, общее пожаротушение и пр. При выранном размещении ТПР не мешает осуществлению выкатки фазы автотрансформатора при необходимости ее замены или ремонта.

Трансформатор поперечного регулирования присоединяется к АТ без каких-либо коммутационных аппаратов («глухо»), создавая тем самым с ним единый комплекс. Компенсационная обмотка ТПР соединена в треугольник кабельными связями (6 кабелей 10 кВ сечением 240 мм² в каждой цепи). Рациональность схемы компенсационной обмотки требует специального исследования. В частности, необходимо экспериментальным путем получить характеристики несимметрии напряжения на шинах низшего напряжения АТ-750/330 кВ (при разработке ТПР были использованы максимально возможные расчетные величины несимметрии, что и потребовало создания мощной компенсационной обмотки).

Трансформатор поперечного регулирования включается

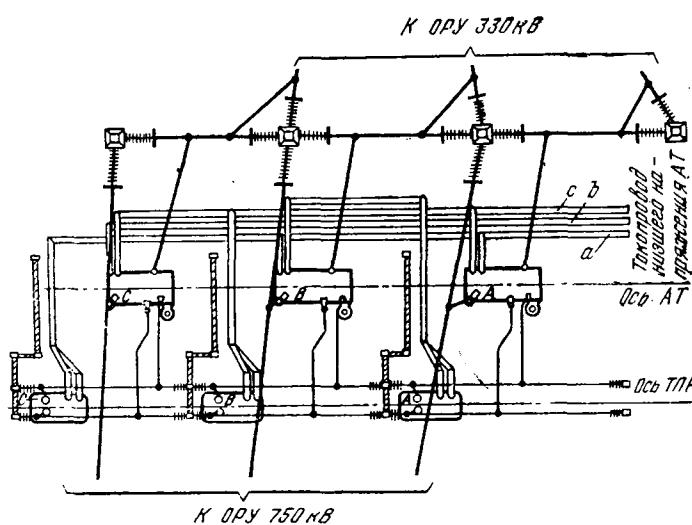


Рис. 2. Принципиальная схема размещения однофазных ТПР на подстанции.

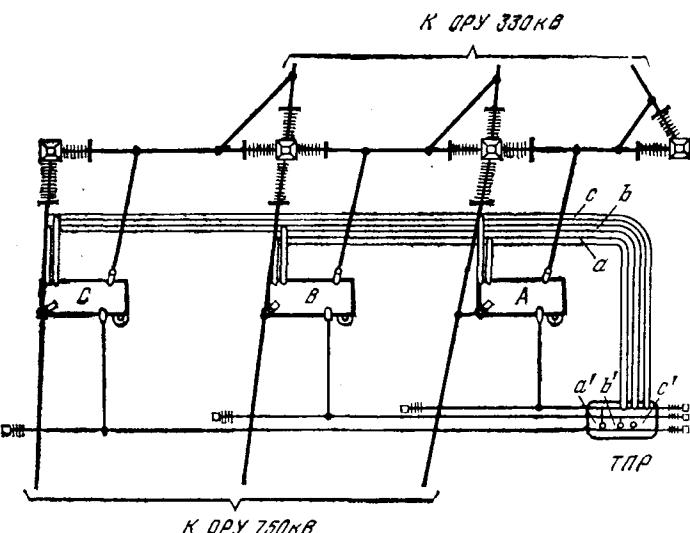


Рис. 3. Принципиальная схема размещения трехфазного ТПР на подстанции.

в рассечку между обмоткой АТ и регулировочной обмоткой встроенного устройства РПН. Такая схема присоединения была вызвана тем, что разработка ТПР велась позже АТ, и поэтому указанная схема была, по сути дела, единственным возможным решением. Это определило также необходимость изготовления ТПР на класс напряжения 150 кВ с учетом подпора напряжения от регулировочной обмотки РПН АТ.

Для новых типоисполнений АТ-750/330 кВ в перспективе следует, по-видимому, рассмотреть целесообразность изменения схемы регулирования напряжения и, в частности, выявить сравнительную экономичность перехода к трехфазному исполнению ТПР при условии включения его в нейтраль АТ (см. [Л. 3]).

Для трехфазного ТПР, включаемого в нейтраль АТ, потребуется только три связи с фазами АТ, что вполне приемлемо по эксплуатационной надежности и наглядности компоновки АТ (рис. 3).

В то же время класс напряжения такого ТПР при сохранении существующих пределов регулирования ($\pm 68 \text{ кВ}_{\text{фазы}}$) может быть снижен до 110 кВ.

Поскольку ТПР может при необходимости использоваться и для целей продольного регулирования (при соответствующем перекрещивании фаз), то для перспективных типоисполнений АТ-750/330 кВ целесообразно исследовать возможность отказа от РПН, что обеспечило бы увеличение проходной мощности АТ в тех же габаритах.

Выводы. 1. Трансформаторы поперечного регулирования, изготовленные впервые в СССР для электропередачи 750 кВ Донбасс — Западная Украина и установленные на подстанциях

750 кВ в 1977—1979 гг., до настоящего времени не вышли на режим нормальной эксплуатации и не обеспечивают вследствие этого экономического эффекта, на который были рассчитаны.

2. Анализ перспективы показывает, что в 1985—1990 гг. возникает экономическая целесообразность установки ТПР еще на ряде объектов 750/330 кВ, в первую очередь — на АЭС.

3. Для перспективных типоисполнений АТ-750/330 кВ и, в частности, для АТ большой мощности, необходимо рассмотреть целесообразность изменения схемы регулирования напряжения с вынесением регулировочных устройств в отдельно стоящий агрегат, который в зависимости от условий можно было бы использовать и как ТПР, и как трансформатор продольного регулирования. При этом должна быть проанализирована сравнительная экономичность перехода к трехфазному исполнению этого агрегата, включаемого в нейтраль АТ.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Ершевич В. В., Кривушкин Л. Ф. Поперечное регулирование напряжения в сетях 750—330 кВ. — Электричество, 1972, № 8.
2. Френкель В. Ю., Шифрин Л. Н., Грабовская Н. М. Продольно-поперечное регулирование напряжения в мощных автотрансформаторах 750 кВ. — ЭП. Аппараты высокого напряжения, трансформаторы, силовые конденсаторы, 1974, вып. 11(43).
3. Крайз А. Г., Домановский Г. З., Лозница Т. С. Трансформатор для поперечного регулирования напряжения автотрансформатора 750/330 кВ. — Электричество, 1975, № 8.

{11.06.81}

УДК 621.313.322.072.9:629.12

Бесконтактная синхронизация судовых генераторов

ВИЛЕСОВ Д. В., доктор техн. наук (Ленинград), КАНТУРСКА С. Г., инж.,
ДИМИТРОВ Л. В., канд. техн. наук (Варна, НРБ)

В связи с ростом уровня электрификации и автоматизации на современных судах повышаются требования к качеству процесса синхронизации. Недостатки методов ручной и грубой синхронизации и возможные угловые ошибки включения, которые возникают при автоматической точной синхронизации из-за разброса параметров выключателей и синхронизаторов, стали причиной появления безынерционных схем синхронизации с применением мощных управляемых вентилей — тиристоров и симисторов в качестве включающего блока (рис. 1). Время срабатывания полупроводниковых приборов измеряется несколько десятками микросекунд. Тем самым обеспечивается благоприятное начало процесса синхронизации генераторов CG_1 и CG_2 : тиристоры открываются при угле рассогласования фаз напряжений генераторов $\Delta\theta_{12}=0$. Кроме электронного коммутатора 3, в схеме предусмотрены блок сравнения 2 для контроля допустимых отклонений разности напряжений и частот генераторов и блок управления тиристорами 1. Одновременно с сигналом на открытие тиристоров подается импульс на включение автоматического выключателя 4, который шунтирует тиристоры через время, равное собственному времени срабатывания t_A .

Использование тиристорного коммутатора при параллельной работе судовых генераторов исключает необходимость введения опережения и связанного с ним точного уравнения частот, благодаря чему увеличивается быстродействие процесса синхронизации.

Анализ существующих методов и устройств синхронизации, применяемых в судовых электрических системах [Л. 1] показывает, что до сих пор еще не исследовались безынерционные тиристорные схемы автоматической (точной по углу) синхронизации. В настоящей статье приведены результаты экспериментальных исследований бесконтактных схем и нормированы допустимые отклонения параметров синхронизации.

Для оценки влияния различных факторов на безынерционное включение генераторов проведены эксперименты с модельными генераторами типа МСА 72/4 мощностью 12 кВт и на судах с генераторами типа МСК 83/4 мощностью 50 кВт при изменении нагрузки основного генератора.

Эксперименты в лабораторных условиях и эксперименты на судах дали практически одинаковые результаты — тиристорный синхронизатор обеспечил безударное включение генераторов при $\Delta\theta_{12}=0$. Максимальные токи, которые возникают после включения через 50—150 мкс, не превысили номинального при скольжении $s=5\%$ и составили 2,8 $I_{\text{ном}}$ при скольжении $s=10\%$. Для сравнения на рис. 2 построены зависимости максимальных токов от скольжения при двух вариантах нагрузки, $P_a=0,3P_{\text{ном}}$ и $\cos\varphi=0,8$. Эксперименты показали, что самые большие токи получаются, если оба генератора работают на холостом ходу. Включение генераторов на параллельную работу при помощи электронных коммутаторов не ухудшает качества электроэнергии. Провалы напряжения достигают 6%.

Определение значений всех переменных обоих генераторов в начальный момент включения и через 0,1—2 с оказалось возможным при помощи математической модели, не учитывающей апериодические составляющие. Дифференциальные уравнения Парка — Горева записывались в форме Лайбля [Л. 2].

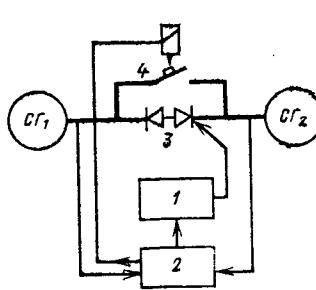


Рис. 1.

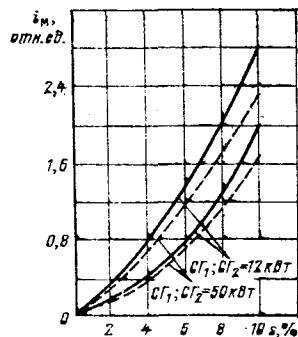


Рис. 2.

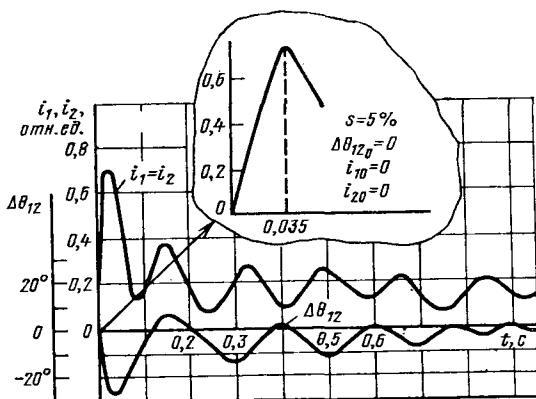


Рис. 3.

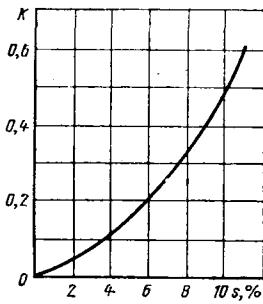


Рис. 4.

Математические расчеты процесса бесконтактной синхронизации проведены для генераторов разных мощностей. Например, для генераторов мощностью 630 кВ·А максимальные броски токов и моментов получаются по истечении 50–100 мс после момента включения при $\Delta\theta_{12}=0$. Расчеты показали, что при скольжении $s=5\%$ максимальные токи у подключаемого генератора не превышают $0.8 I_{\text{ном}}$, а при $s=10\% - 2.7 I_{\text{ном}}$. На рис. 3 приведены расчетные изменения токов, угла $\Delta\theta_{12}$, моментов и мощностей в зависимости от времени при работе генераторов $CG1$ и $CG2$ мощностью 630 кВ·А на холостом ходу при $s=5\%$.

На ранней стадии проектирования тиристорного синхронизатора необходимо определить возможные токи и моменты, которые появляются в начальный период включения. Использование математической модели для предварительных расчетов оказывается трудным из-за необходимости создания программы обеспечения машинного времени и т. д. Поэтому авторами создана инженерная методика упрощенного угла относительного сдвига роторов $\Delta\theta_{12}$ во времени, то можно вычислить аналитическим путем соответствующие начальные значения токов и моментов генераторов:

$$\Delta\theta_{12} = K e^{-\alpha t} \sin \beta t, \quad (1)$$

где K — коэффициент, учитывающий скорость относительного изменения угла $\Delta\theta_{12}$ в зависимости от начального скольжения генераторов. Значения коэффициента K (см. рис. 4) определены экспериментально измерением времени втягивания в синхронизм при различных углах ($\Delta\theta_{12} \neq 0$) и скольжении.

Декремент затухания

$$\alpha = \frac{D}{2J}, \quad (2)$$

где D — демпферный коэффициент; J — момент инерции агрегата; β — характеристическая угловая частота,

$$\beta = \sqrt{\omega_c^2 - \alpha}. \quad (3)$$

Зная изменение угла относительного сдвига роторов в зависимости от времени, можно определить значения максимальных уравнительных токов при бесконтактной синхронизации

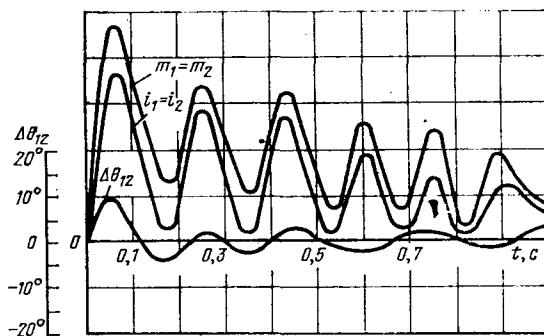


Рис. 5.

двух одинаковых синхронных генераторов, работающих на холостом ходу из следующей корреляционной зависимости;

$$i_m = 2\sqrt{2} V_s \left| \sin \frac{\Delta\theta_{12}}{2} \right|, \quad (4)$$

где s — скольжение в процентах.

Значения электромагнитных моментов при бесконтактной синхронизации:

$$m = K_1 \frac{U^2}{x''_{d\tau}} \left| \frac{1 - K_2}{(1 + K_3)(1 + K_2 K_3)} A_1 + \frac{1}{1+n} A_2 \right|; \quad (5)$$

$$A_1 = \sin(2\Delta\theta_{12,0} + t) - \frac{1}{2} \sin 2(\Delta\theta_{12,0} + t) - \frac{1}{2} \sin 2\Delta\theta_{12,0} - \frac{1}{2} \sin 2t - \sin(\Delta\theta_{12,0} + t) + \sin(\Delta\theta_{12,0} + 2t); \quad (6)$$

$$A_2 = \sin t + \sin \Delta\theta_{12,0} - \sin(\Delta\theta_{12,0} + t). \quad (7)$$

Представление о количественном и качественном изменении рассмотренных величин при безынерционной синхронизации двух генераторов с мощностью 50 кВт ($s=4\%$), работающих на холостом ходу, дают графики рис. 5. Расхождения результатов аналитических расчетов с расчетами на ЦВМ составили 4%.

Результаты исследований бесконтактной синхронизации судовых генераторов позволили нормировать допустимые ограничения параметров системы:

допустимое скольжение 10%; допустимый угол рассогласования роторов $\Delta\theta_{12}=0 \pm 1^\circ$; допустимая разность амплитуд $\Delta U=10\%$ — при следующих условиях:

максимальный ударный ток $i_m \leq 3I_{\text{ном}}$;

максимальный электромагнитный момент $m_m \leq 3.5M_{\text{ном}}$;

максимальный провал напряжения $\Delta U \leq 0.15U_{\text{ном}}$.

По сравнению с известными контактными схемами синхронизации предлагаемая схема позволяет расширить зону допустимых скольжений до 10%, так как условие $\Delta\theta_{12}=0$ обеспечивает практически безударное включение генераторов.

Достижения силовой полупроводниковой техники в производстве новых приборов, перспективы по уществлению и существенному улучшению их параметров определяют возможность применения бесконтактных схем синхронизации на судах с генераторами малой и средней мощности. В результате применения более мощных полупроводников отпадает необходимость комбинированного включения тиристоров и автомата, и синхронизация будет осуществляться только электронным коммутатором. Полупроводниковые приборы успешно заменят автомат и в устройствах защиты от коротких замыканий.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Константинов В. Н. — Синхронизация судовых синхронных генераторов. — Л.: Судостроение, 1978.
2. Лайбл Т. Теория синхронной машины при переходных процессах. — М.: ГЭИ, 1957.

К исследованию индуктивных преобразователей угловых перемещений со сплошными магнитопроводами и с распределенными параметрами

МАМЕДОВ Ф. И., НАБИЕВ М. А., кандидаты техн. наук

Сумгаит

В различных областях техники, в том числе и для электрических измерений неэлектрических величин, широко применяются индуктивные преобразователи (ИП) перемещений с шихтованным магнитопроводом из листовой электротехнической стали и с распределенными электрическими и магнитными параметрами [Л. 1]. Как известно [Л. 2], магнитные и электрические параметры используемых в качестве магнитопроводов листовых электрических сталей из-за нестабильности содержания углерода имеют большой разброс, что ограничивает обеспечение по метрологическим параметрам соответствующих требований ГОСТ к ИП. С целью реализации ИП с метрологическими параметрами, отвечающими требованиям ГОСТ, а также улучшения их технико-экономических показателей в данной статье предполагается использование для магнитопровода широко распространенной в машиностроении конструкционной стали. В статье исследуется ИП (поворотный трансформатор) со сплошным магнитопроводом, предназначенный для преобразования угловых перемещений в электрическое напряжение. Предварительные исследования таких ИП со сплошным магнитопроводом показали, что последние в общем случае имеют нелинейную характеристику преобразования. Однако при соблюдении определенных конструктивных условий они могут иметь практически линейную характеристику. Определение научно обоснованных условий, обеспечивающих требуемую линейность характеристики преобразования, возможно лишь в том случае, когда имеется аналитическое выражение зависимости выходного напряжения исследуемого ИП от геометрических размеров его магнитопровода и угла поворота подвижной обмотки. Данная задача непосредственно связана с расчетом переменного во времени магнитного поля в сплошных ферромагнитных телах.

В статье определение магнитного поля производится для ИП, представленного на рис. 1 и состоящего из неподвижной части — статора 1 и подвижной части — ротора 2, которые выполнены сплошными из конструкционной стали марки СТ-30. Статор и ротор, как видно из рис. 1, представляют собой пустотельные цилиндры. Между статором и ротором имеется равномерный воздушный зазор. При работе ИП ротор его механически сочленяется с подвижной деталью, угол поворота которой подлежит измерению. В двух внутренних диаметрально расположенных пазах статора укладываются обмотки возбуждения 4. Измерительная обмотка 3 расположена также в двух диаметрально противоположных пазах, но на внешней цилиндрической поверхности ротора. Принцип работы ИП основан на изменении взаимной индуктивности между катушками 3 и 4.

Следует отметить, что существующие методы расчета магнитных полей принципиально неприменимы к расчету рассматриваемого ИП со сплошными магнитопроводами, поскольку здесь имеет место существенное влияние вихревых токов.

Как видно из рис. 2 (магнитопровод ИП дан в развернутом виде), плоскость симметрии в теле ротора в принятой декартовой координатной системе соответствует $x=0$. При принятой симметрии напряженность магнитного поля имеет только одну составляющую H_x , зависящую от двух пространственных переменных. При этом уравнение электромагнитного

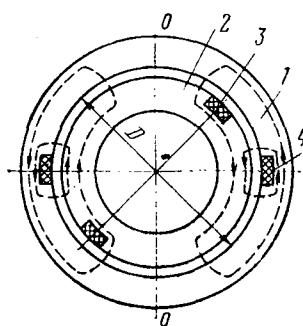


Рис. 1.

поля в плоскости симметрии $x=0$ для рассматриваемого преобразователя в декартовой координатной системе записывается в виде:

$$\left(\frac{\partial^2 \dot{H}_x}{\partial y^2} + \frac{\partial^2 \dot{H}_x}{\partial z} \right)_{x=0} = j\omega\gamma\mu\mu_0 \dot{H}_{x=0}, \quad (1)$$

где ω — угловая частота тока возбуждения; γ — удельная проводимость магнитопровода; μ — относительная магнитная проницаемость материала магнитопровода; μ_0 — магнитная проницаемость воздуха.

Для решения уравнения (1) необходимо дополнить его граничными условиями. Исходя из непрерывности магнитного потока и закона полного тока, для контура *абвгдеа* (рис. 2) имеем:

$$\dot{H}_x = \frac{Iw_1 \left(1 + \frac{4x}{\pi D}\right)}{\left[4x_0 + \frac{16\Delta}{\pi D} (h + \mu\delta)\right] \left(1 - \frac{4x_0}{\pi D}\right)}, \quad (2)$$

где $2x_0$ — ширина паза; $\Delta = \Delta_p$ — толщина стенки подвижного магнитопровода; h — глубина паза; δ — длина воздушного зазора между магнитопроводами 1 и 2; D — диаметр подвижного магнитопровода; I — ток возбуждения; w_1 — число витков обмотки возбуждения.

Толщина ротора и статора значительно превосходят глубину проникновения электромагнитных волн. При этом с достаточной для практики точностью можно принять, что внутренняя поверхность ротора и наружная поверхность статора магнитным потоком не пронизываются, т. е. для любого значения x

$$\left. \frac{d\dot{H}_x}{dy} \right|_{u=0} = 0. \quad (3)$$

Подставив в (2) $x=0$ и $z=\pm l$, получим

$$\dot{H}_x=0=\dot{H}_0. \quad (4)$$

Решая уравнение (1) при граничных условиях (3) и (4) методом разделения переменных, имеем:

$$\dot{H}_x = \dot{H}_0 \left[\frac{\operatorname{ch} py}{\operatorname{ch} p\Delta} + \frac{2p^2}{\pi} \sum_{n=-\infty}^{\infty} \frac{\cos \pi n \operatorname{ch} q_n z}{(1+2n) q_n^2 \operatorname{ch} q_n l} \times \right. \\ \left. \times \cos \frac{\pi(1+2n)}{2\Delta} y \right], \quad (5)$$

где

$$p = \sqrt{j\omega\gamma\mu\mu_0}, \quad q_n = \sqrt{p^2 + \left(\frac{\pi(1+2n)}{2\Delta}\right)^2}.$$

Магнитный поток, пронизывающий плоскость симметрии и определяемый из (5), распределяется по телу магнитопровода и замыкается через воздушный зазор. Для вычисления магнитного потока, пронизывающего вторичную обмотку преобразователя, необходимо определять магнитное поле в любом сечении магнитопровода. Для этого достаточно опреде-

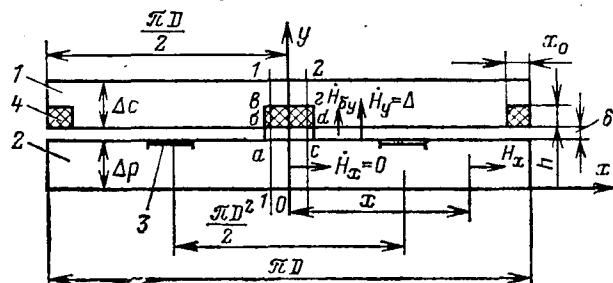


Рис. 2.

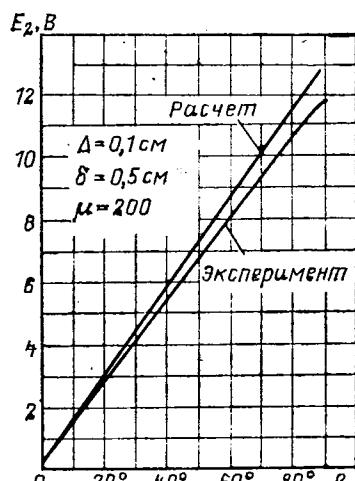


Рис. 3.

лить поле в плоскости $z=0$. В этой плоскости согласно (1) уравнение записывается в виде обыкновенного дифференциального уравнения второго порядка. Подставляя в это уравнение значение $\dot{H}_{x=0}$, полученное при применении принципа непрерывности для любой магнитной трубы, начало которой принято на плоскости $\bar{x}=0$, а конец на плоскости $y=\Delta$, имеем:

$$\dot{H}_{x=0} = \frac{1}{\mu} \dot{H}_{\delta y} \Big|_{y=\Delta} \frac{dx}{dy}; \quad (6)$$

$$\frac{d^2x}{dy^2} = j\omega\gamma\mu\mu_0 \frac{dx}{dy}. \quad (7)$$

После интегрирования (7) и некоторых преобразований получим приближенные зависимости между x и y :

$$y = \Delta \left(1 - \frac{4x}{\pi D} \right). \quad (8)$$

Подставив (8) и (7) в формулу (5), получим:

$$\begin{aligned} \dot{H}_{\delta y} \Big|_{y=\Delta} &= \frac{4\Delta\mu\dot{H}_0}{\pi D} \left[\frac{\operatorname{ch} p\Delta \left(1 - \frac{4x}{\pi D} \right)}{\operatorname{ch} p\Delta} + \right. \\ &+ \left. \frac{2p^2}{\pi} \sum_{n=-\infty}^{\infty} \frac{\cos \pi n \operatorname{ch} q_n x}{(1+2n) q_n^2 \operatorname{ch} q_n l} \cos \left(\frac{(1+2n)\pi}{2} \left(1 - \frac{4x}{\pi D} \right) \right) \right]. \end{aligned}$$

Магнитный поток, пронизывающий вторичную обмотку,

$$\Phi_2 = 2\mu_0 \int_{-l}^l \int_{-\frac{\pi D}{4}}^{\frac{\pi D}{4}} \dot{H}_{\delta y} \Big|_{y=\Delta} dx dx. \quad (10)$$

Для нахождения характеристик ИП необходимо определить э. д. с. на его вторичной обмотке. С учетом (9) и (10) и принимая во внимание, что $x = \frac{D}{2} \beta$ и $\beta_0 = 1 - \frac{4x}{\pi D}$, после некоторых преобразований получаем

$$\begin{aligned} E_2 &= \frac{\omega w_1 w_2 \mu \mu_0 Il}{P_m \left[x_0 + \frac{4\Delta}{\pi D} (h + \mu \delta) \right] \left(1 - \frac{4x_0}{\pi D} \right)} \times \\ &\times \sqrt{\frac{\operatorname{ch} 2P_m \Delta \beta_0 - \cos 2P_m \Delta \beta_0}{\operatorname{ch} 2P_m \Delta + \cos 2P_m \Delta}}, \end{aligned} \quad (11)$$

где $P_m = \sqrt{\frac{\omega \gamma \mu \mu_0}{2}}$; $2l$ — длина подвижного магнитопровода;

w_2 — число витков измерительной обмотки.

Выразив $\operatorname{ch} 2P_m \Delta \beta_0$ и $\cos 2P_m \Delta \beta_0$ через степенной ряд после некоторых выкладок, получим линейную зависимость между E и β .

Из анализа уравнения (11) можно заключить, что характеристика ИП со сплошным магнитопроводом и распределенными параметрами в общем случае является нелинейной. Из этого же уравнения следует, что с уменьшением толщины магнитопровода линейность характеристики ИП улучшается (рис. 3). При достаточно малых толщинах магнитопровода характеристика ИП становится практически линейной.

Исследования показывают достаточно высокую сходимость расчетных и экспериментальных характеристик ИП, т. е. расхождение не превышает 7—8%, что является вполне допустимым.

Приведенная методика расчета может быть также применена для расчета электротехнических устройств, подобных рассматриваемым ИП.

На основе результатов приведенных исследований создан ИП для измерения угла поворота балансира глубиннонасосной установки для нефтедобывающей промышленности.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Куликовский Л. Ф., Зарипов М. Ф. Индуктивные преобразователи перемещений с распределенными параметрами. — М.: Энергия, 1966.

2. Гуляев А. Л. Металловедение. — М.: Металлургия, 1977.

[08.07.80]



УДК [621.319.4:621.315.61]:621.314.26

К выбору диэлектриков для конденсаторов тиристорных преобразователей

ШАФОРОСТОВ В. Я., инж., ТАРЕЕВ Б. М., доктор техн. наук

В тиристорных преобразователях конденсаторы эксплуатируются при несинусоидальных формах кривых напряжений с крутыми фронтами и при токах до 30 А на микрофараду в условиях повышенных вибраций. При таких режимах значительно снижается срок службы конденсаторов из-за интенсивных вибраций обкладок, разрушений контактных соединений и повышенного тепловыделения [Л. 1 и 2]. В то же время к конденсаторам предъявляются требования обладать минимальными габаритами и массой и повышенной надежностью.

Цель настоящей статьи — обоснование перспективности и применения модифицированных диэлектриков и конструкций с учетом повышения технологичности материалов, конструкций и снижения дефицитности и токсичности сырья.

Конденсаторы с жидкой пропиткой. Основным диэлектриком, применяемым в силовом конденсаторостроении, является конденсаторная бумага, пропитанная жидкими составами, в частности хлордифенилами. Однако хлордифенилы имеют высокую токсичность. Ряд фирм и предприятий, например

General Electric (США), начинает выпуск конденсаторов нового поколения с комбинированным диэлектриком, состоящим из отдельных слоев полипропиленовой пленки и бумаги, пропитанных новыми нетоксичными составами. Габариты и масса таких конденсаторов для коммутирующих цепей тиристорных преобразователей в 2—6 раз меньше, чем у бумажных конденсаторов такой же емкости, например МБГЧ. Последним достижением зарубежных фирм является применение чисто пленочных диэлектриков с шероховатой поверхностью, пропитанных нетоксичной жидкостью «Диэлектрол-3» [Л. 3, 4].

Однако конденсаторы с комбинированным и чисто пленочным диэлектриком выпускаются в ограниченном количестве из-за дефицитности тонкой полипропиленовой пленки, нетоксичных пропитывающих составов и специального оборудования для намотки секций. Другие типы пленок [Л. 5] еще более дефицитны и поэтому нами не рассматриваются.

Для конденсаторов, эксплуатируемых в условиях вибраций, применение жидкой пропитки вообще нежелательно, так как невозможно закрепить секции в корпусе, заполненном маслом, действующим как смазка. В конструкции необходимы такие элементы, как металлический бак, выводные изоляторы.

Конденсаторы с твердеющей пропиткой. Недостатки диэлектриков с жидкой пропиткой устраняются при применении отвердевающих после пропитки термопластичных (парафин, церезин) или термореактивных составов (эпоксидный компаунд). Однако при существующей технологии во время охлаждения секций происходит усадка этих веществ в большом объеме, и в секции образуются воздушные поры и прослойки. Поэтому электрическая прочность диэлектрика снижается. В результате этого конденсаторы с твердой пропиткой до настоящего времени применяются только при постоянном и низком переменном напряжениях, допускаемых для диэлектриков, содержащих воздушные поры. Для уменьшения количества воздушных включений и повышения рабочих напряженостей до значений, допустимых для бумажно-масляной изоляции, можно предложить следующий комплекс мероприятий:

1. Выполнять конструкцию струбцин так, чтобы при усадке церезина секции непрерывно поджимались щеками при помощи пружин.

2. Проводить двухкомпонентную пропитку отвердевающим составом, на поверхности которого находится слой жидкого состава (например, конденсаторное масло или кремний-органическая жидкость). В этом случае жидкий состав действует как смазка, а твердеющий состав вдавливает жидкую в глубокие поры и заполняет легко доступные поры. Кроме того, при усадке такого состава в порах остается не воздух, а масло.

3. Проводить охлаждение секций изнутри (или с одной стороны).

4. Охлаждать секции до загустения в пропитывающей массе или в масле [Л. 6].

По описанным способам были изготовлены секции конденсаторов типа МБГО и проведены их исследования. В отличие от серийных секций на их срезах не были обнаружены видимые через микроскоп воздушные поры и прослойки. Эти секции имеют повышенную в 1,1—1,3 раза электрическую прочность.

Конденсаторы без пропитки. В связи с разработкой чисто пленочных диэлектриков, практически не содержащих пор, появилась возможность изготавливать так называемые сухие конденсаторы, предназначенные для эксплуатации при низких напряжениях. Наиболее высокие удельные характеристики имеют металлопленочные конденсаторы. Они применяются в широком диапазоне температур, в условиях воздействия на них сильных вибраций. Трудоемкость их изготовления значительно ниже, чем у пропитанных, так как не нужно полностью извлекать воздух и влагу из пор и тщательно заполнять их пропитывающим составом, на что затрачивается до 80% всего времени изготовления конденсаторов. Отпадает необходимость в сложном вакуумном оборудовании. Появляется возможность герметизировать секции полимерными материалами, применение которых позволяет автоматизировать этот процесс и упростить конструкцию конденсаторов.

Однако при изготовлении непропитанных конденсаторов возникли новые проблемы. Во-первых, это необходимость уменьшения вибраций обкладок и диэлектрика в эксплуатации под действием кулоновских и электродинамических сил. При вибрации разрушаются диэлектрик и контактные соединения [Л. 2, 7]. Во-вторых, необходимость повышения элек-

трической прочности секций с пленочным диэлектриком. Полипропиленовая пленка при намотке сильно электризуется и притягивает из воздуха частицы пыли, которые могут прокалывать диэлектрик. Для повышения электрической прочности применяют многослойный диэлектрик, однако прослойки воздуха между отдельными слоями понижают напряжение начала частичных разрядов, поэтому рабочее напряжение не превышает 300 В.

Эти проблемы могли бы быть решены при применении так называемых современных конденсаторов. Такой конденсатор не должен содержать пропитки, а должен иметь тонкий пленочный диэлектрик без пор и воздушных зазоров в объеме и контактном слое с электродами, а также должен обладать свойством самовосстановления электрической прочности. Пленки, применяемые для изготовления этих конденсаторов, должны быть механически прочными и гибкими, а сырье для этих пленок должно быть недефицитным и технологичным, а также нетоксичным.

В настоящее время уже изготавливались опытные образцы таких конденсаторов малой емкости из двухсторонне металлизированной полипропиленовой пленки. Однако они не получили широкого применения из-за: сложности получения тонких беспористых пленок и сложности намотки из них секций конденсаторов, притяжения частиц пыли к пленке во время намотки секций и прокалывания ее этими частицами в процессе изготовления конденсаторов, малой способности полипропиленовых конденсаторов к самовосстановлению.

Нами предлагаются конденсаторы с однослойным пленочным диэлектриком нового типа, который изготавливают путем одновременного протягивания одного — двух слоев бумаги через расплав или раствор полимера (полистирола, полиэтилена, эпоксидного компаунда). После охлаждения или полимеризации получается однослойный диэлектрик, содержащий с одной или с двух сторон тонкий слой полимера. На обе поверхности диэлектрика методом вакуумной конденсации наносят металлические обкладки. При такой технологии удается практически устранить поры, воздушные прослойки и сквозные проводящие включения в диэлектрике и в контактном слое диэлектрика с обкладками. По крайней мере, эти поры не видны через микроскоп.

В частности, в конденсаторах типа МБК-1 применена бумага МКОН-1, пропитанная и покрытая с двух сторон слоем высокотемпературного полистирола марки САМЭ. Такой диэлектрик сочетает все положительные свойства бумажных и бумажно-полипропиленовых диэлектриков, имеет высокую электрическую прочность ($E_{pr} \approx 200$ МВ/м), малые потери ($tg \delta \approx 0,002$), высокую механическую прочность, легко наматывается на стандартном оборудовании и изготавливается из недефицитных материалов. Конденсаторы выдержали ускоренное испытание на старение по ГОСТ на конденсаторы МБГЧ и испытаны на серийных преобразователях частоты в течение 1,5 лет. В этих конденсаторах также не обнаружено вибраций обкладок.

Особенно перспективным представляется использование недефицитных стеклянных диэлектриков. Неорганические стекла обладают высокими электроизоляционными и технологическими свойствами, имеют большие значения диэлектрической проницаемости (от 4 до 40), малый тангенс угла диэлектрических потерь (менее $3 \cdot 10^{-4}$ для кварцевого стекла), высокую нагревостойкость (400°C). Имеется практически неограниченная сырьевая база для получения такого стекла. К настоящему времени уже известны высокочастотные конденсаторы с диэлектриком из стеклопленки, имеющие удельные характеристики выше, чем у конденсаторов с органическим диэлектриком [Л. 8]. Фирма Корнинг рекламирует конденсаторы для специальных назначений, изготовленные из гибкой стеклопленки, емкостью 0,1 мкФ на напряжение 0,3—6 кВ с реактивной мощностью 7—8 квар, $tg \delta = 5 \cdot 10^{-4}$. Однако промышленный выпуск конденсаторной стеклопленки ограничивается из-за трудности изготовления беспористых пленок, а также сложности намотки секций из этого хрупкого материала [Л. 9].

Нами изготовлены и испытаны опытные образцы конденсаторов КМС, в которых применен стеклянный гибкий диэлектрик, на который плотно, без пор и просветов, нанесены металлические обкладки. В конденсаторах использован диэлектрик толщиной 1 мкм со средней электрической прочностью 2 кВ и минимальной 1 кВ. Так как этот диэлектрик благодаря специальной технологии практически не содержит пор и посторонних включений и учитывая, что неорганическая изоляция имеет высокую стойкость к воздействию час-

тических разрядов и что конденсаторы обладают свойством самовосстановления, можно принять за максимально теоретически допустимое рабочее напряжение конденсатора 1000 В. Изготовлены и испытаны конденсаторы емкостью до 10 нФ и проведены измерения их емкости и tg δ. Установлена их способность к самовосстановлению.

Опытные образцы изготавливались непромышленным способом. При нанесении обкладок допускались многочисленные перегибы изоляции, что приводило к растрескиванию изоляции. Поэтому удалось изготовить образцы только на напряжение 125 В на секцию. В таблице приведены характеристики опытных и выпускаемых промышленностью конденсаторов.

Тип конденсатора	Номинальное напряжение, В		Удельная емкость	
	экспериментальное	расчетное (теоретически допустимое)	экспериментальная	расчетная
Опытные КМС Металлобумажные МБГЧ	250	2000	0,6	6
	250	—	0,07	—
	2000	—	0,78·10 ⁻³	—

Из приведенных в таблице данных следует, что конденсаторы типа КМС имеют удельные характеристики значительно выше, чем известные (теоретически в 100 раз). Они могут эксплуатироваться при температуре до 200°C в условиях повышенных механических нагрузок. Примененные нами стеклянные диэлектрики могут выпускаться в количестве, достаточном для обеспечения потребностей силовой полупроводниковой техники на недоиспользованном на заводах оборудовании. Технология изготовления этих конденсаторов достаточно проста.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Ермуратский В. В., Ермуратский П. В. Конденсаторы переменного тока в тиристорных преобразователях. — М.: Энергия, 1978.
2. Модернизация конденсаторов МБГЧ для использования в схемах тиристорных преобразователей/ Ю. В. Багалей, В. Я. Шафоростов, Ю. В. Михайлус и др.— В кн.: Конденсаторы при несинусоидальном напряжении. — Кишинев: Штиинца, 1977.
3. Ренне В. Т. Пленочные конденсаторы с органическим диэлектриком. — Л.: Энергия, 1971.
4. Price F. D. Non-PCB capacitor technology trends. — Proc. 14th Elec./Electron. Insul. Conf., 1979. New York, 1979.
5. Рекомендации Всесоюзного совещания «Повышение качества и улучшение технико-экономических показателей силовых конденсаторов». — Серпухов, 1979.
6. Ренне В. Т. Современные бумажные конденсаторы. — М.: Госэнергоиздат, 1948.
7. Александрова Н. П., Манн А. К. Исследование вибраций электродов в конденсаторах. Передача энергии постоянным и переменным током. — Науч. тр. НИИПТ, 1978, вып. 27.
8. Simpson N. E. The Glass Industry, 1955, vol. 36, № 2.
9. Багалей Ю. В. Тонкослойные неорганические диэлектрики в конденсаторостроении. — Электротехническая промышленность, 1976, № 6.

[03.03.81]

УДК 621.314.001.11

Применение теоремы умножения оригиналов для расчета цепей с периодическим коммутатором

ЖУЙКОВ В. Я., КОРОТЕЕВ И. Е., кандидаты техн. наук
Киевский политехнический институт

В [Л. 1] рассмотрена задача нахождения изображения выходного сигнала $f_k(t)$, который получается в результате преобразования периодическим коммутатором входного сигнала $f(t)$:

$$f_k(t) = f(t) \operatorname{sign} [\sin \omega t],$$

где $T = \pi/\omega$ — интервал между смежными коммутациями; ω — круговая частота.

Доказанная в [Л. 1] теорема позволяет определить изображение функции $f_k(t)$ по изображению функции $f(t)$. Приведенное доказательство теоремы представляет интерес с точки зрения теоретических основ операторного исчисления, но способ получения изображения функции $f_k(t)$, требующий применения дискретного преобразования Лапласа, не является самым простым и ясным с методической стороны.

Рассмотрим способ нахождения изображения $f_k(t)$, основывающийся на теореме умножения оригиналов [Л. 2]. Изображение произведения $\Phi(p)$ функций $f(t)$ и $g(t)$ определяется по их изображениям $F(p)$, $G(p)$:

$$\begin{aligned} \Phi(p) &= \frac{1}{2\pi j} \int_{s-j\infty}^{s+j\infty} F(q) G(p-q) dq = \\ &= \frac{1}{2\pi j} \int_{s-j\infty}^{s+j\infty} F(p-q) G(p-q) dq. \end{aligned}$$

В данном выражении несобственный интеграл вычисляется с помощью вычетов относительно полюсов той функции, для которой выполняется условие леммы [Л. 2]:

$$\begin{aligned} \Phi(p) &= \sum_i \operatorname{Res} [F(q) G(p-q), f_i] = \\ &= \sum_i \operatorname{Res} [F(p-q) G(q), q_i], \end{aligned}$$

Вологодская областная универсальная научная библиотека

где f_i — полюса функции $F(q)$; q_i — полюса функции $G(q)$.

Определим изображение произведения функций, одна из которых синусоидальная $f(t) = \sin \omega_1 t$ ($\omega_1 = 2\pi/T_1$, T_1 — период функции $f(t)$), а другая кусочно-постоянная $g(t) = \operatorname{sign} [\sin \omega_1 t]$. Пусть $\omega_1 \neq \omega$. Изображения функций:

$$F(p) = \frac{\omega_1}{p^2 + \omega_1^2}; \quad G(p) = \frac{1 - e^{-pT}}{p(1 + e^{-pT})}.$$

Условия леммы выполняются для $F(p)$ и $G(p)$, однако вычеты целесообразно находить относительно полюсов $q_1 = j\omega_1$ и $q_2 = -j\omega_1$ функции $F(p)$:

$$\begin{aligned} \Phi(p) &= \sum_{i=1}^2 \operatorname{Res} \left[\frac{\omega_1}{q^2 + \omega_1^2} \frac{1 - e^{-(p-q)T}}{(p-q)(1 + e^{-(p-q)T})}, q_i \right] = \\ &= \frac{1 - e^{-(p-j\omega_1)T}}{2j(p-j\omega_1)(1 + e^{-(p-j\omega_1)T})} - \\ &\quad - \frac{1 - e^{-(p+j\omega_1)T}}{2j(p+j\omega_1)(1 + e^{-(p+j\omega_1)T})} = \\ &= \frac{\omega_1(1 - e^{-2pT}) - 2p \sin \omega_1 T e^{-pT}}{(p^2 + \omega_1^2)(1 + e^{-2pT} + 2 \cos \omega_1 T e^{-pT})}. \end{aligned}$$

Следует отметить, что если одна из функций запаздывает относительно другой, то условия леммы выполняются для функции, которая во временной области начинается раньше. Однако на практике это приводит к тому, что полученное выражение будет иметь форму ряда. Например, если $f(t) = 1(t-t_0)$, $F(p) = -e^{p(t-t_0)}/p$, то условия леммы выполняются для функции $G(p)$ и результат представляет собой бесконечный ряд. Так как на интервале $0-t$ значение произведения

Сообщения

УДК 62-57:621.313.32

О пуске синхронной машины в режиме вентильного двигателя с имитатором положения ротора

ИЛЬИН В. И., канд. техн. наук, ГИНЗБУРГ С. М.,
СЕВАСТЬЯНОВА В. Н., инженеры

Москва

С увеличением единичной мощности синхронных машин применение традиционных схем их пуска становится затруднительным. Все чаще для разгона мощных синхронных машин используются вентильные преобразователи частоты. Весьма удобным является пуск синхронной машины в режиме вентильного двигателя, когда можно не опасаться выпадения машины из синхронизма [Л. 1].

При использовании преобразователя частоты с явно выраженным звеном постоянного тока коммутация инвертора производится за счет э. д. с. за сверхпереходной реактивностью синхронной машины, т. е. инвертор ведется синхронной машиной аналогично инвертору, ведомому сетью.

Однако в режиме низких частот (до 3—4 Гц) э. д. с. машины недостаточна для естественной коммутации вентиляй инвертора и приходится прибегать к искусственной коммутации и импульсному режиму разгона. При этом закрывание отработавших вентиляй инвертора достигается переводом выпрямителя преобразователя частоты со звеном постоянного тока в инверторный режим.

После фиксации отсутствия тока подаются открывавшие импульсы на очередную пару вентиляй инверторного моста, а выпрямитель переводится в выпрямительный режим. За время между очередными искусственными коммутациями инвертора ротор синхронной машины поворачивается на 60°. Для синхронизации системы управления инвертором с ротором машины обычно используются датчики положения ротора (ДПР), фиксирующие положения ротора через каждые 60°.

После окончания импульсного режима синхронизация системы управления инвертором при естественной коммутации производится с помощью датчиков, фиксирующих моменты перехода через ноль коммутирующих линейных э. д. с. за сверхпереходными реактивностями синхронной машины.

Установка ДПР может быть оправдана, если синхронный двигатель постоянно питается от индивидуального преобразователя частоты и возможна работа в импульсном режиме в процессе регулирования скорости, а также при пуске двигателя с большим моментом нагрузки на валу.

Если же преобразователь частоты используется лишь для разгона агрегата с синхронной машиной с целью последующей ее синхронизации с сетью, то установка ДПР лишь усложняет конструкцию агрегата.

равно нулю, то для получения замкнутой формы изображение функции $1(t-t)$ следует сворачивать с изображением функции

$$\pm e^{-pt} \frac{1 - 2e^{-p(T-t)} + e^{-pT}}{p(1 + e^{-pT})},$$

причем знаки плюс и минус выбираются в зависимости от соотношения t и T . Если $t=aT$, причем a — постоянное число, кратное T , то последнее выражение примет вид

$$e^{-atp} \frac{1 - e^{-pT}}{p(1 + e^{-pT})}.$$

Пример. Пусть $F(p) = \frac{e^{-atp} - e^{-bTp}}{p^2}$. Тогда

$$\Phi(p) = \text{Res} \left[\frac{e^{-atq}}{q^2} e^{-at(p-q)} \frac{1 - e^{-(p-q)T}}{(p-q)(1 + e^{-(p-q)T})} \right]_{q_1, 2=0} - \text{Res} \left[\frac{e^{-bTq}}{q^2} e^{-bT(p-q)} \right]_{q_1, 2=0}$$

Попытки разгона двигателя при независимом задании темпа роста частоты преобразователя частоты могут оказаться неуспешными, так как машина может не втянуться или выпасть из синхронизма [Л. 2].

Импульсный режим разгона синхронной машины является одним из наиболее тяжелых тепловых режимов для вентиляй инвертора преобразователя частоты, так как при низкой частоте время протекания тока через пару вентиляй инвертора сравнимо с постоянной времени нагрева вентиляй и поэтому нельзя считать, что нагрев каждого вентиля определяется средним током, равным третьей части тока инверторного моста. Поэтому желательно быстрее проходить импульсный режим разгона, для чего необходимо обеспечить эффективное использование тока в звене постоянного тока для создания максимального двигательного момента синхронной машины. При наличии ДПР это достигается автоматически, так как датчики располагаются таким образом, чтобы в импульсном режиме разгона среднее значение момента было наибольшим.

Как известно, электромагнитный момент неявнополюсной электрической машины

$$M = kI_{ct}I_{rot} \sin \psi; \quad (1)$$

где I_{ct} — ток в двух фазах статора, равный току в цепи постоянного тока преобразователя частоты; I_{rot} — ток в обмотке возбуждения ротора; ψ — угол в электрических градусах между магнитной осью ротора и магнитной осью статора при выбранной проводящей паре вентиляй инверторного моста; k — коэффициент пропорциональности.

При неизменной скорости наибольшее среднее значение электромагнитного момента синхронной машины при повороте ротора на 60° будет при изменении угла ψ от $\pi/3$ до $2\pi/3$. Тогда среднее значение момента с учетом (1):

$$M_{cp} = \frac{3}{\pi} kI_{ct}I_{rot}. \quad (2)$$

После достижения углом ψ значения $2\pi/3$ производится искусственная коммутация инвертора и угол ψ скачком устанавливается равным $\pi/3$. В дальнейшем процесс повторяется.

Возможно вместо ДПР определять с некоторым приближением

$$\begin{aligned} & \times \frac{1 - e^{-(p-q)T}}{(p-q)(1 + e^{-(p-q)T})}, \quad q_1, 2=0 \Big] = \\ & = (e^{-atp} - e^{-bTp}) \lim_{q \rightarrow 0} \frac{d}{dq} \frac{1 - e^{-(p-q)T}}{(p-q)(1 + e^{-(p-q)T})} = \\ & = (e^{-atp} - e^{-bTp}) \left(\frac{-2Tp e^{-pT} + (1 + e^{-pT})(1 - e^{-pT})}{p^2(1 + e^{-pT})^2} \right). \end{aligned}$$

Таким образом, для нахождения изображения сигнала, преобразованного периодически коммутатором, достаточно применения известных теорем линейного преобразования Лапласа. Отметим, что такой подход может быть применен, если коммутатор имеет и более сложную структуру.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Ковалев В. И., Ковалев Ф. И. Преобразование Лапласа для цепей с периодическим коммутатором. — Электричество, 1980, № 2.
2. Математические основы теории автоматического регулирования/ Под ред. Б. К. Чемоданова. — М.: Высшая школа, 1971.

115.09.80

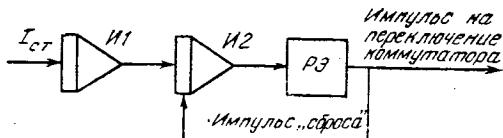


Рис. 1. Схема моделирования.

жением поворот ротора на 60° и тем самым момент коммутации инвертора следующим образом.

Допустим, что в процессе разгона машины в межкоммутационные интервалы инвертора угол ψ изменяется от $\pi/3$ до $2\pi/3$, а момент двигателя при этом постоянный и определяется из выражения (2). Тогда электромагнитный момент машины при постоянном токе возбуждения пропорционален току в звене постоянного тока преобразователя частоты.

Если статический момент сопротивления равен нулю, то при одной паре полюсов можно записать уравнение для угловой скорости ротора в межкоммутационном интервале:

$$\omega = \omega_0 + \frac{1}{J} \int_0^t k_1 I_{ct} dt, \quad (3)$$

где ω_0 — начальная угловая скорость ротора в данном межкоммутационном интервале; J — момент инерции на валу синхронной машины; $k_1 = \frac{3}{\pi} k I_{rot}$ — коэффициент пропорциональности между моментом машины и током статора при заданном токе возбуждения.

Угол поворота ротора после очередной коммутации

$$\Delta\psi = \int_0^t \omega dt. \quad (4)$$

После достижения величиной $\Delta\psi$ значения 60° производится очередная коммутация инвертора, питающего синхронную машину.

Уравнения (3) и (4), описывающие движение «идеализированной» машины можно моделировать с помощью двух интеграторов на операционных усилителях и релейного элемента, как показано на рис. 1. На вход первого интегратора $I1$ подается сигнал, пропорциональный току в звене постоянного тока преобразователя частоты и этот интегратор моделирует уравнение (3). Выходной сигнал интегратора $I1$ подается на вход интегратора $I2$, моделирующего уравнение (4). К выходу $I2$ подключен релейный элемент $P\mathcal{E}$, включающийся при напряжении на $I2$, соответствующем 60° . При включении релейного элемента разряжается конденсатор в обратной связи интегратора $I2$ и выдается импульс на очередную коммутацию в инверторе. Если используется одноканальная система управления инвертором, то выходной импульс релейного элемента переключает в очередное положение коммутатор этой системы управления.

Таким образом, с помощью описанного выше имитатора, который является аналоговой моделью синхронной машины с ДРП, можно определить момент очередной коммутации инвертора. Длительность каждого шага, или межкоммутационный интервал инвертора, питающего синхронную машину, определяется имитатором, который задает последовательность t_1, t_2, \dots, t_N . Найдем выражения для длительности каждого шага. Угловой путь, «пройденный» имитатором за N шагов равен:

$$N \frac{\pi}{3} = \frac{\epsilon \left(\sum_{M=1}^N t_M \right)^2}{2}, \quad (5)$$

где $\epsilon = \frac{k_1 I_{ct}}{J}$ — постоянное угловое ускорение имитатора;

$\sum_{M=1}^N t_M$ — время, выделенное имитатором для N шагов.

Угловой путь имитатора за 1-й шаг

$$\frac{\epsilon t_1^2}{2} = \frac{\pi}{3}. \quad (6)$$

Длительность 1-го шага

$$t_1 = \sqrt{\frac{2\pi J}{3k_1 I_{ct}}}. \quad (7)$$

Из (5) и (6) можно определить время, выделяемое имитатором для N шагов,

$$\sum_{M=1}^N t_M = t_1 \sqrt{N}. \quad (8)$$

Отсюда длительность N -го шага

$$t_N = \sum_{M=1}^N t_M - \sum_{M=1}^{N-1} t_M = t_1 (\sqrt{N} - \sqrt{N-1}). \quad (9)$$

Если установить ротор синхронной машины в начальное положение, соответствующее $\psi = \pi/3$, выбрать сигнал на входе интегратора $I1$ соответствующим моменту, определяемому из (2), и настроить релейный элемент на напряжение, соответствующее повороту ротора машины на 60° , то при отсутствии момента статического сопротивления на валу машины разгон при синхронизации системы управления инвертором от имитатора не будет значительно отличаться от разгона с синхронизацией от ДРП. Однако практически установить ротор синхронной машины в строго заданное исходное положение затруднительно. Легче с определенной точностью выяснить положение ротора и установить в соответствующее исходное положение коммутатор одноканальной системы управления инвертором. Поскольку коммутатор системы управления трехфазным мостовым инвертором имеет шесть положений, то максимальная ошибка, обусловленная дискретностью коммутатора, в определении угла начального положения ротора может достигать 60° . При этом среднее значение момента синхронной машины за время между очередными коммутациями будет существенно меньше момента, на который настроен имитатор.

Обычно крупные синхронные машины разгоняют при отсутствии статической нагрузки на валу. Однако практически до первой искусственной коммутации инвертора на валу машины остается момент трогания, составляющий 20—30% номинального момента машины. При дальнейшем разгоне машины в зоне низких скоростей из-за недостаточной смазки момент нагрузки от трения в подшипниках может составлять до 10% номинального момента машины.

Кроме того, всегда существует погрешность в настройке имитатора, которая совместно с приведенными выше фактами может вызвать его опережение или отставание от реальной машины. Поскольку соответствие действительного угла поворота ротора и его имитирующей величины не контролируется, и имитатор не корректируется, то целесообразно провести анализ процесса накопления рассогласования между имитатором и синхронной машиной в начальный период пуска с искусственной коммутацией инвертора.

Учитывая (1), уравнение движения ротора синхронной машины для одной пары полюсов примет вид:

$$\frac{d^2\psi}{dt^2} = \frac{1}{J} (k I_{ct} I_{rot} \sin \psi - M_c), \quad (10)$$

где M_c — статический момент сопротивления на валу синхронной машины.

Решение нелинейного дифференциального уравнения второго порядка (10) вызывает значительные трудности. Для облегчения анализа линеаризуем уравнение (10) в пределах каждого шага при разгоне машины. Для этого синусоидальную зависимость электромагнитного момента синхронной машины от угла между магнитными осями статора и ротора в пределах изменения этого угла в рассматриваемом шаге заменим линейной зависимостью:

$$M = M_n + \frac{M_k - M_n}{\Phi_k - \Phi_n} (\psi - \Phi_n), \quad (11)$$

где M_n, M_k — начальное и конечное значения момента синхронной машины в рассматриваемом шаге; Φ_n, Φ_k — начальное и конечное значения угла между магнитными осями статора и ротора синхронной машины в рассматриваемом шаге.

Отметим, что при такой линеаризации момент машины, определяемый из (11), всегда меньше действительного момента машины во всем реальном диапазоне изменения угла ϕ . Это обстоятельство обеспечивает некоторый запас при расчете.

Учитывая, что

$$\begin{aligned} M_h &= M_m \sin \psi_h; \\ M_k &= M_m \sin \psi_k \end{aligned} \quad (12)$$

и введя следующие обозначения:

$$A = M_m \frac{\sin \psi_k - \sin \psi_h}{\psi_k - \psi_h}; \quad (13)$$

$$B = M_m \frac{\psi_k \sin \psi_h - \psi_h \sin \psi_k}{\psi_k - \psi_h}; \quad (14)$$

где $M_m = k_1 I_{ct} I_{rot}$ — максимальное значение момента машины при заданных значениях токов статора и ротора, соответствующее $\psi = \pi/2$, получим зависимость момента машины от угла ϕ в рассматриваемом шаге:

$$M = A\phi + B. \quad (15)$$

При этом дифференциальное уравнение (10) примет вид:

$$\frac{d^2\psi}{dt^2} = \frac{1}{J} (A\phi + B - M_c). \quad (16)$$

Решение этого линейного дифференциального уравнения в рассматриваемом шаге следующее:

$$\psi = \left(\psi_n + \frac{B - M_c}{A} \right) \operatorname{ch} \sqrt{\frac{A}{J}} t + \omega_n \sqrt{\frac{J}{A}} \operatorname{sh} \sqrt{\frac{A}{J}} t - \frac{B - M_c}{A}, \quad (17)$$

где ω_n — начальное значение угловой скорости ротора в рассматриваемом шаге.

Дифференцируя (17), получим выражение для угловой скорости ротора:

$$\omega = \left(\psi_n + \frac{B - M_c}{A} \right) \sqrt{\frac{A}{J}} \operatorname{sh} \sqrt{\frac{A}{J}} t + \omega_n \operatorname{ch} \sqrt{\frac{A}{J}} t. \quad (18)$$

В выражениях (17) и (18) при $A < 0$ следует перейти от гиперболических функций к тригонометрическим.

Выше отмечалось, что при использовании ДПР, обеспечивающих поворот ротора при каждом шаге от $\psi_h = \pi/3$ до $\psi_k = -2\pi/3$ разгон машины получается практически оптимальным.

В процессе пуска начальное значение угла ϕ в N -м шаге:

$$\psi_{Nh} = \frac{\pi}{3} + \varphi_{N-1}, \quad (19)$$

а конечное значение ϕ в этом же шаге:

$$\psi_{Nk} = \frac{2\pi}{3} + \varphi_N, \quad (20)$$

где φ_{N-1} и φ_N — начальное и конечное приращения угла ϕ в N -м шаге.

Величина φ_N представляет собой накопившееся к $N+1$ -му шагу угловое рассогласование между имитатором и синхронной машиной.

Для упрощения записей введем некоторые обозначения. Будем предполагать, что имитатор настроен неточно, и коэффициент «расстройки» α обозначим как отношение максимального момента синхронной машины к моменту имитатора:

$$\alpha = \frac{M_m}{k_1 I_{ct}}. \quad (21)$$

Обозначим отношение момента сопротивления на валу синхронной машины к максимальному моменту через β :

$$\beta = \frac{M_c}{M_m}. \quad (22)$$

Тогда с учетом (13) введем обозначение:

$$\frac{M_c}{A} = \beta \frac{\psi_k - \psi_h}{\sin \psi_k - \sin \psi_h} = \beta C. \quad (23)$$

В течение первого шага действует момент трогания M_{trp} :

$$\beta_{trp} = \frac{M_{trp}}{M_m}. \quad (24)$$

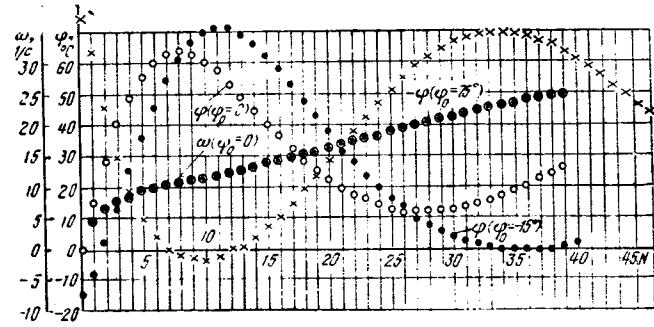


Рис. 2: Кривые переходных процессов разгона двигателя (решетчатые функции $\psi[N]$ и $\omega[N]$).

Кроме того, введем следующее обозначение, пользуясь (7) и (13):

$$\sqrt{\frac{A}{J}} t_1 = \sqrt{\frac{2\pi}{3} \frac{\sin \psi_k - \sin \psi_h}{\psi_k - \psi_h}} = DV_\alpha. \quad (25)$$

Учитывая (9), (17), (18) и введенные выше обозначения, свяжем начальное и конечное приращения угла ϕ в N -м шаге разгона синхронной машины:

$$\psi_{Nk} = \frac{2\pi}{3} + \varphi_N = \left(\frac{B_N}{A_N} - \beta_N C_N + \frac{\pi}{3} + \varphi_{N-1} \right) \operatorname{ch} \left[D_N V_\alpha (V_N - V_{N-1}) \right] + \sqrt{\frac{A_{N-1}}{A_N}} \operatorname{sh} [D_N \times$$

$$\times V_\alpha (V_N - V_{N-1})] \left(\frac{B_{N-1}}{A_{N-1}} - \beta_{N-1} C_{N-1} + \frac{\pi}{3} + \varphi_{N-2} \right) \operatorname{sh} [D_{N-1} V_\alpha (V_{N-1} - V_{N-2})] +$$

$$+ \operatorname{sh} [D_N V_\alpha (V_N - V_{N-1})] \sum_{i=1}^{N-2} \left\{ \sqrt{\frac{A_i}{A_N}} \left(\frac{B_i}{A_i} - \beta_i C_i + \frac{\pi}{3} + \varphi_{i-1} \right) \operatorname{sh} [D_i V_\alpha (V_i - V_{i-1})] \prod_{j=i+1}^{N-1} \operatorname{ch} [D_j V_\alpha \times \right. \\ \left. \times (V_j - V_{j-1})] \right\} - \left(\frac{B_N}{A_N} - \beta_N C_N \right), \quad (26)$$

где A_N ; B_N ; β_N ; C_N ; D_N — указанные ранее величины, соответствующие N -му шагу; $A_0 = 0$.

Нетрудно убедиться, что входящие в (26) величины безразмерны и не содержат параметров конкретных синхронных машин. В то же время в этих уравнениях учтены относительные моменты трогания и нагрузки во время разгона.

Все это позволяет использовать ЦВМ для анализа начального процесса разгона синхронной машины с имитатором в общем виде. Изменяя коэффициент «расстройки» имитатора α , можно получить решения уравнения (26) для различных значений угла начального рассогласования машины и имитатора φ_0 в виде ограниченной или неограниченной последовательности углов рассогласования.

Решения уравнения (26) для различных α , φ_0 , β и β_{trp} проводились на ЦВМ МИР-2. Окончание счета на ЦВМ определялось по достижению заданной угловой скорости, когда возможна коммутация инвертора за счет э. д. с. за сверхпереходной реактивностью синхронной машины, а синхронизация системы управления производится от датчиков перехода через нуль указанных коммутирующих э. д. с. В качестве такой угловой скорости выбрана скорость $\omega = 25 \text{ с}^{-1}$.

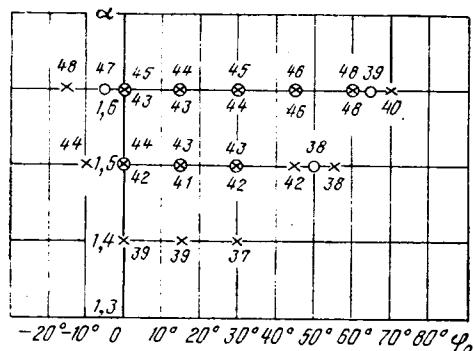


Рис. 3. Результаты расчетов (цифра над расчетной точкой соответствует числу шагов для $\beta_{tp}=0,3$ и $\beta=0,1$; цифра под расчетной точкой — $\beta_{tp}=0,2$; $\beta=0,1$).

○ — $\beta_{tp}=0,3$; $\beta=0,1$; \times — $\beta_{tp}=0,2$; $\beta=0,1$.

Используя принятые выше обозначения и (18), запишем выражение для конечного значения скорости в N -м шаге разгона:

$$\begin{aligned} \omega_{Nk} = & \sqrt{\frac{A_N}{J}} \left(\frac{B_N}{A_N} - \beta_N C_N + \frac{\pi}{3} + \varphi_{N-1} \right) \sinh [D_N V \alpha \times \\ & \times (V_N - V_{N-1})] + \sum_{i=1}^{N-1} \left\{ \sqrt{\frac{A_i}{J}} \left(\frac{B_i}{A_i} - \beta_i C_i + \right. \right. \\ & \left. \left. + \frac{\pi}{3} + \varphi_{i-1} \right) \sinh [D_i V \alpha (V_i - V_{i-1})] \prod_{j=i+1}^N \cosh [D_j V \alpha \times \right. \\ & \left. \left. \times (V_j - V_{j-1})] \right\}. \quad (27) \end{aligned}$$

Для обеспечения запаса при определении необходимой «расстройки» имитатора α выбран для расчета достаточно тяжелый электропривод, где момент инерции ротора синхронной машины равен $1000 \text{ кг} \cdot \text{м}^2$, а момент инерции исполнительного механизма в 8 раз больше. Более легкий агрегат выйдет на заданную скорость за меньшее число шагов. Мощность синхронной машины в номинальном режиме 30 МВт . В этом случае время разгона агрегата при номинальном моменте двигателя до номинальной скорости 3000 об/мин составляет 30 сек. Из приведенных выше данных можно определить отношение M/J , подставить его в уравнение (27) с учетом (13) и найти условие окончания счета на ЦВМ.

При расчетах на ЦВМ предполагалось, что относительный момент трогания $\beta_{tp}=0,2$; 03 и этот момент действует на валу в течение 1-го шага. После первого шага на валу синхронной машины действует относительный статический момент $\beta=0,1$. Вначале была проведена серия расчетов разгона выбранного агрегата до заданной скорости при отсутствии момента сопротивления на валу ($\beta_{tp}=\beta=0$). При этом для различных коэффициентов «расстройки» имитатора был выяснен диапазон углов начального рассогласования φ_0 , при котором происходил разгон агрегата до заданной скорости (25 1/сек). Из анализа проведенных расчетов следует, что с увеличением коэффициента «расстройки» α расширяется диапазон углов начального рассогласования φ_0 , где двигатель разгоняется до заданной скорости.

На рис. 2 показаны переходные процессы разгона двигателя в виде решетчатых функций $\varphi[N]$ при $\alpha=1,5$ для различных значений углов начального рассогласования без нагрузки на валу. Здесь же показана решетчатая функция $\omega[N]$ для $\alpha=1,5$.

Расчеты, проведенные на ЦВМ, показывают, что если ускорение синхронной машины меньше ускорения имитатора, то пуск невозможен. При этом с первого шага синхронная машина отстает от имитатора и во втором шаге средний момент двигателя становится еще меньше по сравнению с моментом имитатора. Это приводит к еще большему отставанию ротора от имитатора в следующих шагах, что вызывает тормозной момент машины. Так как частота работы имитатора возрастает, то разгон после отставания на 360° невозможен. Если же ускорение синхронной машины больше ускорения имитатора, то с первого шага синхронная машина будет опережать имитатор. Во время второго шага средний момент двигателя снизится из-за появившегося угла рассогласования φ . В результате ускорение ротора снизится. Темп разгона двигателя будет задан имитатором, а ротор будет опережать последний. В этом случае пуск будет успешным. Более того возможен успешный пуск даже при определенном отрицательном начальном рассогласовании.

При больших значениях α разгон будет существенно замедлен, что приведет к ухудшению теплового режима вентиляй инвертора. Поэтому существует оптимальное значение коэффициента «расстройки» имитатора α , позволяющее при большом диапазоне изменения начального угла рассогласования φ_0 и наличия момента трогания и момента сопротивления при разгоне за минимальное время разогнать синхронную машину в импульсном режиме.

На рис. 3 приведены результаты расчетов при наличии момента трогания и нагрузки на валу во время пуска синхронной машины.

В результате проведенных расчетов рекомендуется значение коэффициента «расстройки» имитатора α выбирать равным 1,6. При этом успешный пуск для $\beta_{tp}=0,2$; $\beta=0,1$ и $\alpha=1,6$ будет при $-15^\circ \leq \varphi_0 \leq 70^\circ$, а для $\beta_{tp}=0,3$; $\beta=0,1$ и $\alpha=1,6$ при $-5^\circ \leq \varphi_0 \leq 65^\circ$.

Таким образом, даже при ошибке в 60° , обусловленной дискретностью коммутатора, при $\alpha=1,6$ пуск будет успешным.

На рис. 4 представлена осциллограмма, иллюстрирующая пуск синхронной машины типа СМ-125-6 от преобразователя частоты, где инвертор управляет имитатором. Коэффициент расстройки имитатора выбран равным 1,6. Начальный угол рассогласования равен нулю.

Проведенное экспериментальное исследование полностью подтвердило результаты анализа уравнения (26) на ЦВМ. Для $\alpha=1,6$ синхронный двигатель СМ-126-6 с машиной постоянного тока сопоставимой мощности на валу успешно разгонялся при изменении угла начального рассогласования в пределах $-30^\circ \leq \varphi_0 \leq 75^\circ$.

Ток в цепи постоянного тока принимал в этом случае ряд значений от 25 до 100 А.

Приложение. Для определения первоначального положения ротора синхронной машины можно воспользоваться напряжениями, наведенными в обмотках статора при подаче напряжения на обмотку возбуждения СМ. При включении под напряжение обмотки возбуждения начнет возрастать поток возбуждения ориентированный в пространстве в соответствии

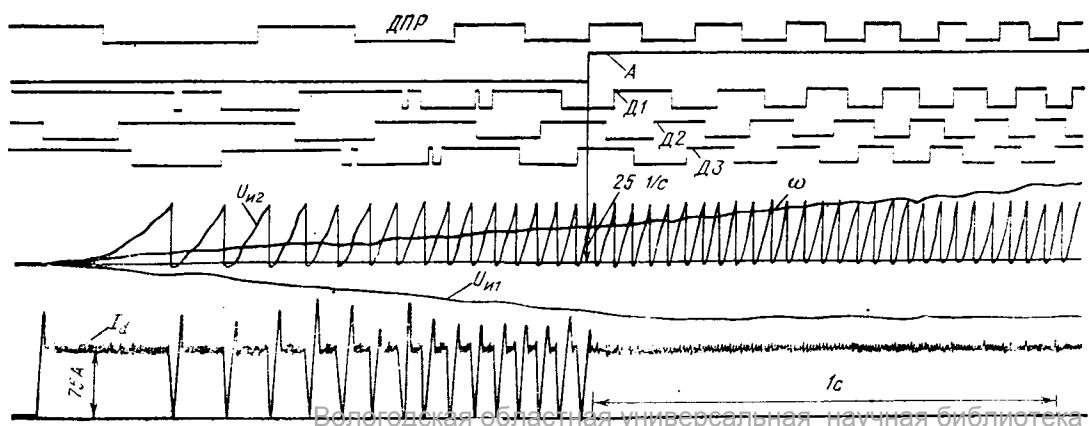


Рис. 4. Осциллограмма, иллюстрирующая пуск синхронной машины типа СМ-125-6 от преобразователя частоты.

I_d — ток в звене постоянного тока преобразователя частоты; U_1 и U_2 — напряжение на выходе 1-го и 2-го интеграторов имитатора; ω — угловая скорость ротора синхронной машины; $D1$; $D2$; $D3$ — сигналы датчиков перехода через нуль линейных э. д. с. за сверхпереходной реактивностью; A — логическая функция перевода инвертора на естественную коммутацию; DPR — сигнал датчика положения ротора.

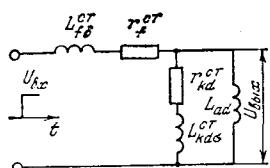


Рис. 5. Схема замещения одной фазы (все параметры приведены к обмотке статора).

$L_{f\phi}^{\text{ст}}$ — индуктивность рассеяния обмотки возбуждения; $r_f^{\text{ст}}$ — активное сопротивление обмотки возбуждения; $r_{kd}^{\text{ст}}$ — активное сопротивление эквивалентной демпферной обмотки по продольной оси машины; $L_{kd\phi}^{\text{ст}}$ — индуктивность рассеяния эквивалентной демпферной обмотки по продольной оси машины; $L_{ad}^{\text{ст}}$ — индуктивность намагничивания фазной статорной обмотки.

с положением ротора. Поскольку пространственно обмотки фаз статора сдвинуты относительно друг друга на 120° , то при включении возбуждения на обмотках статора наводятся напряжения, пропорциональные проекциям производной потока возбуждения, направленного по магнитной оси ротора. Зная значения указанных трех напряжений — проекций можно достаточно точно определить положение ротора синхронной машины. Однако этого не требуется, так как информация о первоначальном положении ротора нужна лишь для начальной установки коммутатора одноканальной системы управления, имеющего шесть положений. При этом выбирается пара вентиляй инверторного трехфазного моста, которая включается при пуске первой.

В этом случае вполне достаточно выделить уровень напряжения, ниже которого напряжение считается отсутствующим (логический «ноль»), а выше которого напряжение принимает значение логической единицы. Кроме того, фиксируется полярность наведенного в данной фазе напряжения при логической единице. Таким образом, зная полярность и логическую величину наведенного напряжения в каждой фазе статора, можно после соответствующей логической обработки полученных сигналов зафиксировать 12 зон положений ротора в пространстве.

В таблице приведены значения наведенных э. д. с. в каждой фазе статора в логической форме, а также их знаки для

Положение ротора	Значение амплитуды э. д. с. и ее знак						
	фаза A		фаза B		фаза C		
1	1	+	1	-	1	-	-
2	1	+	0	+	1	-	-
3	1	+	1	+	1	-	-
4	0	-	1	+	1	-	-
5	1	-	1	+	1	-	-
6	1	-	1	+	0	-	-
7	1	-	1	+	1	-	+
8	1	-	0	+	1	-	+
9	1	-	1	-	1	-	+
10	0	-	1	-	1	-	+
11	1	+	1	-	1	-	+
12	1	+	1	-	0	-	+

УДК 621.313.17.001.24

Основное расчетное уравнение линейных электромашинных генераторов

АЛИЕВСКИЙ В. Л., канд. техн. наук

Московский авиационный институт

Линейные электромашинные генераторы (ЛЭГ) с поступательно-возвратным перемещением (ПВП) целесообразны в установках электромеханического преобразования энергии совместно с первичными двигателями ПВП. Развитие линейных электрических машин идет в основном по пути создания различных типов двигателей [Л. 1—4]; начата разработка

12 положений ротора. В первом положении магнитная ось ротора пространственно совпадает с фазой A обмотки статора.

Поскольку необходимо различать только шесть зон положений ротора, то в логической схеме обработки сигналов зоны, ограниченные двенадцатью положениями, попарно объединяются. Оценить значение наведенного в обмотке статора напряжения при включении возбуждения можно следующим образом. На рис. 5 в соответствии с законом постоянства потокосцепления представлена схема замещения одной фазы при существенном влиянии демпферной обмотки.

Поскольку обычно $L_{ad} \gg L_{kd}^{\text{ст}}$, то в данном случае можно пренебречь током намагничивания. Как видно из схемы замещения (рис. 5), в начальный период во время действия демпферной обмотки машины постоянная времени роста тока возбуждения

$$T = \frac{L_{f\phi}^{\text{ст}} + L_{kd}^{\text{ст}}}{r_{f\phi}^{\text{ст}} + r_{kd}^{\text{ст}}}.$$

Поскольку $L_{kd}^{\text{ст}} \ll L_{f\phi}^{\text{ст}}$, то практически выходное напряжение на обмотках статора появляется с постоянной времени, определяемой из (18).

Максимальное значение выходного напряжения:

$$U_{\text{вых}} = \frac{r_{kd}^{\text{ст}}}{r_{kd}^{\text{ст}} + r_{f\phi}^{\text{ст}}} U_{\text{вх}},$$

где $U_{\text{вх}} = \frac{U_f}{L_f} M_{ad}$ — начальное значение напряжения возбуждения, приведенное к обмотке статора; U_f — начальное значение напряжения возбуждения; L_f — индуктивность обмотки возбуждения; M_{ad} — взаимная индуктивность обмотки статора и ротора при совпадении их осей.

Так, для синхронной машины мощностью 30 МВт, напряжением 10 кВ и скоростью 3000 об/мин; $T = 0,08$ с; $U_{\text{вых}} = 16$ В.

На выходе трансформаторов напряжения получается всего 160 мВ, но для логической обработки это вполне достаточный сигнал.

Указанные сигналы необходимы лишь для первоначальной установки коммутатора системы управления инвертора в исходное состояние. После необходимой выдержки времени логическая схема для определения начального положения ротора отключается. Можно отметить, что для определения начального положения ротора не требуется изменять обычный алгоритм пуска. Первоначальная установка коммутатора перед пуском производится при включении возбуждения синхронной машины.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Аракелян А. К., Афанасьев А. А., Чиликин М. Г. Вентиляный электропривод с синхронным двигателем и зависимым инвертором. — М.: Энергия, 1977.

2. Peterson T., Frank K. Starting a large synchronous motor using static frequency converter. — IEEE Trans. on PAS, 1972, vol. 91, № 1.

экспериментальных ЛЭГ [Л. 5]. Скорость, изменяющаяся приближенно по гармоническому закону, сообщается «ротору» ЛЭГ с ПВП дизельным двусторонним свободнороторным двигателем. При лабораторных испытаниях допустим привод от вращательной машины с кривошипно-шатунным преобразователем.

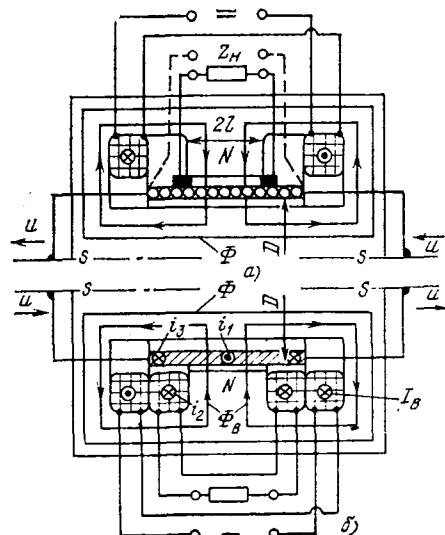


Рис. 1.

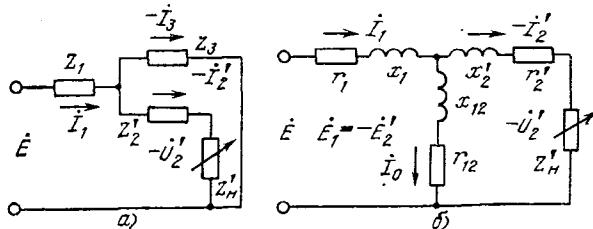


Рис. 2.

Известны переменно-полюсные и одноименно-полюсные (униполярные) ЛЭГ. Последние по конструктивным схемам (рис. 1) близки к рассматриваемым в [Л. 6] электродинамическим вибраторам с кондукционной либо индукционной связью с внешней электрической цепью. Рассмотрим главные аналитические соотношения и выведем основное расчётное уравнение этих генераторов.

Кондукционный ЛЭГ (рис. 1, а). Машина такого типа выполняется с винтовой обмоткой на якоре [Л. 5], концы которой могут быть разомкнуты (при щеточном токосъеме по ее образующей согласно рис. 1, а) или замкнуты на внешнее сопротивление гибкими проводниками (либо посредством подвижного контакта). При ПВП обмотки якоря ее элементарная э. д. с.

$$de(z, t) = B\pi Dvdw,$$

где $B = B_r(D/2, z)$ — индукция в зазоре; πD — длина витка; w — число витков на z -интервале $[-l, l]$ с линейной плотностью их намотки $w_0 = w/(2l)$ и $dw = w_0 dz$; v — скорость ПВП.

Примем $v = v_z(t) = V_m \sin \omega t$, причем $\omega = 2\pi f$ — угловая частота ПВП. Размеры $2l$, D даны на рис. 1. Электродвижущая сила холостого хода ЛЭГ

$$e(t) = \pi D w_0 v_z(t) \int_{-l}^l B_r(D/2, z) dz = 2\pi DIB_\delta w_0 V_m \sin \omega t,$$

или

$$e(t) = \Phi_B w_0 V_m \sin \omega t = E_m \sin \omega t.$$

Создаваемый м. д. с. F_B от постоянного тока возбуждения I_B магнитный поток $\Phi_B = 2\pi Dl B_\delta$; амплитуда э. д. с. $E_m = \Phi_B w_0 V_m$; средняя индукция (в зазоре под полюсом N , рис. 1)

$$B_\delta = \frac{1}{2l} \int_{-l}^l B_r(D/2, z) dz.$$

Действующее значение э. д. с. ЛЭГ $E = E_m / \sqrt{2} = \Phi_B w_0 V$, соответственно, $V = V_m / \sqrt{2}$.

Согласно [Л. 5] ЛЭГ — это униполярный генератор (УГ) с ПВП. Сопоставим э. д. с. одного витка обмотки якоря ЛЭГ $E_B = E/\omega$ и действующее значение э. д. с. стержня $E_c = \Phi_B w_0 l / \sqrt{2}$ цилиндрического якоря вращательного УГ переменного тока [Л. 7], имеющего:

окружную скорость $v = \pi Dn$ (n — частота вращения), одинаковую со скоростью $V_m / \sqrt{2}$ ЛЭГ;

действующее значение переменного потока возбуждения $\Phi_B w_0 / \sqrt{2}$, равное потоку Φ_B ЛЭГ;

такие же размеры D , $2l$, как у ЛЭГ.

Если согласно [Л. 8] принять конструктивный коэффициент $\lambda = l/D = 0.25$, в итоге сопоставления получаем

$$\frac{E_c}{E_B} = \frac{\omega E_c}{E} = \frac{2l}{\pi D} = \frac{1}{2\pi}.$$

Таким образом, за счет последовательного соединения витков обмотки в ЛЭГ преодолевается существенный недостаток УГ — низкое напряжение якоря; $\omega E_B \gg E_c \approx U$. К аналогичному результату приводит сравнение E_B и э. д. с. $E_r = \Phi_B w_0$ якоря соответствующего УГ постоянного тока. Но в данном УГ при жидкокометаллическом токосъеме [Л. 8] $v > V_m / \sqrt{2}$, следовательно, для одинаковых Φ_B в ЛЭГ и УГ может оказаться $E_B \approx E_r$.

В более общем случае при использовании $2p$ полюсов биполярного ЛЭГ для размещения в зазорах под ними частей обмотки якоря, соединенных в $2a$ параллельных ветвей, э. д. с. машины

$$E = c_E \Phi_B V = 4.44 c_E DIB_\delta V_m; c_E = \rho w_0 / a.$$

Нагрузочный режим характеризуется током в обмотке якоря $i_1 = I_{1m} \sin(\omega t + \psi_1)$. Значение и знак сдвига фазы ψ_1 тока i_1 относительно э. д. с. E определяются видом сопротивления нагрузки Z_H , м. д. с. якоря $F_1 = i_1 w k$ обуславливает поток поля реакции якоря $\Phi = \Phi_m \sin(\omega t + \xi)$. Коэффициент $k \geq 1$ учитывает число обтекаемых током i_1 витков обмотки: $k=1$ при щеточно-контактном токосъеме по типу рис. 1, а; $k > 1$ при бесконтактном отводе тока гибкими проводниками (прерывистая линия на рис. 1, а) или отводе i_1 линейно скользящими контактами [Л. 5]: начало и конец винтовой обмотки соединены с расположенным на оси ротора вне магнитопровода медными (бронзовыми) секторами или втулками, на которых установлены щетки. При $k > 1$ ток i_1 проходит по частям удлиненной обмотки, выступающим за размер $2l$ (рис. 1, а). Возможно выполнение укороченной обмотки с $k < 1$.

Влияние потока Φ приводит к дополнительному насыщению магнитопровода (это в общем случае уменьшает э. д. с. движения E) и к возникновению потерь в стали. Париовать реакцию якоря ЛЭГ можно, включив последовательно с подвижной обмоткой и встречно ей компенсационную обмотку с $k w$ витками, размещенную на статоре. Другой известный из [Л. 8] способ уменьшения потока реакции якоря УГ с помощью немагнитных зазоров реализован применительно к ЛЭГ авторами [Л. 5]: на пути Φ в статоре выполнены разрезы, снижающие магнитную проводимость для этого потока. Разрезы расположены вблизи поперечной плоскости симметрии магнитопровода и мало влияют на поток возбуждения Φ_B . В целом анализ реакции якоря ЛЭГ, схем и

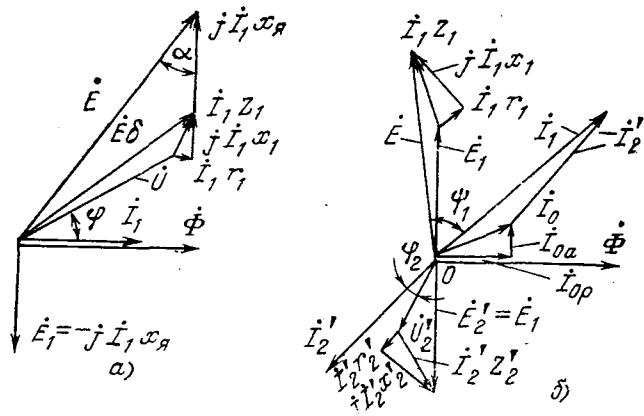


Рис. 3.

устройств для ее компенсации предствляет отдельную задачу.

Поток Φ наводит в обмотке якоря трансформаторную э. д. с.

$$e_1 = -k\omega\partial\Phi/\partial t = E_{1m} \sin(\omega t + \xi - \pi/2)$$

с амплитудой $E_{1m} = k\omega\Phi_m\omega$.

Равновесие напряжений цепи якоря ЛЭГ описывается уравнением

$$\dot{E} + \dot{E}_1 = I_1 Z_{1u} + I_1 Z_1 = \dot{U} + I_1(r_1 + jx_1),$$

где $r_1 = k\omega\tau D/q$; $x_1 = k^2\omega^2\Lambda_1(\rho, q)$ — удельное сопротивление и сечение витка обмотки; Λ_1 — магнитная проводимость для потока рассеяния обмотки; $\dot{E}_1 = -jI_1 x_1$ (x_1 обусловлено потоком Φ).

Электрические потери $P_R = I_1^2 r_1$ зависят от $k \geq 1$. Из-за встречного включения катушек обмотки возбуждения (рис. 1) суммарная э. д. с. от потока Φ в цепи тока I_1 равна нулю.

Пути потоков Φ_b и Φ совпадают в осевых участках магнитопровода (рис. 1). Наибольшая индукция $B_{cm} = B_c(1 + \frac{B_m}{B_c})$ имеет место во внутреннем сердечнике статора с диаметром $D_1 < D$. Поток Φ_b обусловливает здесь индукцию $B_c = 4\lambda B_b / D^2$; конструктивные коэффициенты $\lambda = l/D$; $D_1 = D_1/D$. Относительная амплитуда $\dot{B}_m = B_m/B_c$ учитывает влияние поля реакции якоря.

Расчетная мощность ЛЭГ определяется соотношением

$$S = |\dot{E} + \dot{E}_1| I_1 = 4,44 A_1 B_b V_{ms} D^2 \gamma,$$

где $A_1 = I_1 w_0$ — линейная нагрузка якоря ($I_1 = I_{1m}/\sqrt{2}$); $V_{ms} = \star V_m$ — эквивалентная амплитуда скорости; $\star = 1 + [\pi k\omega \dot{B}_m f / (w_0 V_m)]$; модуль суммы $|\dot{E} + \dot{E}_1| = E_\delta$ — аналог внутренней э. д. с.¹ генератора; $\gamma = E_\delta / (E + E_1)$; $E_\delta = E_{\text{расч.}}$

Основное расчетное уравнение кондукционного генератора имеет вид

$$D = \sqrt{S / (\sigma V_{ms} \lambda)}. \quad (1)$$

Коэффициент использования активного объема (Дж/м³) или удельное осевое тяговое усилие (Н/м²) ЛЭГ

$$\sigma = 4,44 A_1 B_b \gamma = 4,44 j_1 q w_0 \gamma;$$

плотность тока в обмотке якоря

$$j_1 = I_1 / q = A_1 / (\omega_0 q).$$

Индукционный ЛЭГ (рис. 1,б). В соответствии с законом электромагнитной индукции, интегрируя электрические напряженности $[\vec{vB}]$ и $-\partial\vec{A}/\partial t$ ($\vec{A} = \vec{A}_\phi$ — векторный потенциал поля) по окружности одновиткового короткозамкнутого цилиндра ротора ЛЭГ, найдем мгновенные значения э. д. с. ПВП

$$e(z, t) = 2\pi r B_r(z) v(t)$$

и э. д. с. трансформации

$$e_1(z, t) = E_{1m} \sin(\omega t - \varphi - \pi/2).$$

Разделив $e(z, t)$ и $e_1(z, t)$ на $2l$, после интегрирования по z в пределах $-l, l$ и подстановки $r = D/2$ получим усредненные величины:

$$e(t) = \pi D B_b V_m \sin \omega t; e_1(t) = \omega \Phi_m \sin(\omega t - \varphi - \pi/2).$$

Действующие значения э. д. с. ПВП и трансформаторной э. д. с.

$$E = \pi D B_b V_m / \sqrt{2} = 4,44 B_c V_m D^2 \dot{D}_1^2 / (8l); \quad (2)$$

$$E_1 = 2\pi \Phi_m / \sqrt{2} = 4,44 B_m f D^2 \dot{D}_1^2 \pi / 4. \quad (3)$$

В расположенной на статоре ЛЭГ вторичной (выходной) обмотке из согласно включенных катушек с общим числом витков w_2 поток взаимоиндукции Φ наведет э. д. с.

$$e_2 = E_{2m} \sin(\omega t - \varphi - \pi/2),$$

действующее значение которой

$$E_2 = 4,44 \Phi_m w_2.$$

Особенность рассматриваемого ЛЭГ в том, что при произвольных в общем случае соотношениях осевых длин ротора l_p , полюса $2l$ и хода ПВП l_x в выступающих из-под полюса N частях ротора протекает трансформаторный ток i_3 . В режиме нагрузки равновесие м. д. с. ЛЭГ определяет уравнение $F_1 + F_2 + F_3 = F_0$ или иначе $I_1 + I_2 + I_3 = I_0$, причем $I_2 =$

¹ По теореме косинусов $E_\delta = (E^2 + E_1^2 - 2EE_1 \cos \alpha)^{0.5}$; α — угол, противолежащий E_δ (см. рис. 3, а).

$I_3 w_2$; $I_3' = I_3$, так как $w_1 = w_3 = 1$. Следовательно, индукционный ЛЭГ можно заменить схемой (рис. 2,а), подобной эквивалентной схеме трехобмоточного трансформатора [Л. 9] с короткозамкнутой одной из вторичных обмоток ($Z_3' = Z_3$).

В данной схеме допустимо пренебречь током холостого хода I_0 . Действительно, при наличии короткозамкнутого вторичного контура токи I_1, I_2 и I_3' существенно превосходят значение I_0 . Ток I_0 относительно невелик, так как поток взаимоиндукции Φ замыкается в основном по участкам магнитопровода (рис. 1,б), не содержащим явновыраженного воздушного зазора в анализируемой разновидности ЛЭГ. Для устранения i_3 и уменьшения потерь мощности генератора можно согласовать ход l_x и длину $l_p < 2l$, чтобы ротор не перемещался за пределы $(-l, l)$. Соответствующая схема замещения ЛЭГ дана на рис. 2,б. Здесь учитывается ток I_0 , так как отсутствует короткозамкнутый вторичный контур. Недостаток ЛЭГ с $l_p < 2l$ состоит в уменьшении использования габаритного объема генератора.

На рис. 3 приведены векторные диаграммы ЛЭГ: диаграмма напряжений кондукционного генератора (рис. 3,а) и диаграмма (рис. 3,б), которая изображает в комплексной форме уравнения токов и напряжений индукционного ЛЭГ для случая, отвечающего схеме замещения по рис. 2,б.

В соответствии с рис. 3,б расчетная мощность ЛЭГ индукционного типа

$$S = |\dot{E} + \dot{E}_1| I_1 = |\dot{E} + \dot{E}_1| \beta I_2 w_2 = 2 |\dot{E} + \dot{E}_1| A_1 k l, \quad (4)$$

где $\beta > 1$ учитывает ток I_0 холостого хода; $k = l_p / (2l) < 1$ — коэффициент длины ротора; $A_1 = I_1 / l_p = \beta I_2 w_2 / (2k l)$ — линейная нагрузка.

На основании (2) — (4) можно получить

$$S = 4,44 A_1 B_c V_{ms} \gamma D^2 (k \dot{D}_1^2 / 4) = 4,44 A_1 B_b k V_{ms} \lambda D^2 \gamma,$$

причем

$$V_{ms} = \star V_m; \quad \star = 1 + \dot{B}_m (\omega l / V_m); \quad \gamma = |\dot{E} + \dot{E}_1| / (E + E_1).$$

Основное расчетное уравнение индукционного ЛЭГ

$$D = \sqrt{S / (\sigma V_{ms} \lambda)}, \quad (5)$$

где $\sigma = 4,44 A_1 B_b \gamma$ — коэффициент использования. Уравнение (5) по форме совпадает с (1).

Дальнейшее развитие расчетно-теоретических исследований ЛЭГ должно быть направлено на уточнение методики их проектирования, охватывающей ряд неучтенных выше факторов. С учетом допустимого нагрева и вида системы охлаждения требуется обосновать выбор электромагнитных нагрузок и величин плотности тока в обмотках машин. Необходимо усовершенствовать расчет магнитной цепи при одновременном намагничивании отдельных ее участков постоянным и переменным полями (предусмотрев, в частности, расчет токов холостого хода и короткого замыкания индукционного ЛЭГ), разработать расчет параметров схем замещения. Уточненная методика позволит сопоставить различные схемы ЛЭГ.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

- Москвитин А. И. Электрические машины возвратно-поступательного движения. — М.: Изд. АН СССР, 1950.
- Ряшенцев Н. П., Тимошенко Е. М., Фролов А. В. Теория, расчет и конструирование электромагнитных машин ударного действия. Новосибирск: Наука, 1970.
- Айзенштейн Б. М. Линейные электродвигатели. — М.: ВИНИТИ, 1975.
- Свечарник Д. В. Линейный электропривод. — М.: Энергия, 1979.
- Экспериментальное исследование линейного униполярного генератора с возвратно-поступательным движением якоря / В. А. Башкатов и др. — Электротехника, 1980, № 2, с. 48—50.
- Генкин М. Л., Русаков А. И., Яблонский В. В. Электродинамические вибраторы. — М.: Машиностроение, 1975.
- Сипайлов Г. А., Чесалин А. Д. Униполярные электрические машины переменного тока. — В кн.: Устройства электропитания и электропривода малой мощности, М.: Энергия, 1970, т. 2.
- Бертинов А. И., Алиевский Б. Л., Троицкий С. Р. Униполярные электрические машины. — М.: Энергия, 1966.
- Петров Г. Н. Электрические машины. Ч. I. — М.: Энергия, 1974.

К расчету электромагнитной мощности асинхронного двигателя с двухслойным ротором

ЛИСИЦКИЙ Е. Л., ОЛЕЙНИКОВ А. М.

Общее решение уравнений Максвелла применительно к массивному ротору асинхронного двигателя приведено в [Л. 1]. Основные физические процессы в двухслойном роторе исследованы в [Л. 2], где показано, что при замене массивного ротора двухслойным улучшение энергетических показателей двигателя происходит за счет увеличения нормальной составляющей индукции основного магнитного поля в теле ротора.

Решение уравнений электромагнитного поля в [Л. 1, 2] производится в прямоугольных координатах. Представляется, однако, целесообразным расширить эту задачу и получить выражения электромагнитной мощности, а затем и параметров вторичной цепи с учетом кривизны ротора. Сравнив затем результат решения с полученными ранее данными [Л. 2], легко определить границы применения того или иного метода.

Задача решается при следующих допущениях:

на торцах ротора предполагается наличие сверхпроводящих короткозамкнутых колец, поэтому коэффициент попречного краевого эффекта равен единице, а линии тока параллельны оси ротора (оси z , рис. 1);

магнитная проницаемость μ во всем объеме массивного цилиндра постоянна, а магнитное сопротивление шихтованного сердечника равно нулю;

действие высших гармоник и явление насыщения не учитываются;

магнитная индукция основного магнитного поля принята постоянной по длине ротора, а по координате Θ она изменяется по гармоническому закону:

$$\bar{B} = \dot{B}_m e^{j(\omega st + p\theta)}. \quad (1)$$

По этому же закону изменяются напряженности электрического \bar{E} и магнитного \bar{H} полей в теле ротора.

Напряженность электрического поля в массивном цилиндре имеет только одну составляющую

$$\bar{E} = \bar{E}_z = \dot{E}_{zm} e^{j(\omega st + p\theta)}. \quad (2)$$

Уравнения Максвелла запишем в виде:

$$\left. \begin{aligned} \operatorname{rot} \bar{H} &= \bar{E} \frac{1}{\rho}; \\ \operatorname{rot} \bar{E} &= - \frac{\partial \bar{B}}{\partial t}. \end{aligned} \right\} \quad (3)$$

После исключения из системы уравнений (3) напряженности магнитного поля получаем

$$\nabla^2 \bar{E} = \frac{\mu_a}{\rho} \frac{\partial \bar{E}}{\partial t}. \quad (4)$$

Оператор ∇^2 в цилиндрических координатах:

$$\nabla^2 \bar{E} = \frac{1}{r} \frac{\partial}{\partial r} \left(r \frac{\partial \bar{E}}{\partial r} \right) + \frac{1}{r^2} \frac{\partial^2 \bar{E}}{\partial \theta^2} + \frac{\partial^2 \bar{E}}{\partial z^2},$$

где

$$\frac{\partial^2 \bar{E}}{\partial z^2} = 0.$$

Таким образом, уравнение (4) имеет вид

$$\frac{\mu_a}{\rho} \frac{\partial^2 \bar{E}}{\partial t^2} = \frac{\partial^2 \bar{E}}{\partial r^2} + \frac{1}{r} \frac{\partial \bar{E}}{\partial r} + \frac{1}{r^2} \frac{\partial^2 \bar{E}}{\partial \theta^2}. \quad (5)$$

Подставив выражение (2) в (4) и произведя операции дифференцирования, получаем

$$\frac{\partial^2 \bar{E}_{zm}}{\partial r^2} + \frac{1}{r} \frac{\partial \bar{E}_{zm}}{\partial r} - \left(j \frac{\mu_a}{\rho} \omega s + \frac{p^2}{r^2} \right) \dot{E}_{zm} = 0. \quad (6)$$

Последнее выражение является частным случаем модифицированного уравнения Бесселя типа

$$\frac{\partial^2 y}{\partial x^2} + \frac{1}{x} \frac{\partial y}{\partial x} - \left(k^2 + \frac{p^2}{x^2} \right) y = 0, \quad (7)$$

где p — порядок (число пар полюсов обмотки статора).

Общее решение уравнения (7)

$$y = C_1 I_p(kx) + C_2 K_p(kx),$$

где $I_p(kx)$ — модифицированная функция Бесселя первого рода p -го порядка; $K_p(kx)$ — модифицированная функция Бесселя второго рода p -го порядка; C_1 и C_2 — постоянные интегрирования.

Общее решение уравнения (6):

$$\dot{E}_{zm} = C_1 I_p(kr \sqrt{\frac{\mu_a}{\rho} \omega s}) + C_2 K_p(kr \sqrt{\frac{\mu_a}{\rho} \omega s}), \quad (8)$$

где

$$k = \sqrt{\frac{\mu_a}{\rho} \omega s}.$$

Таким образом,

$$\bar{E} = \bar{E}_z = [C_1 I_p(kr \sqrt{\frac{\mu_a}{\rho} \omega s}) + C_2 K_p(kr \sqrt{\frac{\mu_a}{\rho} \omega s})] e^{j(\omega st + p\theta)}. \quad (9)$$

Составляющую напряженности магнитного поля по Θ найдем из второго уравнения системы (3), записанного через проекции на соответствующие оси,

$$\begin{aligned} & \left(\frac{1}{r} \frac{\partial E_z}{\partial \theta} - \frac{\partial E_\theta}{\partial z} \right) \bar{l}_r + \left(\frac{\partial E_r}{\partial z} - \frac{1}{r} \frac{\partial E_z}{\partial r} \right) \bar{l}_\theta + \\ & + \left(\frac{\partial E_\theta}{\partial r} - \frac{1}{r} \frac{\partial E_r}{\partial \theta} \right) \bar{l}_z = \left(\frac{\partial B_r}{\partial t} \bar{l}_r + \frac{\partial B_\theta}{\partial t} \bar{l}_\theta + \frac{\partial B_z}{\partial t} \bar{l}_z \right). \end{aligned} \quad (10)$$

Поскольку $E_r = E_\theta = 0$, то

$$\frac{1}{r} \frac{\partial E_z}{\partial \theta} = - \frac{\partial B_r}{\partial t}; \quad (11)$$

$$\frac{\partial E_z}{\partial r} = \frac{\partial B_\theta}{\partial t}. \quad (12)$$

Из (11) и (12) видно, что для определения B_r или B_θ надо проинтегрировать \bar{E}_z по θ или по r соответственно и проинтегрировать по t . Выполнив указанные операции, получим

$$\bar{B}_r = - \frac{p}{r \omega s} [C_1 I_p(kr \sqrt{\frac{\mu_a}{\rho} \omega s}) + C_2 K_p(kr \sqrt{\frac{\mu_a}{\rho} \omega s})] e^{j(\omega st + p\theta)}$$

или

$$\bar{B}_r = - \frac{p}{r \omega s} \bar{E}_z \quad (13)$$

и соответственно

$$\bar{H}_r = - \frac{p}{r \omega s \mu_a} \bar{E}_z; \quad (14)$$

$$\bar{B}_\theta = \frac{k}{j \omega s} [C_1 I'_p(kr \sqrt{\frac{\mu_a}{\rho} \omega s}) + C_2 K'_p(kr \sqrt{\frac{\mu_a}{\rho} \omega s})] e^{j(\omega st + p\theta)}; \quad (15)$$

$$\bar{H}_\theta = \frac{k}{j \omega s \mu_a} [C_1 I'_p(kr \sqrt{\frac{\mu_a}{\rho} \omega s}) + C_2 K'_p(kr \sqrt{\frac{\mu_a}{\rho} \omega s})] e^{j(\omega st + p\theta)}. \quad (16)$$

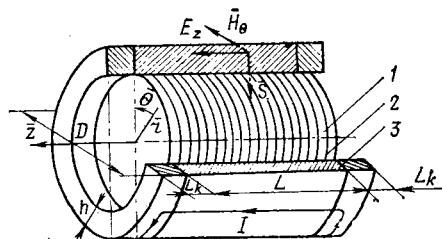


Рис. 1. Схема двухслойного ротора.

1 — шихтованный сердечник; 2 — массивный цилиндр; 3 — медные кольца.

Произвольные постоянные определим из следующих граничных условий.

1. Касательные составляющие напряженности магнитного поля на границе раздела двух сред (массивный цилиндр — шихтованный пакет) равны между собой. Если принять магнитное сопротивление шихтованного пакета равным нулю, то касательная составляющая напряженности магнитного поля на нижней границе массивного цилиндра должна быть равна нулю:

$$[\bar{H}_\theta] = 0 \Big|_{r=R-h}. \quad (17)$$

Применив (17) к (16) при $r = R - h$, получим

$$C_1 I' p [k(R-h) \bar{V}_j] + C_2 K' p [k(R-h) \bar{V}_j] = 0. \quad (18)$$

2. Считаем, что нормальная составляющая индукции магнитного поля на внешней поверхности массивного цилиндра задана. При $r = R$

$$\left[\dot{E}_{zm} = \frac{R\omega s}{p} \dot{B}_{rm} = \dot{E}_{mo} \right]_{r=R}. \quad (19)$$

Применив (19) к (8) при $r = R$, получим

$$C_1 I_p (kR \bar{V}_j) + C_2 K_p (kR \bar{V}_j) = \dot{E}_{mo}. \quad (20)$$

Решая совместно уравнения (19) и (20), найдем постоянные C_1 и C_2 :

$$C_1 = \frac{\dot{E}_{mo}}{I_p (kR \bar{V}_j) - \frac{I' p [k(R-h) \bar{V}_j]}{K' p [k(R-h) \bar{V}_j]} K_p (kR \bar{V}_j)}; \quad (21)$$

$$C_2 = \frac{\frac{I' p [k(R-h) \bar{V}_j]}{K' p [k(R-h) \bar{V}_j]} \dot{E}_{mo}}{I_p (kR \bar{V}_j) - \frac{I' p [k(R-h) \bar{V}_j]}{K' p [k(R-h) \bar{V}_j]} K_p (kR \bar{V}_j)}. \quad (22)$$

Электромагнитная мощность, передаваемая из статора в двухслойный ротор, определяется из уравнения

$$\tilde{S}_{\text{дв}} = \frac{1}{2s} [\dot{E}_{zm} \dot{H}_{\theta m}] \pi DL; \quad (23)$$

$$\tilde{S}_{\text{дв}} = j \frac{R^3 \omega B^2 r_m}{p^2 \mu_a} k \pi L \times$$

$$\times \frac{I' p (kR \bar{V}_j) - \frac{I' p [k(R-h) \bar{V}_j]}{K' p [k(R-h) \bar{V}_j]} K' p (kR \bar{V}_j)}{I' p (kR \bar{V}_j) - \frac{I' p [k(R-h) \bar{V}_j]}{K' p [k(R-h) \bar{V}_j]} K_p (kR \bar{V}_j)}. \quad (24)$$

Для массивного ротора достаточно принять $h \rightarrow R$, тогда $I' p [k(R-h) \bar{V}_j] \rightarrow 0$, а $K' p [k(R-h) \bar{V}_j] \rightarrow \infty$ и электромагнитная мощность равна:

$$\tilde{S}_m = j \frac{R^3 \omega B^2 r_m}{p^2 \mu_a} k \pi L \frac{I' p (kR \bar{V}_j)}{I_p (kR \bar{V}_j)}. \quad (25)$$

В уравнениях (24) и (25) обозначим:

$$\frac{I' p (kR \bar{V}_j) - \frac{I' p [k(R-h) \bar{V}_j]}{K' p [k(R-h) \bar{V}_j]} K' p (kR \bar{V}_j)}{I' p (kR \bar{V}_j) - \frac{I' p [k(R-h) \bar{V}_j]}{K' p [k(R-h) \bar{V}_j]} K_p (kR \bar{V}_j)} = A_p (kR; kh) + j B_p (kR; kh); \quad (26)$$

$$\frac{I' p (kR \bar{V}_j)}{I_p (kR \bar{V}_j)} = C_p (kR) + j D_p (kR); \quad (27)$$

$$\frac{R^3 \omega B^2 r_m}{p^2 \mu_a} k \pi L = F (kR). \quad (28)$$

Тогда запишем

$$\tilde{S}_{\text{дв}} = F (kR) [j A_p (kR; kh) - B_p (kR; kh)]; \quad (29)$$

$$S_m = F (kR) [j C_p (kR) - D_p (kR)]. \quad (30)$$

Для рассматриваемой задачи представляют интерес изменения активной и реактивной мощностей, передаваемых из статора в ротор при замене массивного ротора двухслойным. Относительная активная и реактивная мощности:

$$\tilde{P} = \frac{B_p (kR; kh)}{D_p (kR)}; \quad (31)$$

$$\tilde{Q} = \frac{A_p (kR; kh)}{C_p (kR)}. \quad (32)$$

Эквивалентные приведенные параметры двухслойного ротора рассчитываются по методике [Л. 2].

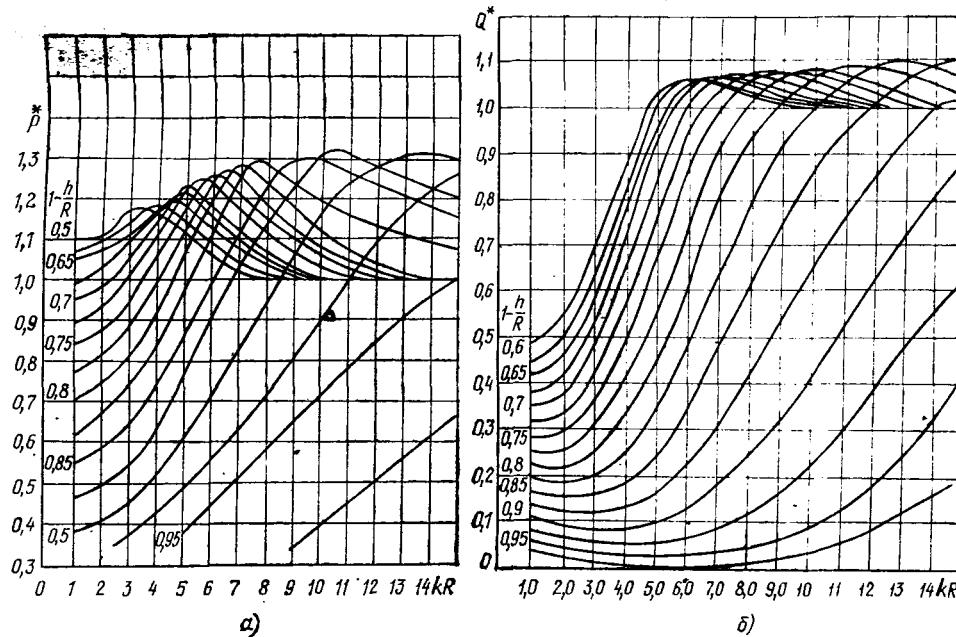


Рис. 2. Кривые относительных мощностей \tilde{P} и \tilde{Q} , рассчитанных по (31) и (32).

Использование соотношений (31) и (32) для расчетов затрудняется необходимостью производить громоздкие вычисления над комплексными числами. Поэтому целесообразно указанные расчеты выполнять на вычислительной машине.

Модифицированные функции Бесселя первого и второго рода p -го порядка комплексного аргумента $I_p(x\sqrt{j})$, $K_p(x\sqrt{j})$, $I_p[(x-x_0)\sqrt{j}]$, $K_p[(x-x_0)\sqrt{j}]$, а также их производные выражаются через более простые функции Кельвина $\text{ber}_p(x)$, $\text{bei}_p(x)$, $\text{ker}_p(x)$ и $\text{kei}_p(x)$ и их производные [Л. 3], а именно:

$$j^p I_p(x\sqrt{j}) = \text{ber}_p(x) + j \text{bei}_p(x);$$

$$j^p I'_p(x\sqrt{j}) = \text{ber}'_p(x) + j \text{bei}'_p(x);$$

$$j^{-p} K_p(x\sqrt{j}) = \text{ker}_p(x) + j \text{kei}_p(x);$$

$$j^{-p} K'_p(x\sqrt{j}) = \text{ker}'_p(x) + j \text{kei}'_p(x).$$

В качестве примера значения относительных мощностей \hat{P} и \hat{Q} , рассчитанные по формулам (31 и (32), приведены на рис. 2, а и б, для $p=1$. Толщина массивного цилиндра h на этих рисунках обозначена в долях радиуса R . По мере увеличения толщины h активная мощность \hat{P} растет и при некоторых значениях h достигает наибольшего значения и затем начинает уменьшаться. При неизменных h и R увеличение параметра $k = \sqrt{\frac{\omega_0 a}{p}}$ (скольжения) также приводит

сначала к увеличению \hat{P} , а затем, с некоторыми значениями k , — к ее уменьшению до единицы.

Относительная реактивная мощность \hat{Q} при увеличении h растет и при определенных h становится даже больше 1 и при дальнейшем увеличении h вновь уменьшается до 1. Аналогично изменяется \hat{Q} при увеличении k (скольжения) и неизменных h и R .

Увеличение порядка функций p (числа пар полюсов двигателя), как показывают расчеты, приводит к уменьшению \hat{P} и увеличению \hat{Q} . Значения \hat{P} и \hat{Q} для $kR=9$ и $h=0,15R$ для различных p приведены в табл. 1.

При малых значениях kR увеличение числа пар полюсов p , кроме того, приводит к уменьшению оптимальной толщины массивного цилиндра.

В табл. 2 при $kR=5$ для различных значений p даны значения толщины массивного цилиндра, при которых сохраняются наиболее благоприятные соотношения между \hat{P} и \hat{Q} .

Порядок функций p	Значение мощности	
	\hat{P}	\hat{Q}
1	1,300	0,740
2	1,290	0,751
3	1,274	0,776
4	1,255	0,807
5	1,237	0,840

Таблица 2

Порядок функций p	Толщина цилиндра h/R	Значение мощности	
		\hat{P}	\hat{Q}
1	0,275	1,240	0,755
2	0,250	1,216	0,740
3	0,225	1,210	0,751
4	0,200	1,210	0,796
5	0,175	1,210	0,772

Полученные закономерности полностью соответствуют физическим процессам в двигателях с массивными и двухслойными роторами.

Сравнение относительных мощностей, приведенных на рис. 2, а и б, с соответствующими значениями этих мощностей, рассчитанными в прямоугольных координатах [Л. 2], показывает, что учет кривизны ротора уточняет значение электромагнитной мощности. В частности, активная мощность уменьшается, а реактивная — увеличивается. Однако это уточнение относится в основном к области малых значений kR и должно быть учтено при проектировании двигателей малой мощности с малым диаметром ротора, когда глубина проникновения магнитного поля в ротор может быть соизмерима со значением радиуса. Для двигателей средней и большой мощности решение задачи в цилиндрических и прямоугольных координатах дает примерно одинаковые результаты.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

- Постников И. М. Вихревые токи в синхронных и асинхронных машинах с массивным ротором. — Электричество, 1958, № 10.
- Могильников В. С. Асинхронные электродвигатели с массивными роторами. — Симферополь, 1967.
- Кузнецов Д. С. Специальные функции. — М.: Высшая школа, 1962.

(25.08.80)

УДК 621.313.333.1.001.24

К расчету индукционного сопротивления, встраиваемого в роторную цепь асинхронного двигателя

РОЗОВ Ю. М., канд. техн. наук, ТИГУНОВ А. П., инж.

Киев

Разработанный в 60-х годах асинхронный двигатель с фазным ротором и встроенным в роторную цепь сопротивлением [Л. 1—3] существенно повысил эффективность электроприводов переменного тока с регулированием скорости за счет изменения напряжения, питающего двигатель. Достоинствами двигателя с индукционным роторным сопротивлением (ИРС) является отсутствие в его механической характеристике критического режима и области статически неустойчивой работы, эффективное ограничение тока и мощности потерь машины в режимах больших скольжений, превращение преобладающей части электрических потерь в тепло вне рабочего объема двигателя. Особую актуальность приобретают

научно обоснованные методики расчета как самих индукционных дисков, так и двигателей с ИРС. Использовавшиеся ранее методики расчета на основе эмпирических формул и известные в литературе [Л. 3] по ряду причин приводят к настолько большим погрешностям, что не удовлетворяют требованиям практики.

В статье излагаются результаты разработки методики расчета ИРС, основанной на работах Л. Р. Неймана о поверхности эффекте в массивных ферромагнитных телах [Л. 4 и 5].

На рис. 1 изображена конструктивная схема элемента ИРС, магнитопровод которого представляет собой составной

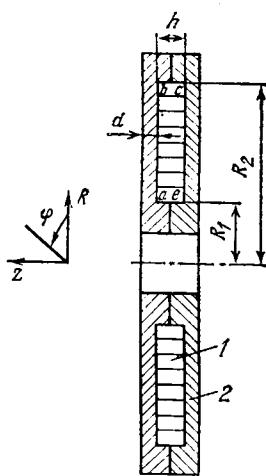


Рис. 1.

диск из массивной конструкционной стали, например, марки Ст. З. Толщина стенок диска составляет 4–6 мм, индуктор из медного провода в теплостойкой изоляции уложен в кольцевую канавку в теле магнитопровода. Конструктивное исполнение индукционного диска предусматривает плотное соединение деталей магнитопровода, так что можно считать индуктор окруженным со всех сторон сплошным ферромагнитным сердечником.

Стремление уменьшить размеры и массу магнитопровода ИРС заставляет выбирать такие рабочие значения магнитной индукции в магнитопроводе устройства, которые соответствуют состоянию насыщения стали. В сочетании с проявлением поверхностного эффекта в массивном магнитопроводе это обуславливает нелинейную природу элемента, расчет которого проводится с использованием метода эквивалентных синусоид. Конструкция элемента ИРС обладает осевой симметрией, что позволяет рассматривать проникновение электромагнитной волны внутрь магнитопровода лишь в плоскости RZ цилиндрической системы координат.

Расчет эквивалентных параметров индукционного диска проведем при таких значениях частоты тока индуктора, при которых глубина проникновения электромагнитной волны в массивное тело магнитопровода меньше толщины d . Это соответствует режиму больших скольжений двигателя, когда наличие ИРС существенно изменяет характеристики машины.

Магнитный поток, приходящий на единицу длины вдоль вектора напряженности электрического поля в ферромагнитном веществе при явно выраженным поверхностном эффекте, равен [Л. 4–6].

$$\Phi_m \text{ (ед.)} = (0,6 - j) \sqrt{\frac{\mu_s(H)}{\gamma \omega}} H_{ms}, \quad (1)$$

где $\mu_s(H)$ — магнитная проницаемость на поверхности ферромагнитного вещества, зависящая от напряженности магнитного поля в данной точке поверхности; γ — удельная электропроводность материала магнитопровода; ω — частота; H_{ms} — амплитудное значение напряженности магнитного поля на поверхности ферромагнитного вещества.

Очевидно, в рассматриваемом случае направление векторов магнитного потенциала \vec{A} и напряженности электрического поля $\vec{E} = -\frac{\partial \vec{A}}{\partial t}$ совпадает с направлением координаты φ , поэтому суммарный магнитный поток элемента ИРС равен

$$\Phi_m = \int_0^{2\pi} \Phi_m \text{ (ед.)} R d\varphi = \Phi_m \text{ (ед.)} 2\pi R, \quad (2)$$

где R — текущее значение радиуса от R_1 до R_2 (см. рис. 1). Подставляя (1) в (2) и преобразуя, получаем

$$\Phi_m = 2\pi R (0,6 - j) \sqrt{\frac{\mu_s}{\gamma \omega}} \sqrt{\mu_{rs}(H)} H_{ms}, \quad (3)$$

где μ_{rs} — относительная магнитная проницаемость на внутренней поверхности окна магнитопровода.

После определения модуля магнитного потока перепишем выражение (3) в ином виде:

$$\sqrt{\mu_{rs}(H)} H_{ms} = \frac{\Phi_m \sqrt{\omega}}{1,166 \cdot 2\pi R \sqrt{\frac{\mu_0}{\gamma}}}. \quad (4)$$

Аппроксимируем пересчитанную кривую намагничивания [Л. 6] выражением

$$H_m = C (\sqrt{\mu_r(H)} H_m)^n. \quad (5)$$

В соответствии с рекомендациями [Л. 6] для конструкционной стали принимаем $n = 1,5$; $C = 2,4 \cdot 10^{-4} \left(\frac{M}{A} \right)^{\frac{1}{2}}$.

Из (4) и (5), вводя обозначение $1,166 \cdot 2\pi \sqrt{\frac{\mu_0}{\gamma}} = k$, получаем

$$H_{ms} = C \left(\frac{\Phi_m \sqrt{\omega}}{k R} \right)^n. \quad (6)$$

Наличие текущего значения радиуса R в (6) отражает зависимость напряженности магнитного поля от кривизны индуктора и магнитопровода. Эта особенность отличает излагаемую методику расчета ИРС от известной [Л. 3].

Магнитный поток в элементе ИРС определим исходя из закона полного тока. Интеграл $\oint \bar{H} ms d\bar{l}$ по замкнутому контуру *abcea* разобъем на четыре интеграла:

$$\oint \bar{H} ms d\bar{l} = \int_{ab} \bar{H} ms d\bar{l} + \int_{bc} \bar{H} ms d\bar{l} + \int_{ce} \bar{H} ms d\bar{l} + \int_{ea} \bar{H} ms d\bar{l}. \quad (7)$$

Поскольку напряженность магнитного поля на участках *ab* и *ce* можно принять постоянной, а также поскольку

$$\int_{bc} \bar{H} ms d\bar{l} = \int_{ea} \bar{H} ms d\bar{l} = \int_{R_1}^{R_2} \bar{H} ms dR,$$

то можем записать

$$\oint \bar{H} ms d\bar{l} = h \left[C \left(\frac{\Phi_m \sqrt{\omega}}{k R_1} \right)^n + C \left(\frac{\Phi_m \sqrt{\omega}}{k R_2} \right)^n \right] + 2 \int_{R_1}^{R_2} C \left(\frac{\Phi_m \sqrt{\omega}}{k R} \right)^n dR. \quad (8)$$

После интегрирования и преобразований получим

$$C \left(\frac{\Phi_m \sqrt{\omega}}{k} \right)^n \left[\frac{h}{R_1^{n-1}} + \frac{h}{R_2^{n-1}} + \frac{2}{n-1} \left(\frac{R_2^{n-1} - R_1^{n-1}}{(R_1 R_2)^{n-1}} \right) \right] = I_m \omega. \quad (9)$$

Совокупность величин, характеризующих размеры окна магнитопровода, обозначим:

$$\left[\frac{h}{R_1^{n-1}} + \frac{h}{R_2^{n-1}} + \frac{2}{n-1} \left(\frac{R_2^{n-1} - R_1^{n-1}}{(R_1 R_2)^{n-1}} \right) \right] = F(h, R). \quad (10)$$

Из (9) следует

$$\Phi_m = \left[\frac{I_m \omega}{C F(h, R)} \right]^{\frac{1}{n}} \frac{k}{\sqrt{\omega}}. \quad (11)$$

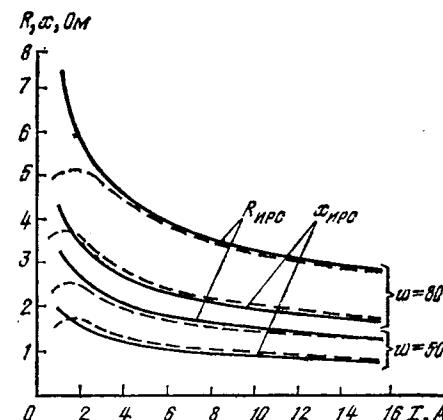


Рис. 2.

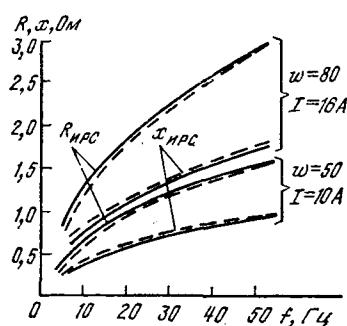


Рис. 3.

Комплексное электрическое сопротивление массивного ферромагнитного проводника [Л. 4]

$$\hat{Z} = \frac{j\omega\Phi}{F}, \quad (12)$$

где F — м. д. с. на рассматриваемом участке ферромагнитного проводника. В нашем случае выражение для эквивалентного сопротивления элемента ИРС, приведенного к числу витков обмотки индуктора, примет вид:

$$Z_{\text{ИРС}} = \frac{j\omega(0,6 - j)\Phi_m w}{1,166 I_m} \quad (13)$$

Подстановка значения Φ_m из (11) в (13) и некоторые преобразования с учетом $n=1,5$ позволяют получить окончательное выражение для определения полного эквивалентного электрического сопротивления элемента ИРС:

$$Z_{\text{ИРС}} = (k_a + jk_p) \frac{\frac{1}{\omega^2} \frac{5}{kw^3}}{[CF(h, R)]^{\frac{2}{3}} I_m^{\frac{1}{3}}} \quad (14)$$

где $k_a = 0,855$; $k_p = 0,51$.



УДК 62-83:621.313.333.078

Расчет статических характеристик асинхронных электроприводов с параметрическим управлением

БРАСЛАВСКИЙ И. Я., канд. техн. наук, ВАЛЕК В. М.

Свердловск

Для регулирования момента и скорости асинхронных двигателей (АД) с фазным ротором находят применение полупроводниковые коммутаторы сопротивлений в роторе. Оценка свойств таких систем часто выполняется на основе расчета приближенных моделей без учета всех особенностей протекающих в АД процессов.

Эффективным методом анализа квазистабилизированных режимов асинхронных электроприводов с использованием полного математического описания АД является метод переменных состояния. Этот метод, разработанный применительно к электроприводам с фазовым управлением в статорных цепях [Л. 1], может быть распространен на системы параметрического управления в роторе.

Исследование стационарных регулировочных режимов производится для схем регуляторов, показанных на рис. 1, при обычно используемых для асинхронных машин допущениях [Л. 2], а также в предположении, что обмотки статора питаются симметричной системой синусоидальных напряжений, тиристоры и диоды имеют идеализированные характеристики, полностью управляемые ключи K_1, K_2, K_3 , K — идеальные, скорость вращения ротора постоянная.

Квазистабилизированный режим представляет собой последовательность переходных процессов, вызванных коммутацией вентиляй. Интервалы существования различных структур

на основе полученных выражений авторами разработана методика расчета индукционных роторных сопротивлений и выполнены циклы расчетов, которые сопоставлены с результатами эксперимента. На рис. 2 представлены экспериментальные (штриховые линии) и расчетные (сплошные линии) зависимости активного и индуктивного сопротивлений индукционного диска от тока для двух значений чисел витков индуктора при частоте 50 Гц, а на рис. 3 — от частоты при различных значениях тока индуктора.

Выводы: 1. Погрешность расчета эквивалентных сопротивлений индукционного диска по изложенной методике для режимов сильных полей не превышает 5%. Режимы слабых полей в ИРС, характеризующиеся гораздо большими погрешностями расчета, соответствуют очень малым нагрузкам регулируемого двигателя и с точки зрения практики интереса не представляют.

2. Для реального диапазона изменения значения и частоты тока ротора двигателя с ИРС коэффициент мощности индукционного диска остается практически постоянным, причем значение его несколько ниже, чем указано в (14), что объясняется наличием магнитного потока, замыкающегося внутри окна магнитопровода. Поэтому при расчетах по выражению (14) следует принимать $k_a = 0,8 - 0,82$; $k_p = 0,6 - 0,57$.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. А. с. 138657 (СССР). Дроссельный электропривод/ Розов Ю. М. Опубл. в Б. И., 1961, № 11.
2. Розов Ю. М. Ротор асинхронного двигателя с индукционным добавочным сопротивлением. — В кн.: Бесконтактные электрические машины. — М.: ЦИИТИПриборостроения, 1962.
3. Власов В. Г., Иванов В. Л., Тимофеева Л. И. Взрывозащищенный тиристорный электропривод переменного тока. — М.: Энергия, 1977.
4. Нейман Л. Р. Поверхностный эффект в ферромагнитных телах. — М.; Л.: Госэнергоиздат, 1949.
5. Нейман Л. Р., Петровский В. И. Исследование поверхностного эффекта в ферромагнитных телах при частотах звукового диапазона. — АН СССР. Энергетика и транспорт, 1966, № 4.
6. Туровский Я. Техническая электродинамика. — М.: Энергия, 1974.

[13.04.81]

роторных цепей определяются моментами подачи управляющих импульсов и условиями естественной коммутации, неуправляемых или неполностью управляемых полупроводниковых приборов. При анализе дифференциальные уравнения АД (линейные с учетом принятых допущений) дополняются уравнениями [Л. 3], учитывающими конкретные схемы внешних цепей, изменяющиеся при коммутациях. Для различных схем включения обмоток ротора, показанных в таблице, система уравнений, описывающих процессы в машине, может быть преобразована по аналогии с [Л. 1] и представлена в матричной форме

$$DX = A_i X, \quad (1)$$

где D — символ дифференцирования по времени; $X = [i_{u_1}, i_{u_2}, i_{u_3}, i_{u_4}, i_{u_5}, i_{u_6}, e_1, e_2]^T$ — вектор состояния, компонентами которого являются проекции обобщенных векторов статорного, роторного токов и напряжения питающей сети на ортогональные оси координат; A_i — характеристическая матрица коэффициентов размером 6×6 .

Общее выражение для A_i :

$$A_i = \begin{bmatrix} -L_i^{-1}R_i & L_i^{-1}C_i \\ 0 & C_2 \end{bmatrix}, \quad (2)$$

где i — целочисленный индекс, соответствующий схеме вклю-

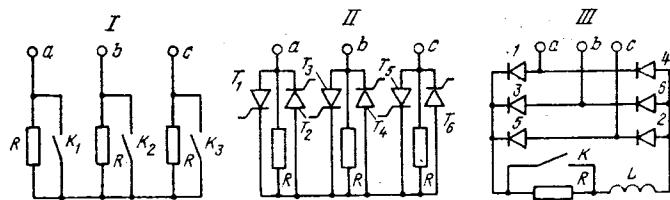


Рис. 1. Схемы преобразователей для параметрического управления АД в роторных цепях.

I — преобразователь для импульсного управления в цепи переменного тока ротора; II — для фазового управления; III — для импульсного управления в цепи выпрямленного тока ротора.

чения обмоток ротора и скорости вращения координат при записи исходной системы уравнений АД;

$$C_1 = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 & 0 \\ 1 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}^T, \quad (3)$$

$$C_2 = \begin{bmatrix} 0 & -(1-\omega_k) \\ 1-\omega_k & 0 \end{bmatrix}. \quad (4)$$

Значения i , а также матрицы L_i , R_i приведены в таблице. Отметим, что во всех выражениях параметры двигателя r_1 , r_2 , L_0 , L_s , L_r добавочное сопротивление R , скорость вращения ротора ω и координат ω_k , время t , компоненты вектора X представлены в относительных единицах.

Матричная форма записи уравнений, описывающих процессы в АД и матричный метод их решения весьма удобны при расчетах на ЦВМ. Кроме того, в квазистабилизирующихся режимах работы облегчается отыскание граничных условий.

Предположим, в пределах промежутка времени T_p содержится k интервалов различной проводимости вентилей. Границами этих интервалов являются моменты времени t_0, t_1, \dots, t_k . Решение уравнения (1) на интервале с номером j имеет вид:

$$X(t) = e^{\mathbf{A}_j(t-t_{j-1})} X(t_{j-1}), \quad (5)$$

причем \mathbf{A}_j соответствует схеме включения обмоток ротора на j -м интервале.

Используя (5), можно получить соотношение между $X(t_k)$ и $X(t_0)$

$$X(t_k) = \left(\prod_{i=k}^1 e^{\mathbf{A}_i(t_i-t_{i-1})} \right) X(t_0). \quad (6)$$

Расчетный интервал T_p определяется с учетом симметрии и периодичности процессов таким образом, чтобы выполнялось условие

$$X(t+T_p) = T X(t), \quad (7)$$

где

$$T = \begin{bmatrix} s & 0 & 0 \\ 0 & s & 0 \\ 0 & 0 & s \end{bmatrix};$$

$$s = \begin{bmatrix} \cos(1-\omega_k) T_p & -\sin(1-\omega_k) T_p \\ \sin(1-\omega_k) T_p & \cos(1-\omega_k) T_p \end{bmatrix}. \quad (8)$$

Из (7) при $t=t_0$ и (6) получаем уравнение

$$W X(t_0) = 0, \quad (9)$$

$$W = T - \prod_{i=k}^1 e^{\mathbf{A}_i(t_i-t_{i-1})}. \quad (10)$$

Если представить матрицу W в виде

$$W = \begin{bmatrix} W_1 & W_2 \\ W_3 & W_4 \end{bmatrix}, \quad (11)$$

где W_1 — подматрица размером 4×4 ; W_2 — подматрица размером 4×2 , и учесть, что $W_3=0$, $W_4=0$ [Л. 1], то из (9) следует:

$$\begin{bmatrix} i_{us}(t_0) \\ i_{vs}(t_0) \\ i_{ur}(t_0) \\ i_{vr}(t_0) \end{bmatrix} = Y \begin{bmatrix} e_1(t_0) \\ e_2(t_0) \end{bmatrix}, \quad (12)$$

где

$$Y = \begin{bmatrix} y_{11} & y_{12} \\ y_{21} & y_{22} \\ y_{31} & y_{32} \\ y_{41} & y_{42} \end{bmatrix} = -W_1^{-1} W_2. \quad (13)$$

Выражение (12) используется для нахождения вектора начальных условий $X(t_0)$, а также момента t_0 в тех случаях, когда он неизвестен.

Расчет методом переменных состояния включает: выбор ω_k и T_p ;

определение моментов переключения вентилей; анализ схем включения обмоток машины в пределах T_p , определение для каждой схемы матрицы коэффициентов A_i ; определение $X(t_0)$; расчет $X(t)$ с помощью соотношения (5) в пределах T_p , для последующих моментов времени — с помощью (7);

расчет показателей, характеризующих работу электропривода.

Реализация алгоритмов расчета для каждой из показанных на рис. 1 схем имеет свои особенности.

При анализе схемы импульсного управления в цепи переменного тока ротора будем полагать, что ключи K_1, K_2, K_3 работают синхронно с периодом T_k . Поскольку роторные цепи симметричны, ω_k может выбираться произвольно. Целесообразно принять $\omega_k=0$. В процессе регулирования чередуются две схемы включения обмоток ротора: короткое замыкание в течение λ (соответствует $i=2$ в таблице) и включение сопротивлений в фазы ротора $i=1$. В качестве параметра регулирования принимаем относительное время включения ключей

$$\gamma = \lambda/T_k. \quad (14)$$

В частности, при частоте коммутации 30 Гц период коммутации связан с периодом напряжения питающей сети T_c соотношением

$$T_k = \frac{1}{6} T_c = \frac{\pi}{3}, \quad (15)$$

а длительность расчетного интервала составляет $T_p = \pi/3$. В этом случае

$$W = T - e^{\frac{(1-\gamma) \frac{\pi}{3} \mathbf{A}_1 T_k}{e} \frac{\pi}{3} \mathbf{A}_2}. \quad (16)$$

Момент t_0 может быть задан произвольно. Составляющие e_1 и e_2 вектора $X(t_0)$ находятся следующим образом:

$$\begin{cases} e_1(t_0) = \cos t_0; \\ e_2(t_0) = \sin t_0; \end{cases} \quad (17)$$

а остальные компоненты — по формуле (12).

Для анализа схем II и III, где в процессе регулирования возможно несимметричное включение ротора, необходимо использовать уравнения АД, записанные в координатах, вращающихся со скоростью ротора ($\omega_k=\omega$).

При фазовом управлении в роторных цепях за счет задержки включения тиристоров в фазы ротора вводятся добавочные сопротивления, причем работа тиристоров синхронизирована относительно соответствующих роторных напряжений. Начало расчетного интервала совместим с моментом, когда положительная полуволна тока в фазе α ротора i_α спадает до нуля:

$$i_\alpha(t_0) = 0. \quad (18)$$

Время от момента t_0 до включения тиристора T_1 обозначим σ . В качестве параметра регулирования удобно принять угол непроводящего состояния тиристоров β ,

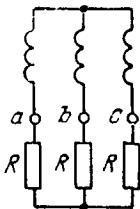
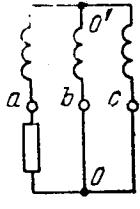
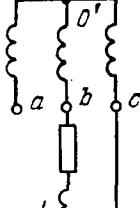
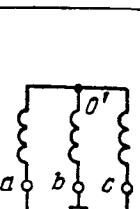
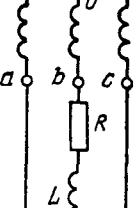
$$\beta = s\sigma, \quad (19)$$

где $s=1-\omega$ — скольжение.

При отсутствии асимметрии управляющих импульсов роторные токи обладают трехфазной и полуволновой симметрией. Длительность расчетного интервала

$$T_p = T_r/6, \quad (20)$$

где T_r — период роторного тока, равный $2\pi/s$.

Схема роторных цепей	Значение параметра				Примечание
	ω_k	i	\mathbf{L}_i	\mathbf{R}_i	
	0	1	$L_s \ 0 \ L_0 \ 0$ $0 \ L_s \ 0 \ L_0$ $L_0 \ 0 \ L_r \ 0$ $0 \ L_0 \ 0 \ L_r$	$r_1 \ 0 \ 0 \ 0$ $0 \ r_1 \ 0 \ 0$ $0 \ \omega L_0 \ r_2 + R \ \omega L_r$ $-\omega L_0 \ 0 \ -\omega L_r \ r_2 + R$	
		2	$\mathbf{L}_2 = \mathbf{L}_1$	$\mathbf{R}_2 = \mathbf{R}_1$ при $R = 0$	$R = 0$
	ω	3	$\mathbf{L}_3 = \mathbf{L}_1$		
		4	$\mathbf{L}_4 = \mathbf{L}_1$	$\mathbf{R}_4 = \mathbf{R}_3$ при $R = 0$	$R = 0$
	ω	5	$\mathbf{L}_5 = \mathbf{L}_1$	$r_1 \ -\omega L_s \ 0 \ -\omega L_0$ $\omega L_s \ r_1 \ \omega L_0 \ 0$ $0 \ 0 \ r_2 + \frac{2}{3}R \ 0$ $0 \ 0 \ 0 \ r_2$	
	ω	6	$L_s \ 0 \ L_0 \ 0$ $0 \ L_s \ 0 \ L_0$ $0 \ 0 \ L_r \ 0$ $0 \ L_0 \ 0 \ L_r + \frac{1}{2}L$	$r_1 -\omega L_s \ 0 \ -\omega L_0$ $\omega L_s \ r_1 \ \omega L_0 \ 0$ $0 \ 0 \ r_2 \ 0$ $0 \ 0 \ 0 \ r_2 + \frac{1}{2}L$	
		7	$\mathbf{L}_7 = \mathbf{L}_6$	$\mathbf{R}_7 = \mathbf{R}_6$ при $R = 0$	$R = 0$
	ω	8	$L_s \ 0 \ L_0 \ 0$ $0 \ L_s \ 0 \ L_0$ $L_0 \ 0 \ L_r + \frac{1}{6}L - \frac{1}{2\sqrt{3}}L$ $0 \ L_0 \ -\frac{1}{2\sqrt{3}}L \ L_r + \frac{1}{2}L$	$r_1 -\omega L_s \ 0 \ -\omega L_0$ $\omega L_s \ r_1 \ \omega L_0 \ 0$ $0 \ 0 \ r_2 + \frac{1}{6}R - \frac{1}{2\sqrt{3}}R$ $0 \ 0 \ -\frac{1}{2\sqrt{3}}R \ r_2 + \frac{1}{2}L$	
		9	$\mathbf{L}_9 = \mathbf{L}_8$	$\mathbf{R}_9 = \mathbf{R}_8$ при $R = 0$	$R = 0$

В зависимости от значения β могут иметь место следующие схемы включения обмоток машины на расчетном интервале (номер схемы соответствует значению i в таблице):

при $0 \leq \beta \leq \frac{\pi}{3}$ (дограничный режим)

$$t_0 \leq t \leq t_1, t_1 = t_0 + \frac{\beta}{s} \text{ — схема 5;}$$

$$t_1 < t \leq t_2, t_2 = t_0 + T_p \text{ — схема 4;}$$

при $\frac{\pi}{3} \leq \beta \leq \frac{2\pi}{3}$ (сверхграницный режим)

$$t_0 \leq t \leq t_1, t_1 = t_0 + \left(\beta - \frac{\pi}{3} \right) \frac{1}{s} \text{ — схема 3;}$$

$$t_1 < t \leq t_2, t_2 = t_0 + T_p \text{ — схема 5.}$$

Выражение для матрицы W имеет вид

$$W = \begin{cases} T - e^{-\frac{1}{s} \left(\frac{\pi}{3} - \beta \right)} A_4 \frac{1}{s} \beta A_3 & \text{при } 0 \leq \beta \leq \frac{\pi}{3}; \\ T - e^{-\frac{1}{s} \left(\frac{2\pi}{3} - \beta \right)} A_5 \frac{1}{s} \left(\beta - \frac{\pi}{3} \right) A_3 & \text{при } \frac{\pi}{3} < \beta < \frac{2\pi}{3}. \end{cases} \quad (21)$$

Момент t_0 находится по формуле, которая следует из (12) и (18),

$$t_0 = \frac{1}{s} \operatorname{arctg} \left(-\frac{y_{31}}{y_{32}} \right). \quad (22)$$

Далее находится вектор начальных условий $X(t_0)$:

$$\begin{cases} e_1(t_0) = \cos(st_0); \\ e_2(t_0) = \sin(st_0), \end{cases} \quad (23)$$

остальные компоненты — с помощью выражения (12).

Структура роторных цепей в схеме III изменяется как за счет замыкания ключа K , так и вследствие переключения вентиля выпрямительного моста. Известно, что в установившихся регулировочных режимах практически во всем возможном диапазоне изменения среднего момента имеет место первый режим коммутации моста, когда угол перекрытия вентиля не превышает $\pi/3$ [Л. 4].

Для упрощения расчетов принимаем допущение: в пределах периода роторного тока содержится кратное шести число периодов коммутации ключа K :

$$T_r = 6nT_k, \quad (24)$$

где $n = 1, 2, 3, \dots$; T_k — период коммутации.

Из (24) и при условии, что $T_r = 2\pi/s$ получаем

$$s = \frac{\pi}{3nT_k}. \quad (25)$$

Согласно принятому допущению, при заданной частоте (периоде) коммутации расчет возможен лишь для скольжений, удовлетворяющих условию (25). Так, например, при час-

тоте коммутации $f_k = 600$ Гц ($T_k = 0,524$) расчет может быть выполнен для скольжений 1; 0,667; 0,5; 0,4; 0,333; 0,286 и т. д. При условии (25), которое практически не ограничивает возможностей расчета характеристик электропривода, роторные токи обладают трехфазной и полуволновой симметрией, что позволяет выбрать расчетный интервал в соответствии с (20).

Момент t_0 совместим с началом бестоковой паузы длительностью σ перед открытием вентиля I , при этом справедливо условие (18). В пределах $t_0 \leq t \leq t_0 + \sigma$ чередуются схемы включения ротора 7 и 6 из таблицы, на остальной части расчетного интервала — схемы 9 и 8. Обозначим n_1 и n_2 число целых периодов коммутации ключа K в пределах названных выше промежутков:

$$n_1 = \left[\frac{\sigma}{T_k} \right];$$

$$n_2 = \left[n - \frac{\sigma}{T_k} \right],$$

где символ $[]$ означает вычисление целой части (наибольшего числа, не превосходящего) соответствующего выражения. Предположим, что t_0 совпадает с моментом замыкания ключа K . Очевидно, на промежутке σ кроме n_1 целых тактов коммутации содержится часть $(n_1 + 1)$ -го такта ε :

$$\varepsilon = \sigma - n_1 T_k.$$

С учетом введенных обозначений запишем выражение для W :

$$W = \begin{cases} T - (e^{\eta A_8} e^{\lambda A_9})^{n_2} (e^{\eta A_8} e^{\lambda A_7})^{n_1} & \text{при } \varepsilon = 0; \\ T - (e^{\eta A_8} e^{\lambda A_9})^{n_2} e^{\eta A_8} e^{(\lambda - \varepsilon) A_9} e^{\varepsilon A_7} (e^{\eta A_8} e^{\lambda A_7})^{n_1} & \text{при } 0 < \varepsilon \leq \lambda; \\ T - (e^{\eta A_8} e^{\lambda A_9})^{n_2} e^{(T_k - \varepsilon) A_8} e^{(\varepsilon - \lambda) A_9} e^{\lambda A_7} \times & \\ \times (e^{\eta A_8} e^{\lambda A_7})^{n_1} & \text{при } \varepsilon > \lambda, \end{cases}$$

где λ — время включения ключа K ; $\eta = T_k - \lambda$.

При известной матрице W могут быть найдены t_0 , $X(t_0)$ с помощью (20), (23) и (18). Однако для вычисления W необходимо знать время двухфазного включения ротора σ . Границей этого интервала является момент, когда начинает проводить вентиль I выпрямительного моста вследствие того, что напряжение u_{ac} , отрицательное при $t < t_0 + \sigma$, становится равным нулю:

$$u_{ac}(t_0 + \sigma) = 0. \quad (26)$$

Напряжение u_{ac} в схеме с отключенной фазой a ротора:

$$u_{ac} = \left(-\frac{3}{2} \frac{L_0}{L_s} r_1 - \frac{\sqrt{3}}{4} \frac{LL_0}{L_s L_r + \frac{1}{2} L_s L - L_s^2} \omega L_s \right) i_{us} + \left(\frac{3}{2} L_0 \omega - \frac{\sqrt{3}}{4} \frac{LL_0 r_1}{L_s L_r + \frac{1}{2} L_s L - L_s^2} \right) i_{us} +$$

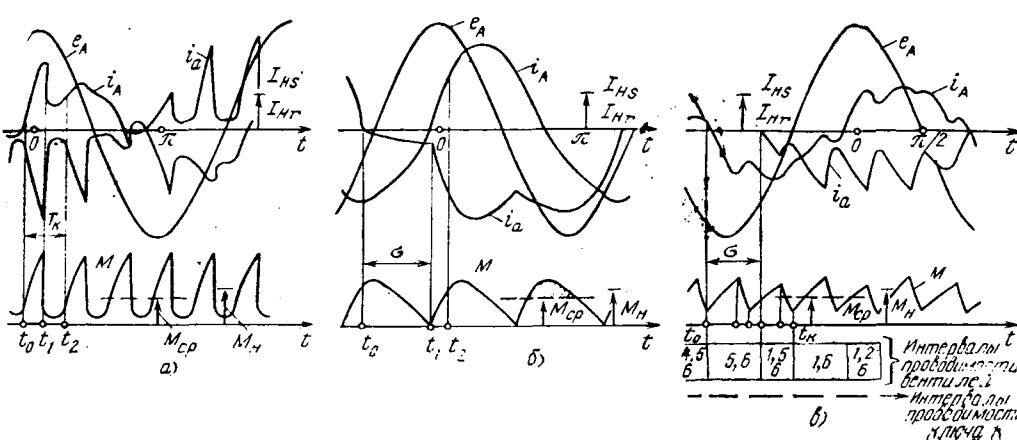


Рис. 2. Расчетные осциллограммы статорного (i_A), роторного (i_H) токов, фазного напряжения сети (e_A), вращающего момента (M) двигателя МТ 012-6 при $\omega = 0,5$.
 a — схема I, $f_k = 300$ Гц; $R = 40r_2$; $\beta = 0,5$; b — схема II, $R = 40r_2$; $\beta = 0,48$; c — схема III, $f_k = 300$ Гц; $L = 0,2$ ($L_s + L_r$), $R = 40r_2$, $\gamma = 0,7$; I_{Hs} , I_{Hr} , M_H — номинальные токи статора, ротора, номинальный момент.

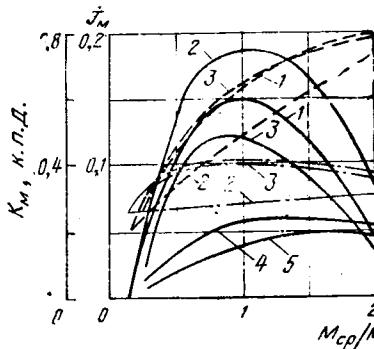


Рис. 3. Зависимости наибольшего значения интеграла переменной составляющей момента J_m (—), коэффициента мощности K_m (—) и к. п. д. (—·—·—) от момента при $\omega=0,5$ ($R=40r_2$ для всех случаев 1 — схема I, $f_k=300$ Гц; 2 — схема II; 3 — схема III, $f_k=-300$ Гц, $L=0,2(L_s+L_r)$; 4 — схема III, $f_k=600$ Гц, $L=0,2(L_s+L_r)$; 5 — схема III, $f_k=300$ Гц, $L=4(L_s+L_r)$.

$$+ \left[\frac{3}{2} \frac{L_s^2}{L_s} \omega - \frac{\sqrt{3}}{4} R + \frac{\sqrt{3}}{2} \frac{LL_0}{L_s L_r + \frac{1}{2} L_s L - L_s^2} \times \right. \\ \left. \times \left(\frac{L_s}{L_s} \right) \left(r_2 + \frac{1}{2} R \right) \right] i_{ur} + \frac{3}{2} \frac{L_0}{L_s} c_1 + \\ + \frac{\sqrt{3}}{4} \frac{LL_0}{L_s L_r + \frac{1}{2} L_s L - L_s^2} c_2. \quad (27)$$

В (27) входят составляющие вектора $X(t_0+\sigma)$, который определяется следующим образом:

$$X(t_0 + \sigma) = \begin{cases} (e^{\eta A_0} e^{\lambda A_1})^{n_1} & \text{при } \epsilon = 0; \\ e^{\eta A_0} (e^{\eta A_0} e^{\lambda A_1})^{n_1} & \text{при } 0 < \epsilon < \lambda; \\ e^{(\epsilon - \lambda) A_0} e^{\lambda A_1} (e^{\eta A_0} e^{\lambda A_1})^{n_1} & \text{при } \epsilon < \lambda. \end{cases}$$

Вычисление σ , t_0 и $X(t_0)$ по взаимно связанным условиям возможно лишь приближенно, с помощью ЦВМ, в следующей последовательности: необходимо задаваться σ , вычислять t_0 , $X(t_0)$ и проверять выполнение равенства (26). Целесообразно запрограммировать этот алгоритм, изменяя σ в цикле, начиная со значения, меньше которого σ заведомо быть не может, с шагом $\Delta\sigma$, соответствующим требуемой точности расчета. Выход из цикла следует предусмотреть, если

$$u_{ac}(t_0 + \sigma - \Delta\sigma) u_{ac}(t_0 + \sigma) \leq 0.$$

На рис. 2 представлены рассчитанные по предложенной методике осцилограммы, иллюстрирующие процессы при параметрическом управлении в роторных цепях.

На ЦВМ вычислялись мгновенные и действующие значения фазных токов, мгновенный и средний моменты, к. п. д. и коэффициент мощности. Кроме того, рассчитывалось наибольшее значение интеграла переменной составляющей момента

$$J_m = \int_{t^*}^{t^{**}} (M - M_{cp}) dt,$$

где t^* , t^{**} выбираются таким образом, чтобы интеграл имел максимально возможное значение.



1. Lipo T. A. The analysis of induction motors with voltage control by symmetrically triggered thyristors. — IEEE Trans. on PAS, 1971, vol. 90, March/April.

2. Электромагнитные переходные процессы в асинхронном электроприводе / М. М. Соколов, Л. П. Петров, Л. Б. Мансандилов, В. А. Ладензон. — М.: Энергия, 1967.

3. Моделирование асинхронных электроприводов с тиристорным управлением. Л. П. Петров, В. А. Ладензон, Р. Г. Подзолков, А. В. Яковлев. — М.: Энергия, 1977.

4. Данилов П. Е. Расчет механических характеристик асинхронных двигателей с трехфазным мостовым выпрямителем в роторной цепи. — ЭП. Электропривод, 1979, вып. 9(80), с. 4—7.

[23.12.80]

УДК 621.335.2:621.314.4.002.237

Электромагнитные процессы и показатели качества энергии в цепях преобразовательного электровоза при питании от системы малой мощности

МАМОШИН Р. Р., доктор техн. наук, ДАМ КУОК ЧУ, канд. техн. наук

Москва

Постановка вопроса. В [Л. 1] выполнено исследование характеристик преобразовательного электровоза при питании тяговых нагрузок от мощных энергосистем, когда соотношение активного и индуктивного сопротивлений питающей сети и

цепи выпрямленного тока

$$R_{\text{п}}/x_{\text{п}} = R_{\text{в}}/x_{\text{в}} = 0,1,$$

где $R_{\text{п}}$, $x_{\text{п}}$ — активное и индуктивное сопротивления питающей сети от источника энергии до выводов тягового транс-

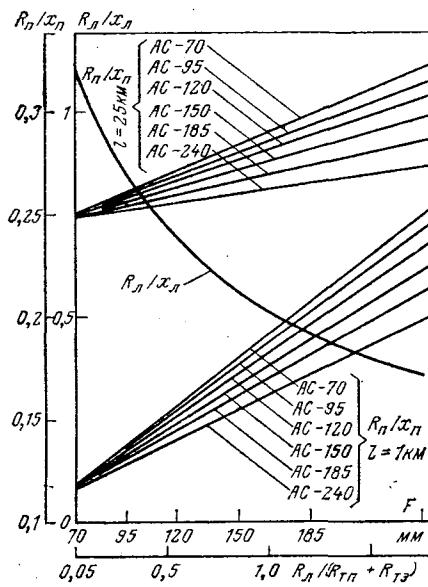


Рис. 1.

форматора электровоза; R_n , x_n — активное и индуктивное сопротивления цепи выпрямленного тока.

В реальных условиях соотношение сопротивлений питающей сети и цепи выпрямленного тока зависит от соотношения параметров линий и трансформаторов системы электроснабжения, типа и параметров электровозов и в общем случае может колебаться в довольно широком диапазоне.

На рис. 1 в соответствии с [Л. 2] построена кривая зависимости соотношения активного и индуктивного сопротивлений фаз линий электропередачи со сталью-алюминиевыми проводами от сечения провода фазы. Из кривой $R_n/x_n = f(F)$ видно, что соотношение сопротивлений ЛЭП резко уменьшается при увеличении сечения провода. Необходимо отметить и еще одно важное обстоятельство. Соотношение сопротивлений питающей сети в целом, т. е. от источника энергии до выводов преобразователя электровоза R_n/x_n , зависит не только от различных значений соотношения сопротивлений ЛЭП, контактной сети и трансформаторов тяговой подстанции и электровоза, но и от абсолютного значения активного и индуктивного сопротивлений каждого звена системы электроснабжения.

Для определения области изменения соотношения сопротивлений питающей сети R_n/x_n , соответствующей условиям питания электрифицированных железных дорог небольшой грузонапряженности от маломощной системы, в нижеследующих расчетах использованы параметры трансформатора электровоза типа ОЦР 2800/25 (соответствует мощности электровоза примерно 2000 кВт), тягового трансформатора для подстанций типа ТДТГ 10000/110 и контактной подвески ПБСМ70+МФ85 с рельсами Р43, соотношения сопротивлений которых соответственно равны: $R_{t.g.}/x_{t.g.} = 0,12$, $R_{t.p.}/x_{t.p.} = 0,0572$ и $R_{k.c.}/x_{k.c.} = 0,5371$. На рис. 1 построены два семейства кривых зависимости R_n/x_n от отношения R_n к суммарному значению сопротивления цепи от выводов подстанции до выводов преобразователя электровоза для различных типов проводов ЛЭП и разной удаленности электровоза от подстанции.

Кривые показывают, что соотношение сопротивлений питающей сети R_n/x_n в маломощной системе при всех значениях $R_n/(R_{t.p.} + R_{t.g.})$, характеризующих удаленность нагрузок от источника энергии, больше 0,1.

Введем параметр K_1 , который характеризует соотношение индуктивного сопротивления питающей сети x_n и индуктивного сопротивления цепи выпрямленного тока электровоза x_n и является переменным [Л. 1]. Очевидно, параметр K_1 характеризует либо движение рассматриваемого электровоза по фидерной зоне при конкретной питающей сети, либо удаленность тяговых нагрузок от источника энергии при нахождении электровоза в данный момент в определенной точке фидерной зоны.

Вышеизложенное позволяет сделать вывод о том, что для электровоза мощностью до 200 кВт, который соответствует

грузовому движению с весовыми нормами 1000—1200 т, можно принять $R_n/x_n = 0,25$. Это соответствует сопротивлению питающей сети от источника энергии до вводов подстанции (приведенному к 27,5 кВ), равному примерно 8—10 Ом и более.

Расчет основных характеристик электровоза и их оценка. На основе системы трансцендентных уравнений, описывающих токи и напряжения по периодам проводимости и коммутации для схемы выпрямления с нулевым выводом, на ЭВМ был определен массив начальных значений токов, углов зажигания и коммутации для случаев $K_1 = 0,1$ и $0,2$, а также для $R_n/x_n = 0,15$ и $0,25$. В соответствии с [Л. 1] соотношение R_n/x_n может быть принято равным 0,1.

Полученный массив начальных значений токов, углов зажигания и коммутации позволяет перейти к определению основных показателей качества энергии электровоза по формулам [Л. 1].

Среднее значение выпрямленного тока

$$I^*_{\text{в}} = \frac{1}{\pi} \left[\int_{\theta_1}^{\theta_2} i^*_{\text{в}}(\theta) d\theta + \int_{\theta_2}^{\pi + \theta_1} i^*_{\text{в}}(\theta) d\theta \right]. \quad (1)$$

С учетом (1) можно определить полезную электромагнитную мощность, реализуемую электровозом на ободе колеса,

$$P^*_{\text{т}} = E^*_{\text{д}} I^*_{\text{в}}. \quad (2)$$

Коэффициент мощности электровоза по отношению к источнику питания без учета намагничивающего тока трансформатора электровоза

$$\lambda_{\text{т}} = \frac{P^*_{\text{в}}}{P^*_{\text{п.э}}}, \quad (3)$$

где $P^*_{\text{в}}$ — мощность, потребляемая электровозом на стороне выпрямленного тока:

$$P^*_{\text{в}} = \frac{1}{\pi} \int_{\theta_1}^{\theta_2} u^*_{\text{в}}(\theta) i^*_{\text{в}}(\theta) d\theta.$$

Эффективное значение первичного тока

$$I^*_{\text{п.в.}} = \left\{ \frac{1}{\pi} \int_{\theta_1}^{\theta_2} [i^*_{\text{в}}(\theta)]^2 d\theta + \frac{1}{\pi} \int_{\theta_2}^{\pi + \theta_1} [i^*_{\text{в}}(\theta)]^2 d\theta \right\}^{1/2}.$$

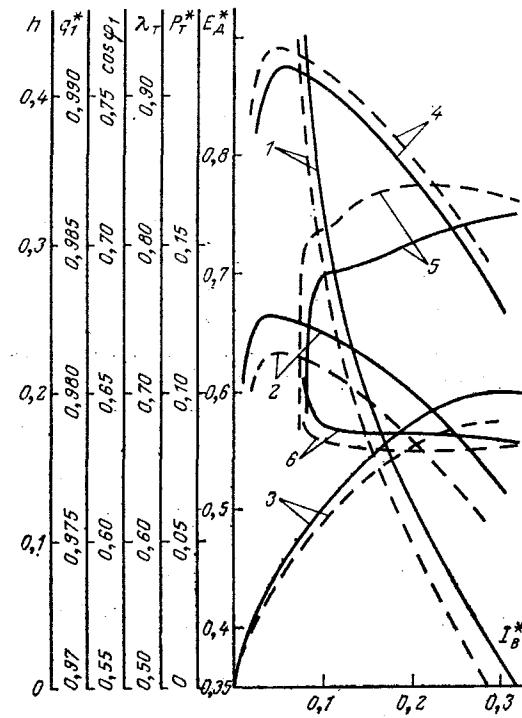


Рис. 2.

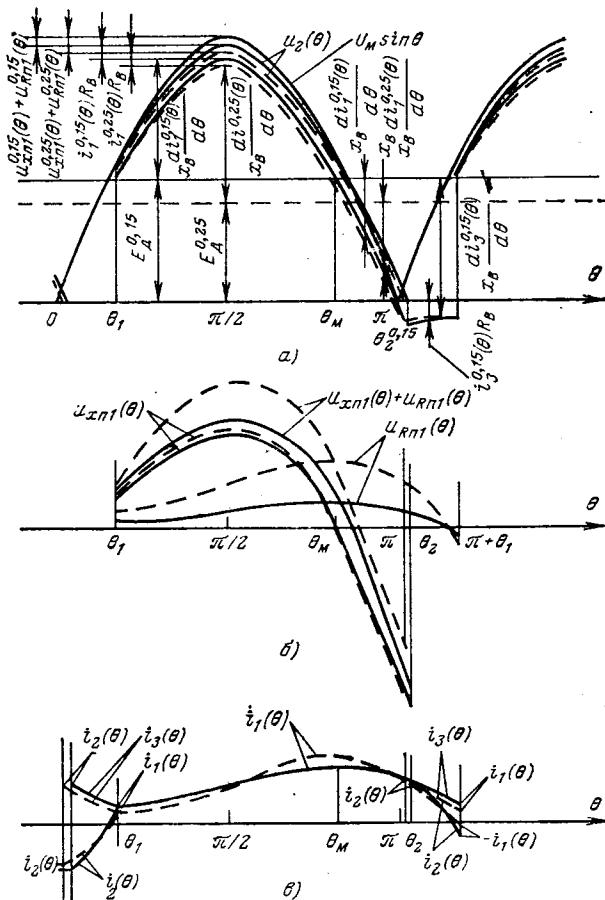


Рис. 3.

Во всех вышеуказанных формулах токи отнесены к действующему значению тока короткого замыкания $I_k = U_n/x_n$, а напряжения — к действующему значению напряжения источника $U_n = U_m/V\sqrt{2}$ и помечены звездочкой.

По (1)–(3) на ЭВМ «Наирис» были рассчитаны все основные характеристики электровоза. На рис. 2 приведены зависимости $E^*_{\text{д}}=f(I^*_{\text{в}})$ — кривые 1, $\lambda_{\text{т}}=f(I^*_{\text{в}})$ — кривые 2 и $P^*_{\text{т}}=f(I^*_{\text{в}})$ — кривые 3; сплошные линии соответствуют $R_n/x_n=0,15$, штриховые — $R_n/x_n=0,25$. Из этих кривых видно, что повышенное значение активного сопротивления питающей системы приводит к существенному ухудшению практических показателей электровоза.

Полученный массив начальных значений также позволил определить показатели качества энергии на первичной стороне трансформатора электровоза.

Относительное значение n -й гармоники первичного тока

$$q^* n = \frac{I^*_{n, \text{в}}}{I^*_{n, \text{д}}}, \quad (4)$$

где $I^*_{n, \text{в}}$ — действующее значение n -й гармонической составляющей первичного тока электровоза:

$$I^*_{n, \text{в}} = \frac{1}{V\sqrt{2}} \sqrt{a_{tn}^2 + b_{tn}^2};$$

$$a_{tn} = \frac{2}{\pi} \int_{\theta_1}^{\theta_2} i^*_{1n}(\theta) \cos n\theta d\theta + \frac{2}{\pi} \int_{\theta_2}^{\pi + \theta_1} i^*_{2n}(\theta) \cos n\theta d\theta;$$

$$b_{tn} = \frac{2}{\pi} \int_{\theta_1}^{\theta_2} i^*_{1n}(\theta) \sin n\theta d\theta + \frac{2}{\pi} \int_{\theta_2}^{\pi + \theta_1} i^*_{2n}(\theta) \sin n\theta d\theta.$$

Угол сдвига фаз по первой гармонике

$$\cos \varphi_1 = \frac{|b_{1n}|}{\sqrt{a_{1n}^2 + b_{1n}^2}}. \quad (5)$$

Расчеты по (4)–(5) были выполнены также на ЭВМ «Наирис». На рис. 2 построены зависимости $\cos \varphi_1 = f(I^*_{\text{в}})$ — кривые 4 (сплошные линии — $R_n/x_n=0,15$, штриховые — $R_n/x_n=0,25$) и $q^* n = f(I^*_{\text{в}})$ — кривые 5. Повышенное активное сопротивление питающей сети приводит к тому, что угол сдвига по первой гармонике снижается, а ее удельный вес в кривой полного тока возрастает. При этом улучшается форма тока и снижается относительное содержание высших гармоник в тяговой и питающей сетях, однако существенно возрастают потери энергии в системе электроснабжения. Это видно из кривых 6 (рис. 2), показывающих гармоническое содержание кривой тока электровоза $h = \sqrt{I_{\text{в}}^2 - I_{\text{п,1}}^2}$.

Анализ установившегося режима работы преобразовательного электровоза с учетом повышенного сопротивления питающей сети. Период проводимости. На рис. 3, а, б и в сплошными линиями показаны кривые токов и напряжений в цепи электроснабжения преобразовательного электровоза для случая $K_1=0,1$; $R_n/x_n=0,15$ и $E^*_{\text{д}}=0,65$, а штриховыми — кривые токов и напряжений в этой же цепи для случая $K_1=0,1$; $R_n/x_n=0,25$ и $E^*_{\text{д}}=0,52$; расчеты были выполнены на ЭВМ «Наирис» для одного и того же среднего значения выпрямленного тока $I^*_{\text{в}}=0,0831$.

На участке от $\theta_1^{0,15}$, $\theta_1^{0,25}$ до $\theta_2^{0,15}$, $\theta_2^{0,25}$ (углы $\theta_1^{0,15}$, $\theta_1^{0,25}$ соответствуют $R_n/x_n=0,15$ и $0,25$) в цепи электровоза сохраняется режим проводимости. Этому режиму соответствует схема замещения рис. 4, а, на основании которой уравнение равновесия напряжений имеет следующий вид:

$$u_B(\theta) = U_m \sin \theta - x_n \frac{di_1(\theta)}{d\theta} - R_n i_1(\theta). \quad (6)$$

На рис. 3, б построены кривые падений напряжений на индуктивных $[u_{x, \text{п1}}^{0,15}(\theta), u_{x, \text{п1}}^{0,25}(\theta)]$ и активных $[u_{R, \text{п1}}^{0,15}(\theta), u_{R, \text{п1}}^{0,25}(\theta)]$ сопротивлениях питающей сети. Из кривых видно, что при $R_n/x_n=0,25$ потери напряжения в активном сопротивлении больше, чем в случае $R_n/x_n=0,15$. Реактивные падения напряжения за счет изменения скорости нарастания и убывания тока, которая, как видно из рис. 3, б, оказывается больше в случае $R_n/x_n=0,25$, также будут больше потерь при $R_n/x_n=0,15$. Следовательно, при $R_n/x_n=0,25$ выпрямленное напряжение существенно снижается как за счет активных, так и за счет индуктивных потерь.

В соответствии с рис. 4, а выпрямленное напряжение в цепи выпрямленного тока уравновешивается в периоде проводимости следующим образом:

$$u_B(\theta) = E_{\text{д}} + x_n \frac{di_1(\theta)}{d\theta} + R_n i_1(\theta). \quad (7)$$

Падение напряжения на индуктивном сопротивлении x_n будет большим в случае $R_n/x_n=0,25$ за счет большей скорости изменения тока $i_1^{0,25}(0)$; потери напряжения на активном

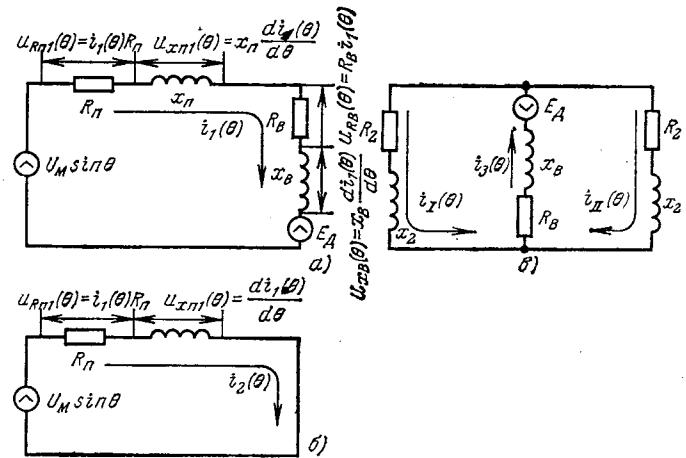


Рис. 4.

сопротивлении R_2 в обоих случаях оказываются практически равными. Существенное изменение выпрямленного напряжения приводит к уменьшению э. д. с. тягового двигателя, т. е. скорости электровоза.

Период коммутации. Моменты времени $\theta_2^{0,15} = -\pi - \delta^{0,15}$ и $\theta_2^{0,25} = \pi + \delta^{0,25}$ соответствуют углам зажигания, т. е. началу периода коммутации (рис. 3, а, б и в). Этому периоду соответствуют схемы замещения, представленные на рис. 4, б для цепи переменного тока и на рис. 4, в для цепи пульсирующего тока. В цепи переменного тока в интервале $0 \leq \theta \leq \pi + \delta$, баланс напряжений определяется так:

$$U_m \sin \theta = x_n \frac{di_2(\theta)}{d\theta} + i_2(\theta) R_n. \quad (8)$$

В соответствии со схемой рис. 4, в уравнение равновесия напряжений имеет следующий вид:

для случая $R_n/x_n = 0,15$ и первого контура

$$E_d^{0,15} + R_b i_3^{0,15}(\theta) + x_b \frac{di_3^{0,15}(\theta)}{d\theta} = x_2 \frac{di_1^{0,15}(\theta)}{d\theta} + R_2 i_1^{0,15}(\theta); \quad (9)$$

а для второго контура

$$E_d^{0,15} + R_b i_3^{0,15}(\theta) + x_b \frac{di_3^{0,15}(\theta)}{d\theta} = x_2 \frac{di_{II}^{0,15}(\theta)}{d\theta} + R_2 i_{II}^{0,15}(\theta), \quad (10)$$

где R_2 , x_2 — активное и индуктивное сопротивления секции вторичной обмотки трансформатора электровоза.

Суммируя (9) и (10), получаем:

$$E_d^{0,15} + R_b i_3^{0,15}(\theta) + x_b \frac{di_3^{0,15}(\theta)}{d\theta} = -\frac{x_2}{2} \left[\frac{di_1^{0,15}(\theta)}{d\theta} + \frac{di_{II}^{0,15}(\theta)}{d\theta} \right] + \frac{R_2}{2} [i_1^{0,15}(\theta) + i_{II}^{0,15}(\theta)]. \quad (11)$$

Во время коммутации ток одного вентиля растет, а другого убывает. Допустим $i_1^{0,15}(\theta)$ растет, а $i_{II}^{0,15}(\theta)$ убывает. Произ-

водные $\frac{di_1^{0,15}(\theta)}{d\theta}$ и $\frac{di_{II}^{0,15}(\theta)}{d\theta}$ имеют противоположные знаки, и первый член правой части уравнения (11) оказывается равным нулю, тогда

$$E_d^{0,15} + x_b \frac{di_3^{0,15}(\theta)}{d\theta} + R_b i_3^{0,15}(\theta) = \frac{R_2}{2} i_3^{0,15}(\theta), \quad (12)$$

где $i_3^{0,15}(\theta) = i_1^{0,15}(\theta) + i_{II}^{0,15}(\theta)$.

Пренебрегая $\frac{R_2}{2} i_3^{0,15}(\theta)$, получаем окончательно

$$E_d^{0,15} + x_b \frac{di_3^{0,15}(\theta)}{d\theta} + R_b i_3^{0,15}(\theta) = 0. \quad (13)$$

(Аналогичное выражение получается для $R_n/x_n = 0,25$ с соответствующей заменой индексов у тока и э. д. с.).

Первый и третий члены левой части (13) будут положительны в течение всего периода коммутации, а второй отрицателен, так как производные $di_3^{0,15}(\theta)/d\theta$ и $di_3^{0,25}(\theta)/d\theta$

будут отрицательны. Таким образом, э. д. с. тяговых двигателей и потери напряжения в активном сопротивлении цепи выпрямленного тока в период коммутации уравновешиваются энергией, запасенной в период проводимости в индуктивностях цепи пульсирующего тока. Уменьшение э. д. с. в случае $R_n/x_n = 0,25$ приводит к снижению потерь напряжения в индуктивностях (рис. 3, а).

В заключение отметим, что рассмотренные в статье особенности влияния маломощных сетей на электромагнитные процессы и показатели качества энергии в цепях преобразовательных электровозов необходимо учитывать при определении оптимальных параметров технических средств, необходимых для повышения качества электроэнергии в этих сетях. Полученные для маломощных электровозов с нулевой схемой выпрямления характеристики полностью применимы для электровозов с однофазной мостовой схемой выпрямления.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Мамошин Р. Р. Повышение качества энергии на тяговых подстанциях дорог переменного тока. — М.: Транспорт. 1973.

2. Караев Р. И., Волобринский С. Д. Электрические сети и энергосистемы. — М.: Транспорт, 1978.

[06.01.81]



ВНИМАНИЮ ЧИТАТЕЛЕЙ!

В соответствии с планом работы Минвуз СССР в сентябре — октябре с. г. в Баку проводится VIII Всесоюзная научно-техническая и научно-методическая конференция по проблеме «Моделирование электроэнергетических систем».

Секции конференции:

Теория подобия и моделирование;

Вероятностное и кибернетическое моделирование;

Аналоговое и математическое (цифровое) моделирование;

Физическое моделирование;

Решение оптимизационных задач с применением методов подобия и моделирования.

Ученый секретарь конференции — Мохов В. Б.
(111250, Москва, Е-250, Красноказарменная ул., 17, МЭИ, кафедра «Электрические системы», тел. 273-50-68).

УДК 621.311.017(049)

Всесоюзная научная конференция «Снижение потерь в электроэнергетических системах»

(Баку, 30 сентября — 2 октября 1981 г.)

Целью конференции было подведение итогов исследовательских работ и постановка новых задач по решению проблемы снижения потерь в электроэнергетических системах. Основными аспектами этих задач являются: научные и практические исследования по организации мероприятий конструктивного и технико-организационного характера, направленные на снижение потерь и повышение надежности электроснабжения потребителей, разработка теоретических методов и практических приемов расчета конструкций электроаппаратов, сетей электрических систем; отражение в учебной практике работы вузов проблем снижения потерь и повышения эффективности энергетического производства.

Задачами конференции явились также концентрация и правильная организация многочисленных работ, проводимых в вузах для решения этой проблемы.

Пленарные заседания конференции были посвящены общим вопросам снижения потерь в электроэнергетических системах, в частности на электротранспорте, в электрических сетях сельскохозяйственного назначения и городских.

Работа конференции проходила по секциям:

1. Разработка технико-экономических мероприятий по снижению потерь электроэнергии в электроэнергетических системах («Энергосистемы»).

2. Снижение потерь электроэнергии, расхода дефицитного электрооборудования и капиталовложений в системах электроснабжения городов, промышленных предприятий, сельского хозяйства и транспорта («Электроснабжение»).

3. Применение средств вычислительной техники для оптимизации потерь электроэнергии в том числе в условиях АСУ и разработки новых устройств для снижения потерь («Оптимизация»).

На первой секции было представлено 66, на второй — 78, на третьей — 50 докладов. Диапазон тем в представленных на секциях докладов был достаточно широк: от вопросов, связанных со снижением потерь и расхода электрооборудования как в основных системообразующих сетях высокого и сверхвысокого напряжения, так и в низковольтных сетях систем электроснабжения; по совершенствованию средств и методов снижения потерь: от разработок более совершенных методов оптимизации потерь на ЦВМ до конкретных предложений по совершенствованию электротехнологических процессов в промышленности, транспорте, сельском хозяйстве. Значительное число докладов посвящено методам компенсации реактивной мощности, совершенствованию структуры и состава сетевого оборудования с целью снижения потерь. Анализ содержания докладов и координационного плана Минвуза СССР по этой проблеме показывает, что дублирование работ практически отсутствует.

В докладах, представленных на первой секции, основными темами были: разработка методов анализа и предложений по совершенствованию режимных мероприятий (оптимальное распределение мощности между источниками генерации, снижение и компенсация неоднородности сетей электрических систем разных напряжений применением фазорегулирующих устройств, уточнение и совершенствование методик расчета потерь мощности и энергии при несинусоидальных и несимметричных режимах работы, совершенствование методик расчета величин и размещения установок для компенсации реактивной мощности).

Рассмотрены предложения и конкретные условия целесообразности применения установок, снижающих потери энергии (источники реактивной мощности, различные виды накопителей электроэнергии, изменения конструкций проводов ВЛ и геометрии расположения проводов (потери на корону), регулирование напряжения в асинхронных двигателях, комплексное использование источников реактивной мощности (не только для повышения коэффициентов мощности и повышения качества напряжения, но и для плавки гололеда — с целью повышения надежности), усовершенствование протяженных ВЛ — дорасщеплением проводов).

Достаточно подробно рассматривались вопросы применения устройств со сверхпроводимостью токоведущих частей (ВЛ, генераторов и др.) многоцелевое назначение таких устройств, как накопители электроэнергии. Ряд докладов посвящен способом более адекватного отражения процессов электропотребления в электрических системах — аналитического описания графиков нагрузок с целью более точного определения потерь мощности и энергии. Особенностью рассматриваемых методов анализа и управления режимами электрических систем является необходимость использования вероятностных подходов для получения интегральных характеристик режимов, поэтому в значительном числе докладов предполагалась вероятностная постановка задачи.

В докладах, представленных на второй секции, доминировала тематика снижения потерь в результате усовершенствования электротехнических процессов в различных отраслях промышленности и на транспорте. В частности, увеличение к. п. д. дуговых сталеплавильных печей (мероприятия по стабилизации тока) производств в целлюлозно-бумажной промышленности (мероприятия по повышению скорости бумагоделательных и картоноделательных машин, внедрение более совершенного технологического оборудования и др.), в установках электрической сварки (снижение индуктивного сопротивления сварочного контура, применение установок продольной компенсации), на предприятиях metallurgической промышленности — сокращение холостых и малозагруженных режимов, применение коаксиальных кабелей и специальных схемных решений и законов регулирования напряжения в установках индукционного нагрева. Мероприятия конструктивного характера для снижения потерь при электролизе (увеличение высоты футеровки, создание кислотостойких изоляционных растропроводов и др.). Применение рекуперативного торможения при бурении, внедрение частотно-регулировочных электроприводов на нефтепромыслах в электропроводе шахтных конвейеров, применение повышенного номинального напряжения в сетях ряда промышленных предприятий, автоматическая компенсация реактивной мощности в промышленных индукционных установках. Значительное количество докладов было посвящено сокращению потерь на электротранспорте; здесь снижение потерь в основном достигается за счет регулирования напряжения на преобразовательных подстанциях, безреостатного пуска подвижного состава, рекуперативного торможения, применением независимого возбуждения тяговых электродвигателей, внедрения импульсных регуляторов в системе пригородных сообщений железнодорожного транспорта.

Относительно мало было докладов, посвященных нормированию электропотребления — значительному резерву эконо-

мии и снижению потерь электроэнергии. Другое направление докладов посвящено мероприятиям снижения потерь электроэнергии в сетях электроснабжающих систем: внедрению и рациональной расстановке источников реактивной мощности, фильтрокомпенсирующих устройств, режимам работы синхронных двигателей, оптимизации самих фильтрокомпенсирующих устройств, особенно в системах, где применяются тиристорные преобразовательные установки. Для сетей сельскохозяйственного назначения одним из средств снижения потерь является рациональное использование существующего парка трансформаторов с целью сокращения потерь холостого хода и ликвидации перегрузок. В городских электрических сетях в качестве основного рассматривалась оптимизация точек разреза сети.

В ряде докладов рассматривались вопросы создания и применения усовершенствованных электродвигателей, в частности, новые типы бесконтактных синхронных двигателей, специальные асинхронные электродвигатели с лучшими массо-габаритными показателями, рассчитанные режимы работы, характерные для потребителей сельскохозяйственного назначения. Однако докладов, в которых рассматривалась бы комплекс мероприятий, снижающих потери и повышающих надежность электроснабжения в результате более совершенных схемных режимных и конструктивных решений, было немного.

На заседаниях третьей секции происходил обмен опытом создания алгоритмов и программ для ЦВМ по расчету, оптимизации режимов и снижению потерь мощности и энергии в сетях всех назначений (системообразующих, распределительных, промышленных, сельскохозяйственных, городских). Рассматривались алгоритмы на основе упрощенных моделей с малым числом функциональных параметров для оценки потерь мощности в сети по данным телеметрических текущих режимов, алгоритмы определения потерь электроэнергии и интегральных характеристик режимов за более длительные интервалы времени (в последнем случае использовались статистические модели режимов). Статистические характеристики мощностей определяются по результатам замеров, а расчеты потерь энергии в сети производятся на основе информации, полученной на предшествующих этапах и текущей информации о режимах.

Следует отметить, что в большей части докладов, посвященных методу расчета режимов и снижению потерь в электрических сетях всех напряжений, использовался вероятностно-статистический подход, в особенности для оценки интегральных характеристик в условиях неполной информации, а также при увеличении размерности решаемой задачи. В ряде докладов на этой секции уточнялись вероятностно-статистические характеристики нагрузок. Характерной особенностью расчетных аспектов решения задачи снижения потерь является то, что проблема решается в рамках АСУ электрических систем. В части докладов авторами предлагались упрощенные приближенные ускоренные методы расчета потерь мощности и энергии, рассматривались алгоритмы и программы рационального размещения компенсирующих устройств и проблемы централизованного регулирования реактивной мощности и напряжения в электрических системах.

Анализ тематики представленных на конференции докладов показывает, что в вузах проводится мало исследовательских работ по разработке нормирования электропотребления, систем учета и технико-экономической оценке потерь, обоснованию

экономически целесообразных объемов информации для контроля и реализации мероприятий по снижению потерь; недостаточно работ по снижению потерь в системах сельскохозяйственного и коммунально-бытового назначения (особенно в электротехнологии сельскохозяйственного производства); не представлены доклады по уменьшению дефицитного оборудования, научному обоснованию соотношения затрат на системы генерации и распределения электроэнергии, совершенствованию схемных и режимных решений, комплексно решаемых вопросов снижения потерь и повышения надежности электроснабжения, разработке комплексного учета мероприятий по снижению потерь в системах при автоматизации проектирования, снижению потерь в системах генерации электроэнергии.

На конференции не было заслушано ни одного доклада методического характера, отражающего опыт внедрения и отражения в практике учебного процесса вузов рассматриваемой проблемы.

На заключительном пленарном заседании конференции было принято решение, в котором подчеркивалось, что важнейшей задачей является экономное и рациональное использование всех видов сырья, материалов, топлива и электроэнергии.

В решении этой задачи существенная роль принадлежит вузам, научным исследованиям и целенаправленной подготовке инженерных кадров. Комплексное исследование этой проблемы в 1979—1981 гг. позволило решить ряд фундаментальных научных задач по оптимизации электроэнергетического хозяйства страны и передать народному хозяйству практические рекомендации, реализация которых обеспечит экономический эффект более 20 млн. руб. в год.

В области конкретных направлений научных исследований рекомендовано:

разработать научную методику определения обоснованной величины потерь энергии в сетях;

при разработке АСУ включать в них программы оптимизации режимов энергосистем и источников реактивной мощности; при этом расчеты режимов, входящие в технические проекты их развития производить не только для номинальных условий;

одним из важнейших новых направлений экономии электроэнергии считать оптимальное управление потреблением активной и реактивной мощности, накопителями энергии, нормированием электропотребления;

разработать методику обоснования и оценки экономической эффективности систем управления генерацией, распределением и потреблением электроэнергии;

разработать методику выбора основных параметров сетей с целью оптимизации потерь электроэнергии в системе автоматизированного проектирования.

Было решено проводить конференции по данной проблеме один раз в три года с привлечением ученых кафедр экономики и энергетики, работников проектно-конструкторских и научно-исследовательских организаций, а также производственных объединений; между конференциями для координации работ по рассматриваемой проблеме один раз в год будет проходить совещание ответственных представителей вузов. Организация этих мероприятий поручена секции электротехники и энергетики Научно-технического совета Минвуз СССР.

ФОКИН Ю. А., канд. техн. наук, АРХИПЦЕВ Ю. Ф., инж.

АЛЕКСЕЙ ВЛАДИМИРОВИЧ ИВАНОВ-СМОЛЕНСКИЙ

(К 60-летию со дня рождения)



В феврале с. г. исполняется 60 лет со дня рождения доктора технических наук, профессора Алексея Владимировича Иванова-Смоленского, широко известного специалиста в области электромеханики.

В 1939 г. А. В. Иванов-Смоленский поступил в Московский энергетический институт, после его окончания учился в аспирантуре и в 1948 г. защитил кандидатскую диссертацию, посвященную вопросам исследования комбинированных переходных процессов в машинах переменного тока; в 1954 г. ему было присвоено звание доцента.

И в дальнейшем вся жизнь Алексея Владимировича была связана с МЭИ. В конце 40-х — начале 50-х годов он принимал активное участие в работе по созданию динамической модели энергетических систем МЭИ — универсальной физической модели энергосистем. Эта работа имела большое значение для энергетики и впоследствии была удостоена Ленинской премии. В 1956 г. была издана книга В. А. Веникова и А. В. Иванова-Смоленского «Физическое моделирование электрических систем», в которой нашли полное отражение вопросы создания динамических моделей и их элементов. В эти же годы А. В. Ивановым-Смоленским были также разработаны основы теории несимметричных обмоток, получившей дальнейшее развитие в трудах других ученых.

С самого начала своей деятельности Алексей Владимирович проявил себя как незаурядный исследователь, обладающий широким кругозором, умеющий глубоко и всесторонне исследовать изучаемое явление, выработать стратегию и тактику решения и довести его до реальной конструкции.

Вместе с чл. корр. АН СССР Г. И. Петровым А. В. Иванов-Смоленский руководил работой по разработке электрических машин переменного тока высокого напряжения. Был создан опытный высоковольтный гидрогенератор мощностью 14,5 МВт; в настоящее время разрабатываются проекты более крупных машин. Эта работа потребовала решения многих общих проблем моделирования электрических машин.

В 1966 г. А. В. Иванов-Смоленский защитил докторскую диссертацию по физическому моделированию электромагнитных полей и процессов в электрических машинах, а в 1969 г. вышла его монография «Электромагнитные поля и процессы в электрических машинах и их физическое моделирование».

В 1968 г. А. В. Иванов-Смоленский утвержден в звании профессора. Он ведет большую учебно-методическую работу как соавтор учебных пособий «Расчет и конструкция гидрогенераторов» (1964 г.) и «Проектирование гидрогенераторов и синхронных компенсаторов» (1978 г.), учебника «Электрические машины» (1980 г.), им написаны отдельные главы широко известного «Электротехнического справочника».

В последнее десятилетие Алексей Владимирович уделяет большое внимание курсу «Электромагнитные расчеты», формируя его в виде детально продуманной универсальной базы специальной подготовки инженеров-электромехаников. Он был одним из пионеров включения этого курса в программу обучения, поставил лабораторные занятия по этой дисциплине, написал несколько учебных пособий.

Усилиями А. В. Иванова-Смоленского в последние годы создано новое направление в области математического моделирования электрических машин, основанное на доказанных им неизвестных ранее свойствах магнитных цепей в зубчатых средах. Метод, названный им методом проводимостей зубцовых контуров, получает все более широкое распространение и позволяет строго решить задачи анализа явлений в электрических машинах при стационарных и неустановившихся процессах с учетом двухсторонней зубчатости и явления насыщения магнитных сердечников.

Перу А. В. Иванова-Смоленского принадлежит более 120 научных работ, 12 изобретений; им подготовлено около 30 кандидатов наук. Большую работу проводит Алексей Владимирович по аттестации научных кадров высшей квалификации.

А. В. Иванов-Смоленский является председателем секции электрических машин НТО МЭИ, членом редколлегии журналов «Электричество» и «Известия вузов. Электромеханика», Энергоиздата, членом ряда комиссий и советов АН СССР, Минвуза, Минэнерго и Минэлектротехпрома, членом секции энергетики Государственного комитета СССР по ленинским и государственным премиям.

Научные и педагогические заслуги А. В. Иванова-Смоленского отмечены правительственными наградами.

Кафедра электрических машин МЭИ, редакция и редколлегия журнала «Электричество»

НИКОЛАЙ ВЛАДИМИРОВИЧ АСТАХОВ

(К 60-летию со дня рождения)



В ноябре 1981 г. исполнилось 60 лет декану электромеханического факультета Московского энергетического института, видному ученому в области электрических микромашин, профессору Николаю Владимировичу Астахову.

В 1952 г. Николай Владимирович закончил электромеханический факультет МЭИ и в 1955 г. успешно защитил диссертацию на соискание ученой степени кандидата технических наук.

С начала 70-х годов он работает профессором кафедры электрических машин, деканом электромеханического факультета МЭИ.

Вся многогранная деятельность профессора Н. В. Астахова, педагога и ученого, направлена на развитие отечественного электромашиностроения, подготовку и воспитание высококвалифицированных научных и инженерных кадров для

этой важнейшей отрасли народного хозяйства. Особенностью великих заслуги Н. В. Астахова в становлении и развитии в МЭИ специализации по электрическим микромашинам. Эта сторона его деятельности получила особенно широкое признание и способствовала созданию подобных специализаций во многих вузах СССР и социалистических стран.

Н. В. Астахов проводит большую научную работу в области электрических микромашин, а в последние годы — в области вибраций электрических машин. Результаты его научных исследований отражены в многочисленных печатных трудах, ряд научных работ, выполненных под руководством Н. В. Астахова и при его личном участии, удостоен медалей ВДНХ, премий Минвуза СССР и МЭИ.

Н. В. Астахов подготовил 14 аспирантов.

Как декан электромеханического факультета он много сил и энергии отдает организации учебной, методической, научно-исследовательской и воспитательной работы. За последнее десятилетие на факультете проведена большая методическая работа, внедрены современные методы обучения, в том числе и аудиовизуальные, в учебном процессе эффективно использована вычислительная техника. Большое внимание уделялось стимулированию творческих навыков студентов, привлечению их к научным исследованиям. Весомый вклад внес юбиляр в совершенствование подготовки инженерных и научно-педагогических кадров для социалистических и развивающихся стран. Всем этим положительным мероприятиям в немалой степени способствовали и личные качества Н. В. Астахова — большой жизненный и фронтовой опыт, умение сочетать научно-педагогическую деятельность с организаторской и общественно-воспитательной работой.

В разные годы коммунист Н. В. Астахов был членом парткома, председателем месткома МЭИ, секретарем партбюро факультета. И сейчас он член партбюро факультета, председатель комитета Общества советско-болгарской дружбы при МЭИ. За заслуги на фронтах Отечественной войны и за плодотворную научно-педагогическую деятельность Николай Владимирович Астахов награжден орденами «Трудового Красного Знамени», «Красная Звезда», «Знак Почета» и медалями.

Группа товарищей

ИГОРЬ ПЕТРОВИЧ ВЕРЕЩАГИН

(К 50-летию со дня рождения)



Исполнилось 50 лет со дня рождения известного специалиста в области техники высоких напряжений и промышленного использования сильных электрических полей, члена КПСС, доктора технических наук, профессора Игоря Петровича Верещагина.

После окончания МЭИ в 1955 г. и по сей день И. П. Верещагин работает на кафедре техники высоких напряжений. В 1960 г. он успешно защитил кандидатскую диссертацию на тему «Методы расчета повышения напряжения в переход-

ных режимах электропередач 400—500 кВ». В 1966 г. ему было присвоено ученое звание старшего научного сотрудника, в 1971 г. — доцента.

При активном участии И. П. Верещагина в 1966 г. в МЭИ была организована проблемная лаборатория сильных электрических полей. Он внес большой вклад в разработку теоретических основ и в практику технологического использования сильных электрических полей. Под его руководством выполнены работы по созданию методов расчета электрических полей при коронном разряде, по разработке технологии и оборудования для нанесения полимерных покрытий в электрическом поле; начаты исследования по активному воздействию на атмосферные процессы.

И. П. Верещагином поставлен курс лекций «Электротрогоазодинамика дисперсных систем» и организована учебная лаборатория по этому курсу, подготовлен новый курс лекций «Электричество атмосферы». В числе его учеников 10 кандидатов наук.

Более 150 работ опубликовано И. П. Верещагиным, в том числе написанные в соавторстве монографии «Основы электротрогоазодинамики дисперсных систем» и «Дымовые электрофильтры».

В 1975 г. И. В. Верещагин защитил докторскую диссертацию на тему «Методы расчета электрического поля и поведения частиц при униполярном коронном разряде», в 1978 г. ему присвоено ученое звание профессора.

И. П. Верещагин является заместителем председателя Научного Совета Государственного комитета СССР по науке и технике по проблеме «Сильные электрические поля в технологических процессах — Электронно-ионная технология».

Желаем Игорю Петровичу дальнейших успехов в научно-исследовательской, учебно-педагогической и организационно-научной деятельности.

Группа товарищей

ЮРИЙ НИКОЛАЕВИЧ ВЕРШИНИН

(К 50-летию со дня рождения)



Ю. Н. Вершинин родился 10 января 1932 г. в Новосибирске, в 1954 г. окончил с отличием Новосибирский инженерно-строительный институт им. В. В. Куйбышева и в 1966 г. Всесоюзный заочный энергетический институт.

После окончания института Юрий Николаевич работал в строительной организации, затем решением Новосибирского Обкома КПСС был назначен главным инженером Новосибирского комбината Минпромстройматериалов СССР.

В 1962 г. Ю. Н. Вершинин защитил диссертацию на соискание ученой степени кандидата технических наук, а в 1970 г. — на соискание ученой степени доктора технических наук по специальности «Техника высоких напряжений», в 1972 г. ему присвоено звание профессора.

В системе Минэнерго СССР Ю. Н. Вершинин работает с 1964 г. сначала заведующим лабораторией Сибирского научно-исследовательского института энергетики, затем заместителем директора по научной работе. В ноябре 1979 г. Ю. Н. Вершинин назначен директором Энергетического института им. Г. М. Кржижановского.

Ю. Н. Вершинин является крупным ученым в области электроэнергетики и электрофизики и занимается проблемами, находящимися, как правило, на стыке наук. Так, на основе представлений термохимии твердого состояния им разработан метод расчета и прогнозирования электрической проч-

ности твердых диэлектриков. Международной известностью пользуются работы Ю. Н. Вершинина по кинетическим явлениям в твердых диэлектриках, которые позволили ему разработать новый подход к теоретическому описанию механизма пробоя диэлектриков, основанный на явлениях доменной электрической неустойчивости в сильных электрических полях.

Под научным руководством и при непосредственном участии Ю. Н. Вершинина был разработан новый класс материалов — электропроводные и электроизоляционные бетоны, которые используются для изготовления различных высоковольтных изделий и энергетических конструкций. Так, внедрение в энергосистемы страны мощных бетловых резисторов дало отрасли большой экономический эффект. С 1970 г. Ю. Н. Вершинин занимается научными исследованиями проблем технической сверхпроводимости и термоядерной энергетики.

Ю. Н. Вершинин является председателем Ученого Совета института, членом трех Научных Советов АН СССР по электрофизическим и теоретическим проблемам электроэнергетики, по физике диэлектриков и сегнетоэлектриков, по комплексным проблемам теплофизики, а также членом Научного Совета «Энергия и энергетические ресурсы» Комитета системного анализа при Президиуме АН СССР и членом Советской части Совета по научно-техническому сотрудничеству в области топливно-энергетических проблем Комитета СЭВ.

Ю. Н. Вершинин является представителем Советской Стороны в Совете уполномоченных и руководителем Координационного центра по научно-техническому сотрудничеству стран-членов СЭВ в области сверхпроводимости.

Ю. Н. Вершинин является автором 80 печатных работ, он имеет 16 изобретений и 6 патентов; им подготовлено 17 кандидатов наук.

Член КПСС с 1965 г., Ю. Н. Вершинин активно участвует в общественной жизни. Работая в Сибирском научно-исследовательском институте энергетики, он неоднократно избирался председателем местного комитета и членом партийного бюро института, в течение 10 лет был деканом Народного университета при Новосибирском ГК КПСС и деканом Новосибирского народного университета Минэнерго СССР, членом президиума и пленума Областного правления НТО энергетики и электротехнической промышленности. В настоящее время Ю. Н. Вершинин — член Центрального правления общества «Знание», член партийного бюро Энергетического института им. Г. М. Кржижановского.

За заслуги в научной и производственной деятельности в 1974 г. Ю. Н. Вершинин награжден орденом Октябрьской Революции.

Группа товарищей

РЕДАКЦИОННАЯ КОЛЛЕГИЯ

Бертинов А. И., Будзко И. А., Веников В. А., Глебов И. А., Евсеев Б. Н. (зам. главного редактора), Ефремов И. С., Иванов-Смоленский А. В., Ильинский Н. Ф., Комельков В. С., Костенко М. В., Лабунцов В. А., Ларионов В. П., Лидоренко Н. С., Лизунов С. Д., Мамиконянц Л. Г. (главный редактор), Меровиц Э. А., Мучник Г. Ф., Нетушил А. В., Рабинович С. И., Сабинин Ю. А., Слежановский О. В., Соловьев С. А., Тареев Б. М., Тихоедев Н. Н., Толстов Ю. Г., Федосеев А. М., Шакарян Ю. Г., Шаталов А. С., Шиллин Н. В.

Научные редакторы: А. Б. Желдыбин, Б. Д. Макаршин

Адреса редакции: 103012, Москва, К-12, Б. Черкасский пер., 2/10. Телефон 294-24-80.
101000, Москва, Главный почтамт, абонентский ящик № 648

Адрес для телеграмм: МОСКВА 12, ЭЛЕКТРИЧЕСТВО

Технический редактор Н. Н. Хотулева

Сдано в набор 14.12.81
Подписано в печать 03.02.82
Тираж 5982 экз.

Т-00341
Заказ 1359

Формат 60×90 1/8 Печать высокая Усл. печ. л. 10

Уч.-изд. л. 12,52

Энергоиздат, 113114, Москва, М-114, Шлюзовая наб., 10
Московская типография № 10 Союзполиграфпрома при Государственном комитете СССР
по делам издательств, полиграфии и книжной торговли. Москва, М-114, Шлюзовая наб., 10

СОДЕРЖАНИЕ

Федоров А. А., Садчиков С. В. — Характеристики и алгоритмы формирования и отбора вариантов систем промышленного электроснабжения	1	тивных преобразователей угловых перемещений со сплошными магнитопроводами и с распределенными параметрами	51	
Куреный Э. Г., Дмитриева Е. Н., Ковальчук В. М. — Динамические показатели колебаний напряжения в электрической сети	5	Шафоростов В. Я., Тареев Б. М. — К выбору диэлектриков для конденсаторов-тиристорных преобразователей	52	
Дрехслер Р. — Коэффициент мощности и потери в сети при несимметричном и нелинейном потребителе	12	Жуйков В. Я., Коротеев И. Е. — Применение теоремы умножения оригиналов для расчета цепей с периодическим коммутатором	54	
Щуцкий В. И., Бураков А. А. — О вероятностной оценке уровня электробезопасности	16	СООБЩЕНИЯ		
Якимец И. В., Мальцев В. Н., Пикман А. Л. — Защиты преобразовательных подстанций передачи постоянного тока	21	Ильин В. И., Гинзбург С. М., Севастьянов В. Н. — О пуске синхронной машины в режиме вентильного двигателя с имитатором положения ротора	55	
Карасев В. В. — Расчет процесса перемагничивания магнитопровода насыщающихся реакторов	26	Алиевский Б. Л. — Основное расчетное уравнение линейных электромашинных генераторов	59	
Львов Е. Л. — Гармонический баланс с учетом произвольного числа высших нечетных гармоник	32	Лисицкий Е. Л., Олейников А. М. — К расчету электромагнитной мощности асинхронного двигателя с двухслойным ротором	62	
Ефименко Е. И. — Уточнение теории и расчета параметров явнополюсных синхронных машин	37	Розов Ю. М., Тигунов А. П. — К расчету индукционного сопротивления, встраиваемого в роторную цепь асинхронного двигателя	64	
Ломакин В. А. — Новый принцип вентильно-механической коммутации постоянного тока	43	Браславский И. Я., Валек В. М. — Расчет статических характеристик асинхронных электроприводов с параметрическим управлением	66	
ИЗОПЫТАРБОТЫ				
Ершевич В. В., Крайз А. Г., Кривушин Л. Ф. — Некоторые итоги разработки и внедрения поперечного регулирования в сетях 750—330 кВ	47	Мамошин Р. Р., Дам Куок Чу — Электромагнитные процессы и показатели качества энергии в цепях преобразовательного электровоза при питании от системы малой мощности	70	
Вилесов Д. В., Кантурска С. Г., Димитров Л. В. — Бесконтактная синхронизация судовых генераторов	49	ХРОНИКА		
Мамедов Ф. И., Набиев М. А. — К исследованию индук-				74

CONTENTS

Characteristics and Algorithms for Creating and Selecting Alternatives for Industrial Power Supply Systems — A. A. Fedorov, S. V. Sadchikov	1	A Study of Inductive Transducers for Angular Displacement With Solid Magnetic Circuits and With Distributed Constants — F. I. Mamedov, M. A. Nabiiev	51	
Dynamic Indexes for Network Voltage Fluctuation — E. G. Kurennny, E. N. Dmitriyeva, V. M. Kovalchuk	5	On Selecting the Dielectrics for Capacitors in Thyristor Converters — V. J. Shaphorostov, B. M. Tareyev	52	
Power Factor and Losses in a Network With an Unbalanced Nonlinear Load — R. Drexler	12	Application of the Theorem on Time Domain Multiplication for Computations in Circuits With Periodic Switching — V. J. Djuikov, I. E. Koroteyev	54	
A Stochastic Appraisal for the Degree of Electric Safety — V. I. Shutski, A. A. Buralkov	16	REPORTS		
Protection of Converter Substations on a D. C. Transmission System — I. V. Jakimets, V. N. Maltsev, A. L. Peekman	21	On Starting a Synchronous Machine as a Valve Motor With a Rotor Position Simulator — V. I. Ilyin, S. M. Ginsburg, V. N. Sevastyanov	55	
Calculating Remagnetization Processes in the Magnetic Circuit of Saturable Reactors — V. V. Karasyev	26	The Main Equation for Computing Linear Amplidyne Generators — B. L. Aliyevski	59	
A Describing Function Method With Account Taken of an Arbitrary Number of Higher Odd Harmonics — E. L. Lvov	32	On Computing the Electromagnetic Power of an Induction Motor With a Two-Layer Rotor — E. L. Lisitski, A. M. Oleinikov	62	
Refinements in the Theory and the Calculation of Parameters for Salient-Pole Synchronous Machines — E. I. Yefimenko	37	On Calculating the Inductive Reactance Cut Into the Rotor Circuit of an Induction Motor — U. M. Rosov, A. P. Tigunov	64	
The New Principle of Electronic-Mechanical D. C. Commutation — V. A. Lomakin	43	Computing the Static Characteristics of Asynchronous Electric Drives With Parametric Control — I. J. Braslavski, V. M. Valek	66	
FROM OPERATING EXPERIENCE				
Some Results on the Development and Functioning of Quadrature Voltage Regulation in 750—330 kV Networks — V. V. Yershevitch, A. G. Krais, L. F. Krivushkin	47	Electromagnetic Processes and Energy Quality Indexes for the Circuits of Converter Electric Locomotives Fed From a Weak System — R. R. Mamoshin, Dam Kuok Chu	70	
Contactless Synchronization of Shipboard Generators — D. V. Vilesov, S. G. Kanturska, L. V. Dimitrov	49	CHRONICLE		
				74

РЕФЕРАТЫ ПУБЛИКУЕМЫХ СТАТЕЙ

УДК 621.316.176.001.2

Характеристики и алгоритмы формирования и отбора вариантов систем промышленного электроснабжения. Федоров А. А., Садчиков С. В. — «Электричество», 1982, № 2.

Формируется задача автоматизированной селекции и самоотборов вариантов сетей по нескольким источникам питания. Для ее решения основные характеристические свойства групп приемников и сетей изучены при помощи тензора удельных приведенных затрат формализованы. Уровень жесткости селекции вариантов электрических сетей оценивается при помощи функционалов, оптимизирующих экономические показатели и удовлетворяющих некоторым пороговым критериям. Предлагается вычислительная процедура, которая может служить основой алгоритма селекции и самоотборов вариантов сетей в режиме диалога проектировщика с ЦВМ. Библ. 9.

УДК 621.3.015.2.001.24

Динамические показатели колебаний напряжения в электрической сети. Куреный Э. Г., Дмитриев Е. Н., Ковалевский В. М. — «Электричество», 1982, № 2.

Показатели качества напряжения (ПКН) рассматриваются как характеристики процессов на выходе моделей электроприемников. На примере ламп разработаны способы расчета ПКН, использующие амплитудно-частотные и переходные характеристики фильтра модели. Фильтр синтезирован путем моделирования источника света, инерции, адаптации и утомления зрения. Показана универсальность динамических ПКН и их связь с существующими нормами. Библ. 13.

УДК 621.314.6.018.14.001.11

Коэффициент мощности и потери в сети при несимметричном и нелинейном потребителе. Дрехслер Р. — «Электричество», 1982, № 2.

Дан анализ преобразовательной нагрузки как источника несимметрии нелинейности в электрической сети. Рассмотрена возможность использования баланса потерь в пассивных сопротивлениях для оценки качества электроэнергии. Библ. 4.

УДК 621.31:658.382.3:614.825.001.57

О вероятностной оценке уровня электробезопасности. Шуцкий В. И., Бурлаков А. А. — «Электричество», 1982, № 2.

В статье на основе представления электрической сети и обслуживающего персонала как сложной восстанавливаемой системы показано, что для оценки уровня электробезопасности следует использовать не один, а ряд показателей, значения которых наиболее удобно определять с помощью логико-вероятностного метода. В качестве основных показателей уровня электробезопасности предложено использовать вероятность возникновения опасного состояния и вероятность нахождения в опасном состоянии с учетом значения тока через человека. Библ. 8.

УДК 621.311.44:621.316.9

Защиты преобразовательных подстанций передачи постоянного тока. Якимец И. В., Мальцев В. И., Пикман А. П. — «Электричество», 1982, № 2.

Проведен анализ характерных повреждений при работе преобразователя в передаче постоянного тока. Показана возможность несекретивной работы дифференциальных защит преобразователей вследствие появления в фазных токах силового трансформатора постоянной составляющей тока, насыщающей сердечники токовых трансформаторов. Рассмотрен принцип защит многоомостового преобразователя, основанный на фиксации длительности протекания тока через вентильные обмотки силового трансформатора. Получены выражения токов и построены зависимости различных параметров токового трансформатора в функции подмагничивающего тока и времени, позволяющие оценить возможности срабатывания полупроводниковых защит в различных аварийных режимах. Библ. 4.

УДК 621.3.042:538.2.001.24

Расчет процесса перемагничивания магнитопровода насыщающихся реакторов. Карапес в. В. — «Электричество», 1982, № 2.

Предложена приближенная математическая модель процесса перемагничивания НР по полному циклу и частным циклам с учетом поверхностного эффекта и магнитной вязкости. Учитывается непрямая угловость петли гистерезиса в области насыщения. Представлены экспериментальные данные для сплава 50 НР толщиной ленты 50 мкм, которые подтверждают правомерность принятых допущений и математической модели.

УДК 621.3.018.3.001.24

Гармонический баланс с учетом произвольного числа высших нечетных гармоник. Львов Е. Л. — «Электричество», 1982, № 2.

Определяются условия существования автокоубийств замкнутой нелинейной системе по пересечению амплитудно-фазовых характеристик линейной части и годографа нелинейного элемента, учитывающего влияние высших гармоник. Гармоническая линеаризация нелинейного элемента производится при сложном гармоническом сигнале, первая гармоника которого произвольна, а высшие гармоники удовлетворяют условиям баланса в замкнутой системе. Метод рассмотрен применительно к симметричным нелинейностям аналитического, кусочно-аналитического типов и не связан с условием обязательного пересечения годографов при гармонической линеаризации, проводимой без учета высших гармоник. Библ. 6.

УДК 621.313.32.001.24

Уточнение теории и расчета параметров явнополюсных синхронных машин. Ефименко Е. И. — «Электричество», 1982, № 2.

Показано, что сложившаяся теория явнополюсных синхронных машин (ЯСМ) рассматривает невзаимные явления, обусловленные изменением индуктивностей статора во времени и проводящие к взаимной зависимости э. д. с. и токов разных частот.

Получены уравнения напряжений статора разных частот и выражения для параметров статора при учете произвольного числа гармонических м. д. с. и полей. Показано, что при рассмотрении основных явлений в ЯСМ следует учитывать действие всех гармоник поля статора, созданных основной гармоникой его и. с. Уточнены выражения для соответствующих параметров и коэффициентов формы поля. Библ. 10.

УДК 621.313.2:621.314.632.001.24

Вентильно-механическая коммутация с загрузкой полупроводниковых элементов неполным током машины. Ломакин В. А. — «Электричество», 1982, № 2.

Рассматривается новая схема вентильно-механического коммутатора машины постоянного тока без дополнительных полюсов, отличающаяся простотой и меньшей установленной мощностью элементов. Анализируются электромагнитные процессы коммутации, приводятся уравнения баланса электрической энергии по интервалам коммутации, с помощью которых оцениваются предельные значения токов вспомогательных контактов и установленная мощность конденсатора. Рассматриваются электромеханические процессы, связанные с динамикой распределения общего тока между основными и вспомогательными щетками. Библ. 3.

УДК 621.314.214.332.072.2:621.311.001.41

Некоторые итоги разработки и внедрения поперечного регулирования в сетях 750—330 кВ. Ершевич В. В., Крайз А. Г., Крившин Л. Ф. — «Электричество», 1982, № 2.

Приведены результаты анализа работы трансформаторов поперечного регулирования в электропередачах 750 кВ. Даны рекомендации по совершенствованию конструкции и способов подключения этих трансформаторов. Библ. 3.

УДК 621.313.322.072.9:629.12

Бесконтактная синхронизация судовых генераторов. Вильсов Д. В., Катурска С. Г., Димитров Л. В. — «Электричество», 1982, № 2.

Приведены результаты теоретических и экспериментальных исследований процесса бесконтактной синхронизации судовых генераторов, осуществляемой при помощи тиристорных коммутаторов. Библ. 2.

УДК 621.319.4:621.315.61:621.314.26

К выбору диэлектриков для конденсаторов тиристорных преобразователей. Шафоростов В. Я., Тареев Б. М. — «Электричество», 1982, № 2.

Проанализированы тенденции развития конденсаторостроения и пути уменьшения трудоемкости изготовления, снижения стоимости и повышения удельных характеристик и улучшения эксплуатационных свойств конденсаторов. Отмечается перспективность применения для силовых конденсаторов с высокими удельными характеристиками новых недефицитных органических и неорганических диэлектриков, не содержащих пропитывающих составов. Библ. 9.

УДК 621.314.001.11

Применение теоремы умножения оригиналов для расчета цепей с периодическим коммутатором. Жуков В. Я., Коротеев И. Е. — «Электричество», 1982, № 2.

Показано, что определение изображения периодических знакопеременных функций может быть найдено на основании теоремы умножения оригиналов. Приведен пример. Библ. 2.

УДК 62-57:621.313.32

О пуске синхронной машины в режиме вентильного двигателя с имитатором положения ротора. Ильин В. И., Гинзбург С. М., Севастьянова В. И. — «Электричество», 1982, № 2.

Исследован пуск вентильного двигателя с нулевой скоростью при синхронизации системы управления инвертором от имитатора. Проведен анализ процесса накопления угла рассогласования между синхронной машиной и имитатором в начальный период пуска. Полученное уравнение для угла рассогласования не содержит параметров конкретных машин, что позволило провести его анализ в общем виде с помощью ЦВМ и дать рекомендации по настройке имитатора. Библ. 3.

УДК 621.313.333.001.3

Электромагнитная мощность асинхронного двигателя с двухслойным ротором с учетом кривизны ротора. Лисицкий Е. Л., Олейников А. М. — «Электричество», 1982, № 2.

На основе решения уравнений электромагнитного поля в цилиндрических координатах определены значения относительных активной и реактивной мощностей асинхронного двигателя с двухслойным ротором. Показана целесообразность учета кривизны для машин малой мощности, с малым диаметром ротора. Библ. 3.

УДК 621.313.333.001.24

К расчету индуктивного сопротивления, встраиваемого в роторную цепь асинхронного двигателя. Розов Ю. М., Тигунов А. П. — «Электричество», 1982, № 2.

Получено выражение для определения эквивалентных параметров индукционного роторного сопротивления дискообразной формы, учитывающее кривизну магнитопровода и нелинейность кривой его намагничивания. Составлены результаты расчетов и экспериментальных исследований. Библ. 6.

УДК 62-83:621.313.333.007.08

Расчет статических характеристик асинхронных электроприводов с параметрическим управлением. Браславский И. Я., Валек В. М. — «Электричество», 1982, № 2.

На основе метода переменных состояния разработаны алгоритмы расчета квазистационарных процессов в асинхронных электроприводах с импульсным управлением в цепях переменного и выпрямленного тока ротора, а также с фазовым управлением в роторе. Проведено сравнение указанных способов управления по величинам пульсаций момента, коэффициента мощности и к. п. д. Библ. 4.

УДК 621.335.2:621.314.4.002.237

Электромагнитные процессы и показатели качества энергии в цепях преобразовательного электровоза при питании от системы малой мощности. Мамошин Р. Р., Дамкуок Чу — «Электричество», 1982, № 2.

Предены результаты исследования показателей качества энергии, проанализирован установившийся режим работы преобразовательного электровоза при питании его от удаленной маломощной энергосистемы. Найденные показатели качества сравниваются с таковыми при питании электровоза от мощной системы электроснабжения. Библ. 2.