

ЭЛЕКТРИЧЕСТВО

1969



ИЗДАТЕЛЬСТВО «ЭНЕРГИЯ»

12

УДК 621.316.11

Оптимальное размещение источника питания электроэнергией

А. П. ЧМУТОВ

Ленинград

Рациональное размещение источника питания (понижительной подстанции — ГПП, центральной распределительной подстанции — ЦРП или сетевой трансформаторной подстанции — ТП) является весьма актуальной задачей при проектировании электроснабжения промышленных предприятий и городов. Однако до настоящего времени не имеется достаточно обоснованного решения этого вопроса. И в [Л. 1—5] рекомендуется размещать источник питания в центре нагрузки, координаты которого определяются по формулам для центра тяжести однородных плоских фигур.

Размещая источник питания таким образом, ранее при экономическом выборе сети, по-видимому, исходили из расчета минимального расхода металла при допустимых потерях напряжения.

Действительно, в случае выбора сети по потерям напряжения значение суммарного расхода проводникового материала для n потребителей можно привести к выражению, подобному зависимости для определения величины полярного момента инерции системы материальных частиц относительно некоторой точки:

$$M = \frac{\gamma}{c \Delta U} \sum_{i=1}^n P_i l_i^2, \quad (1)$$

где M — расход металла;

P_i — нагрузка i -го потребителя;

l_i — расстояние от i -го потребителя до источника питания;

t — число проводов в линии;

γ — удельный вес проводникового материала;

c — коэффициент, зависящий от материала, напряжения и системы питания линии;

ΔU — допустимые потери напряжения.

Минимальное значение выражения (1) по аналогии с полярным моментом инерции будет при размещении источника питания в центре масс материальных частиц рассматриваемой системы [Л. 6]. Этот же результат можно получить, приравняв нулю частные производные $\frac{\partial M}{\partial x} = 0$; $\frac{\partial M}{\partial y} = 0$

выражения (1), в котором расстояние от i -го потребителя до источника питания выражено через текущие координаты источника питания x и y и координаты потребителя x_i и y_i :

$$l_i = \sqrt{(x - x_i)^2 + (y - y_i)^2}. \quad (2)$$

Однако применение выбора сети по допустимым потерям напряжения ограничено. При выборе же по допустимой плотности тока по нагреву в нормальном или аварийном режимах или по экономической плотности тока не удастся получить зависимости для расхода металла, аналогичные (1).

Этим выдвигается необходимость пересмотра подхода к размещению источников питания в «центре тяжести» электрических нагрузок, тем более, что минимизация лишь одного из технических показателей не дает достаточных оснований судить об экономической эффективности решений. Всякие оптимизационные расчеты в настоящее время должны обеспечивать в первую очередь минимум приведенных расчетных затрат, которые при одновременности капитальных вложений и неизменности ежегодных издержек записываются в виде [Л. 7]:

$$Z = p_n K + I, \quad (3)$$

где p_n — нормативный коэффициент эффективности;

K — единовременные капитальные затраты;

I — ежегодные издержки производства.

Капитальные затраты в линию складываются из стоимости сооружения непосредственно линии и стоимости дополнительной мощности электростанций, необходимой для покрытия потерь в сети.

Ежегодные издержки производства образуются из отчислений на амортизацию линии и электростанции, стоимости обслуживания и годовых потерь электроэнергии.

Принимая во внимание известные выражения для определения:

стоимости сооружения линии

$$K_{\text{л}} = (a + bs)l, \quad (4)$$

стоимости сооружения электростанции

$$K_{\text{Г}} = \alpha k_{\text{м}} \Delta P, \quad (5)$$

потерь мощности в линии при полной нагрузке и среднем напряжении

$$\Delta P = \frac{W_i^2}{\sigma U^2 s} l \quad (6)$$

и объединяя коэффициенты, учитывающие: эффективность капиталовложений $p_{\text{н}}$, амортизационные отчисления на реновацию $p_{\text{р}}$ и капитальные ремонты $p_{\text{к}}$, издержки обслуживания $p_{\text{э}}$ в суммарный коэффициент

$$p = p_{\text{н}} + p_{\text{р}} + p_{\text{к}} + p_{\text{э}}, \quad (7)$$

приведенные расчетные затраты для отдельной линии электропередачи можно рассчитать на основе следующей зависимости:

$$Z_i = \left[p_{\text{л}}(a + bs) + (p_{\text{Г}} k_{\text{м}} + c) \frac{W_i^2}{\sigma U^2 s} \right] l_i, \quad (8)$$

где Z_i — приведенные расчетные затраты для линии;

$p_{\text{л}}$ — суммарный коэффициент для линии (7);

$p_{\text{Г}}$ — суммарный коэффициент для генераторной станции (7);

a — расходы на сооружение единицы длины линии, не зависящие от сечения линии;

b — коэффициент, учитывающий изменения расходов на сооружение линии от сечения проводов;

s — сечение линии;

α — стоимость единицы установленной мощности электростанции;

$k_{\text{м}}$ — коэффициент участия нагрузки сети в максимуме нагрузки станции;

c — стоимость потерь единицы энергии;

l — длина линии;

W_i — нагрузка линии;

σ — удельная проводимость линии;

U — напряжение линии.

Следует отметить, что при выборе сечения линии по допустимой плотности тока по нагреву или экономической плотности выражение в квадратных скобках уравнения (8) (обозначим его F_i) для определенного потребителя является постоянной величиной и определяет приведенные расчетные затраты на единицу длины линии.

Принимая во внимание (2), для потребителей $i = 1, 2, \dots, n$, размещаемых от источника питания на расстояниях l_1, l_2, \dots, l_n соответственно, сум-

марные приведенные расчетные затраты в линии электропередачи записываются в виде:

$$Z = \sum_{i=1}^n F_i \sqrt{(x - x_i)^2 + (y - y_i)^2}. \quad (9)$$

При $F_i = \text{const}$; $x_i = \text{const}$; $y_i = \text{const}$ значение выражения (9) зависит лишь от местоположения источника питания. Минимум приведенных расчетных затрат, соответствующий оптимальному размещению источника питания, определяется из условий:

$$\left. \begin{aligned} \frac{\partial Z}{\partial x} &= \sum_{i=1}^n \frac{F_i (x - x_i)}{\sqrt{(x - x_i)^2 + (y - y_i)^2}} = 0; \\ \frac{\partial Z}{\partial y} &= \sum_{i=1}^n \frac{F_i (y - y_i)}{\sqrt{(x - x_i)^2 + (y - y_i)^2}} = 0. \end{aligned} \right\} \quad (10)$$

Таким образом, рациональное размещение источника питания сводится к отысканию вещественных корней системы (10). Однако непосредственное решение указанной системы затруднительно. Кроме того, нужно иметь в виду, что перед началом решения необходимо исследование особого случая совпадения корней системы (10) с координатами какого-либо потребителя. Тогда частные производные выражения (9) перестают быть непрерывными и система уравнений (10) не имеет смысла (неопределенность типа $\frac{0}{0}$).

В [Л. 8] установлено, что функции типа выражения (9) имеют абсолютный минимум. Условие совпадения точки наиболее выгодного размещения источника питания с одной из данных, например с k записывается в виде:

$$\left(\sum_{\substack{i=1 \\ i \neq k}}^n \frac{F_i (x_k - x_i)}{\sqrt{(x_k - x_i)^2 + (y_k - y_i)^2}} \right)^2 + \left(\sum_{\substack{i=1 \\ i \neq k}}^n \frac{F_i (y_k - y_i)}{\sqrt{(x_k - x_i)^2 + (y_k - y_i)^2}} \right)^2 \leq F_k. \quad (11)$$

При несовпадении решение системы (10) удобнее вести методом простой итерации, для чего ее преобразовывают следующим образом:

$$\left. \begin{aligned} x &= \frac{\sum_{i=1}^n \frac{F_i x_i}{\sqrt{(x - x_i)^2 + (y - y_i)^2}}}{\sum_{i=1}^n \frac{F_i}{\sqrt{(x - x_i)^2 + (y - y_i)^2}}}; \\ y &= \frac{\sum_{i=1}^n \frac{F_i y_i}{\sqrt{(x - x_i)^2 + (y - y_i)^2}}}{\sum_{i=1}^n \frac{F_i}{\sqrt{(x - x_i)^2 + (y - y_i)^2}}}. \end{aligned} \right\} \quad (12)$$

Подставляя в правые части системы (12) вместо x, y последовательно значения x'_1, y'_1 ; x'_2, y'_2 ; x'_3, y'_3 ,

y'_3 и т. д., начиная с произвольных x'_0, y'_0 можно получить последовательности чисел $x'_1, x'_2, x'_3, \dots, x'_n$; $y'_1, y'_2, y'_3, \dots, y'_n$, где x' и y' будут искомыми корнями (10).

Для сходимости такого итерационного процесса достаточно, чтобы вблизи истинных значений корней выполнялись неравенства [Л. 9]:

$$\left\{ \begin{array}{l} \left| \frac{\partial \varphi}{\partial x} \right| + \left| \frac{\partial \psi}{\partial x} \right| < 1; \\ \left| \frac{\partial \varphi}{\partial y} \right| + \left| \frac{\partial \psi}{\partial y} \right| < 1, \end{array} \right. \quad (13)$$

где функции $\varphi(x, y)$; $\psi(x, y)$ являются правыми частями уравнений системы (12) соответственно. Анализ (13) показывает, что итерационный процесс для системы (12) будет сходящимся, если расчеты вести в системе, начало которой относительно исходной системы имеет следующие координаты:

$$x_0 = \frac{\sum_{i=1}^n F_i x_i}{\sum_{i=1}^n F_i}; \quad y_0 = \frac{\sum_{i=1}^n F_i y_i}{\sum_{i=1}^n F_i}, \quad (14)$$

а ось абсцисс с положительным направлением той же оси первоначальной системы координат образует угол β , где

$$\operatorname{tg} 2\beta = \frac{\sum_{i=1}^n \frac{F_i (x_i - x_0)(y_i - y_0)}{(V(x_i - x_0)^2 + (y_i - y_0)^2)^{3/2}}}{\sum_{i=1}^n \frac{F_i [(x_i - x_0)^2 - (y_i - y_0)^2]}{(V(x_i - x_0)^2 + (y_i - y_0)^2)^{3/2}}}. \quad (15)$$

Изложенное позволяет предложить следующий порядок расчета координат оптимального размещения источника электроснабжения:

по выражению (11) проверяется возможное совпадение координат источника питания с местоположением одного из потребителей;

при несовпадении определяется положение новой системы координат (12) и (13);

с учетом координат потребителей в новой координатной системе методом последовательных подстановок в (12) вместо текущих координат x, y значений x'_0, y'_0 ; x'_1, y'_1 ; x'_2, y'_2, \dots и т. д. определяются искомые координаты, причем за начальное приближение принимаются $x'_0=0, y'_0=0$. При значительном количестве потребителей расчет оптимального размещения источника питания предпочтительнее выполнять на ЦВМ.

При выборе оптимального местоположения ГПП, ЦРП или ТП предложенная методика позволяет учесть влияние затрат на питающую ВЛ. В этом случае начальный источник электроэнергии следует рассматривать как фиктивный потребитель с нагрузкой, равной суммарной потребляемой мощности рассматриваемого района, что позволяет использовать рассмотренную методику для определения места разветвления ВЛ.

При выборе места сооружения электростанции вместо затрат на питающую ВЛ можно включать

расходы на доставку топлива, материалов, воды и т. п.

Значения F_i в выражении (9) при необходимости дополняются составляющими, учитывающими возможные ущербы от снижения надежности или использования территории трассой ВЛ, так как последние линейно зависят от протяженности линии l_i или корректируются в зависимости от очередности строительства и динамики изменения нагрузок потребителей [Л. 7 и 10].

Наличие в схемах электроснабжения магистральных линий, к которым подключаются последовательно несколько потребителей или линий с вынужденными трассами, не вызывает существенных затруднений в использовании метода.

Участки с заданными трассами имеют постоянную стоимость, которую при оптимизационных расчетах можно не учитывать. Так, для магистральных линий принимают во внимание только головной потребитель с нагрузкой, равной суммарной нагрузке магистрали, а для линий с вынужденными трассами — только независимый участок (если такой имеется), примыкающий непосредственно к источнику питания.

Кроме того, следует иметь в виду, что незначительное отклонение фактических трасс ВЛ (связывающих источник питания потребитель) от прямолинейных для протяженных линий существенного влияния на точность решения не оказывает.

Рассмотренный метод изложен применительно к сетям, сечение которых до начала расчета определено и не зависит от местоположения источника питания. В сетях, выбор которых обуславливается допустимой потерей напряжения, непосредственное использование метода затруднительно. При наличии таких сетей расчет следует проводить в несколько этапов. Вначале сечения линий выбираются из условия размещения источника питания в центре нагрузки рассматриваемого района и для этой сети отыскивается оптимальное размещение источника питания по предложенной методике. После этого следует проверка на допустимые потери напряжения при оптимальном размещении источника питания. Если потери напряжения в линиях не выходят из допустимых пределов, расчет можно считать окончанным. В случае необходимости изменения сечения отдельных линий расчет оптимального размещения источника питания должен быть проведен заново и т. д.

В заключение следует отметить, что решение по приведенной методике ищется только после того, как число источников питания выбрано другими известными способами, границы охвата потребителей каждым источником питания определены, схема и конфигурация сети намечены.

При выборе места расположения источника питания, разумеется, приходится принимать во внимание местные условия, рельеф, удобства транспорта и обслуживание. Однако приведенное математическое решение дает хорошее приближение, существенно облегчающее окончательное решение.

Пример. Для схемы, представленной на рисунке в произвольной системе координат x, y , требуется определить оптимальное размещение понизительной подстанции ГПП-110/35/10 кв с учетом затрат на питающую ВЛ — 110 кв.

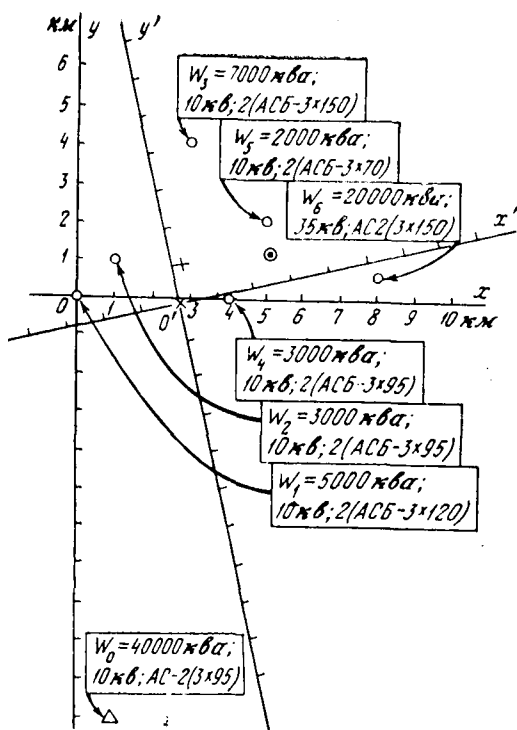


Схема сети.

● — потребители электроэнергии; ▲ — источник электроэнергии; + — место оптимального размещения ГПП; ○ — центр тяжести электрических нагрузок.

Принимая стоимости кабельных и воздушных линий по данным [Л. 11], электростанции — 120 руб./кВА, электроэнергия — 0,005 руб./кВт·ч и суммарные коэффициенты r_x и r_y согласно [Л. 12], значения приведенных расчетных затрат, отнесенных к единице протяженности линии, будут: $F_0 = 2000$ руб./км; $F_1 = 3200$, $F_2 = 1800$, $F_3 = 3700$, $F_4 = 1800$, $F_5 = 1100$, $F_6 = 2500$ руб./км.

Из анализа неравенства (11) убеждаемся в отсутствии совпадения искомой точки с местоположением одного из заданных потребителей.

Определяем новые координатные оси:

$$x_0 = 2,75 \text{ км}; y_0 = -0,2 \text{ км}; \operatorname{tg} 2\beta = 0,47.$$

Находим координаты потребителей и источника питания относительно новых осей x' и y' .

Итерационным методом определяется оптимальное местоположение подстанции: $x' \approx 0,334$ км, $y' \approx 0,975$ км в новой системе координат или $x = 2,8$ км, $y = 0,88$ км в первоначальной системе.

Эти координаты существенно отличаются от координат центра тяжести электрических нагрузок, которые в первоначальной координатной системе составляют:

$$x = 5,15 \text{ км}; y = 1,126 \text{ км}.$$

Суммарные приведенные расчетные затраты в линии электропередачи при размещении ГПП в месте, определяемом по предлагаемой методике, составляют 65 000 руб., при размещении в центре тяжести — 75 000 руб.

Таким образом, во втором случае затраты увеличиваются примерно на 15,5%.

Выводы. 1. Размещение источника питания в центре тяжести электрических нагрузок не всегда соответствует технико-экономическим обоснованиям и применимо лишь условно для сетей, рассчитываемых на допустимые потери напряжения.

2. Условию оптимального размещения источника питания соответствуют минимальные суммарные приведенные затраты на питательные и распределительные сети. Расчеты по приведенной методике осуществимы как обычными инженерными средствами, так и на ЦВМ.

Литература

1. Бутков А. Н., Определение центра нагрузок при выборе местоположения источника электроэнергии, «Электрические станции», 1957, № 6.
2. Синьков В. М., Об определении центра нагрузок при выборе местоположения источника электроэнергии, «Электрические станции», 1958, № 2.
3. Блок В. М. и Зеберг Р. Э., Методика выбора оптимальных схем питательных сетей 6—20 кВ, сб. «Электроэнергетика. Ученые записки Рижского политехнического института», вып. 4, 1963, т. IX.
4. Федоров А. А. и Злобин Ю. И., Определение центра электрических нагрузок, труды Волжского филиала Московского ордена Ленина энергетического института, вып. I, Чувашское книжное изд-во, 1966.
5. Федоров А. А., Основы электроснабжения промышленных предприятий, изд-во «Энергия», 1967.
6. Воронков И. М., Теоретическая механика, изд-во «Наука», 1964.
7. Методика технико-экономических расчетов по энергетике, Государственный Комитет Совета Министров СССР по науке и технике, Академия наук, М., 1966.
8. Гребенча М. К., Нахождение точки наивыгоднейшего сосредоточения грузов при откатке, ОНТИ, 1934.
9. Берзин И. С. и Жидков Н. П., Методы вычислений, Физматгиз, 1959.
10. Дале В. А. и др., Оптимизация электрических сетей при росте нагрузок, Изд-во АН Лат. ССР, 1964.
11. Укрупненные показатели стоимости элементов электроснабжения промышленных предприятий (УПЭ — ЭС), ЦБТИ, М., 1964.
12. Карпов Ф. Ф., Расчет городских распределительных электрических сетей, изд-во «Энергия», 1968.

[9.9.1969]



О выборе некоторых параметров ЦВМ для оперативного управления энергообъединением

М. А. АРТИБИЛОВ и В. В. ГРАЧЕВ
Уральское отделение Энергосетьпроект

При проектировании системы оперативного управления объединенной энергосистемой (ОЭС) в нормальных режимах от правильного выбора управляющей ЭЦВМ в значительной степени зависит эффективность всей системы управления.

При изменении исходной информации от объектов ЦВМ в короткое время должна выполнить расчет нового оптимального режима, результаты которого сразу же реализуются системой управления, таким образом машина должна обеспечивать работу в реальном масштабе времени. Для этого ЦВМ должна обладать высоким быстродействием и достаточным объемом оперативной памяти. К ЦВМ предъявляются также требования возможности параллельного решения нескольких задач (мультипрограммный режим работы) с приоритетом для основной задачи, достаточного числа каналов для автоматического ввода информации и высокой эксплуатационной надежности.

Из отмеченного следует, что сама постановка задачи о выборе ЦВМ для оперативного управления ОЭС применительно к отдельным типам универсальных промышленных ЦВМ не имеет смысла, поскольку число типов этих машин ограничено и они не удовлетворяют указанным требованиям. Очевидно, что такая постановка правомерна для вычислительных систем агрегатного типа, которые представляют единый комплекс ЦВМ с устройствами ввода — вывода, хранения и обработки информации. Агрегатная структура позволяет путем замены универсального вычислителя и различного набора устройств получить модификации программно ЦВМ с разной производительностью.

Для определения требуемой производительности ЦВМ необходимо знать частоту расчетов нового режима при изменении нагрузки системы. Рассмотрим суточный график нагрузки энергосистемы (рис. 1) как некоторую случайную функцию $P(t)$. Согласно теореме В. А. Котельникова любая непрерывная функция может быть без потери информации представлена некоторым количеством дискретных отсчетов через интервал Δt :

$$\Delta t = \frac{1}{2\Delta f}, \quad (1)$$

где Δf — ширина полосы частотного спектра функции.

В нашем случае

$$\Delta f = f - f_0, \quad (2)$$

где f и f_0 — частоты соответственно высшей и низшей гармонической составляющей $P(t)$.

При совершенно равномерном суточном графике $f_0 = 0$, тогда

$$\Delta t = \frac{1}{2f}. \quad (3)$$

Частота f может быть найдена путем разложения $P(t)$ в ряд Фурье:

$$P^{(n)}(t) = \frac{a_0}{2} + a_1 \cos \frac{2\pi}{T} t + b_1 \sin \frac{2\pi}{T} t + \dots + a_n \cos \frac{2\pi n}{T} t + b_n \sin \frac{2\pi n}{T} t, \quad (4)$$

где

$$a_0 = \frac{2}{T} \int_0^T P(t_0) dt; \quad a_n = \frac{2}{T} \int_0^T P(t) \cos \frac{2\pi n}{T} t dt;$$

$$b_n = \frac{2}{T} \int_0^T P(t) \sin \frac{2\pi n}{T} t dt;$$

T — период изменения функции (в нашем случае 24 ч).

Разложение необходимо производить до нахождения такой составляющей $P(t_i)$, при которой будет выполнено условие

$$\left| \frac{P^{(n)}(t) - P(t_i)}{P(t_i)} \right| \leq \delta,$$

где δ — точность (относительная) задания исходного графика $P(t)$.

Практически применяемые в настоящее время измерительные устройства не позволяют задать $P(t)$ с точностью более высокой, чем 2—3%.

После получения составляющей $P^{(n)}(t)$ определяется частота

$$f = \frac{n}{T}, \quad (5)$$

а затем из (3) находится Δt .

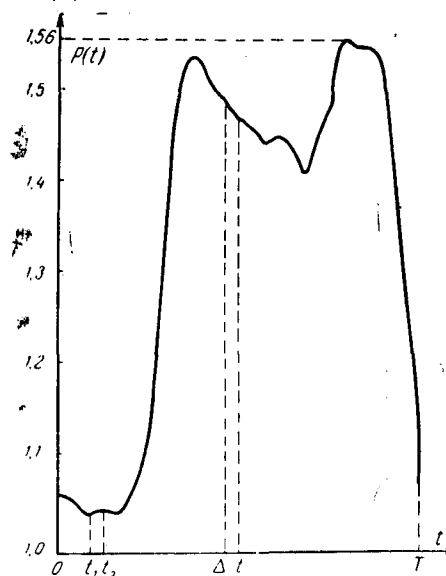


Рис. 1.

Таким образом, учитывая характер изменения функции $P(t)$ и точность ее задания, расчеты режима следует производить не чаще, чем с интервалом Δt . Очевидно, что для определения интервала расчетов должны анализироваться такие реализации $P(t)$, которые имеют наиболее резкий характер изменения.

Таким образом, для ОЭС с различной степенью равномерности суточного графика целесообразно применение ЭЦВМ различной производительности.

Используя для выбора типа ЦВМ наихудшие по равномерности реализации функции $P(t)$, необходимо иметь в виду, что в периоды более равномерных графиков нагрузки ЦВМ может использоваться в мультипрограммном режиме для решения других задач.

Необходимое эффективное машинное время определяется, исключив из Δt время, необходимое на передачу исходной информации от энергообъектов, обработку и передачу результирующей информации:

$$T_m = \Delta t - T_{\text{пи}}, \quad (6)$$

где $T_{\text{пи}}$ определяется из характеристик применяемых систем передачи информации и информационной машины.

Для определения номинального быстродействия ЦВМ, т. е. скорости работы вычислителя, необходимо определить время реализации алгоритма, состоящего из управляющей программы и программ решения отдельных задач:

$$T_a = \frac{T_m}{s_b s_n p_n}, \quad (7)$$

где s_b — коэффициент, учитывающий время работы устройств ввода — вывода и определяемый из характеристик внешних устройств данной вычислительной системы и объема исходной информации;

s_n — коэффициент, учитывающий время обращения и внешней памяти (при использовании только оперативной памяти $s_n = 1$);

p_n — коэффициент надежности реализации алгоритма на ЦВМ данного класса (для систем реального масштаба времени можно принять $p_n = 1$).

Номинальное быстродействие ЦВМ определяется по следующему выражению:

$$V_n = \frac{\sum_{i=1}^m \beta_i N_i k_i}{T_a}, \quad (8)$$

где N_i — количество машинных операций i -го вида;

k_i — коэффициент приведения длительности любой операции к длительности самой короткой, например, операции сложения;

β_i — коэффициент, учитывающий вес операции i -го вида (для однократных операций $\beta_i = 1$).

Подсчет количества операций N_i и весовых коэффициентов β_i является трудоемким, однако он может быть задан программным путем так, чтобы

при решении задачи машина сама подсчитывала их значения. Коэффициенты k_i определяются из характеристики вычислительной системы.

Объем вычислительной работы при реализации алгоритма существенно меняется [Л. 2] в зависимости от системы команд и адресности ЦВМ и числа повторений внутренних вычислительных циклов, поэтому эффект применения указанного метода выбора параметров ЦВМ достигается, если ориентироваться на реальную агрегатную вычислительную систему, характеристики которой известны, и если параллельно с разработкой системы управления рассчитывается алгоритм. Подсчет количества операций N_i и весовых коэффициентов β_i с использованием теории графов по методу, предложенному в [Л. 2], когда алгоритм еще не реализован на ЦВМ, практически затруднителен и может быть осуществлен лишь с большими допущениями, а погрешность в определении быстродействия будет весьма значительной.

Номинальное быстродействие по уже имеющейся программе, составленной для ЦВМ другого типа, можно определить из выражения:

$$V_n = \frac{\lambda \sum_{i=1}^m N_i^* \gamma_i}{T_a}, \quad (9)$$

где N_i^* — число операций i -го вида в программе;
 γ_i — коэффициент приведения операции i -го типа ЦВМ, для которой составлена программа, к самой короткой операции ЦВМ рассматриваемой вычислительной системы;

λ — коэффициент цикличности для данной программы:

$$\lambda = \frac{T_n^*}{N^* \lambda}, \quad (10)$$

где T_n^* — время реализации исследуемой программы;

$N^* \lambda = \sum N_i \lambda_i$ — общее число коротких операций в программе.

Объем оперативной памяти определяется [Л. 2] как сумма массивов для хранения входных данных, промежуточных результатов вычислений, констант и таблиц:

$$R_M = R_T + R_P + \sum_{j=1}^w m_j r_j, \quad (11)$$

где R_T — число ячеек для хранения констант;

R_P — число рабочих ячеек для хранения промежуточных данных;

m_j — общее число входных и выходных данных j -го типа;

r_j — число ячеек, необходимое для хранения данных каждого j -го типа.

На основании изложенной методики выбора основных параметров была составлена программа для ЦВМ типа М-220. Блок-схема программы приведена на рис. 2. Полное время расчета составляет 5—6 мин.

По программе были проведены расчеты для одной ОЭС. Приведенная ниже таблица иллюстрирует влияние точности исходной информации на

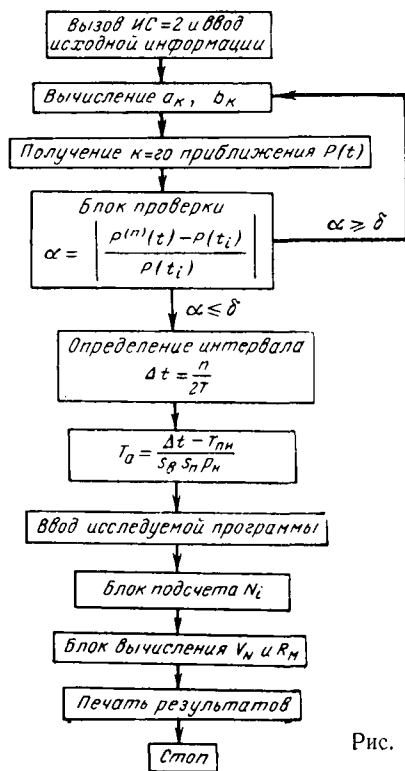


Рис. 2.

значение необходимого интервала расчета и, следовательно, на номинальное быстродействие.

Точность задания исходной информации δ, %	0,5	1	2	3	5
Интервал расчета Δt, мин	4	7	11	16	24
Номинальное быстродействие ЦВМ V _н , 10 ³ опер./сек	2 300	900	500	300	200

Результаты расчета показали, что для системы управления исследуемой ОЭС при точности исходной информации 2% необходима управляющая ЦВМ с быстродействием $500 \cdot 10^3$ операций в секунду (для одноадресной системы) и оперативной памятью 128 тыс. 32 разрядных слова. Объем информации для программы распределения активных нагрузок определялся по программе ВНИИЭ, объемы данных для программ выбора оптимального состава оборудования, прогнозирования суточного графика и управляющей определялись ориентировочно. Время передачи и подготовки информации принималось равным 2 мин. Приближенное определение объемов информации и отсутствие в настоящее время характеристик систем конечно влияет на выбор ЦВМ; при наличии указанных данных он может быть выполнен более строго.

Выводы. 1. На выбор типа управляющей ЦВМ существенно влияет;

характер изменения суточной нагрузки ОЭС; точность задания исходной информации (нецелесообразно производить расчет (корректировку) оптимального режима, когда изменение нагрузки соизмеримо с погрешностью, вносимой системой сбора и обработки информации).

2. Для обоснованного выбора ЦВМ необходимо ориентироваться на конкретную вычислительную систему и располагать характеристиками устройств сбора и передачи информации.

Литература

- Кулик В. Т., Алгоритмизация объектов управления, изд-во «Наукова думка», Киев, 1968.
- Голубев-Новожилов Ю. С., Многомашинные комплексы вычислительных средств, изд-во «Советское радио», 1967.

[26.6.1969]



УДК 621.3.016.35:621.314.6

Управляемые электропередачи переменного тока повышенной пропускной способности*

Доктор техн. наук, проф. В. А. ВЕНИКОВ, канд. техн. наук Ю. Н. АСТАХОВ
и инж. В. М. ПОСТОЛАТИИ

Москва

Недостаточная пропускная способность современных передач переменного тока — главный фактор, снижающий их экономические и технические показатели. Это обусловлено самой природой такой передачи энергии: наличием предела мощности, в первом приближении определяемого как

$$P_{\text{пр}} = \frac{U_1 U_2}{|B|},$$

где $|B|$ — функция параметров и длины линии электропередачи и параметров тех дополнительных устройств, которые подключаются к ней.

* В порядке обсуждения.

Повышение $P_{\text{пр}}$ достигается известными способами (увеличением номинального напряжения или изменением параметров, улучшением конструкции линии), а также дополнительными мероприятиями, которые приводят к уменьшению $|B|$ [Л. 1 и 2]. Однако все эти мероприятия недостаточно эффективны.

Появление быстрорегулируемых, практически безынерционных источников реактивной мощности ИРМ [Л. 3—5], позволяет теперь подойти к созданию высокоэффективных электропередач переменного тока, имеющих «внутреннее саморегулирование» или «автоматическую самонастройку».

Такие электропередачи предусматривают ком-

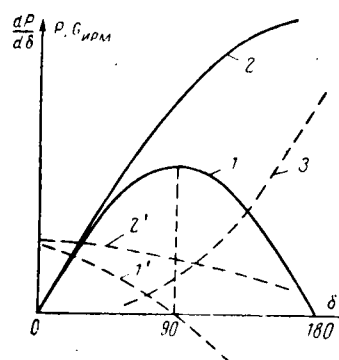


Рис. 1. Сравнение обычной и автоматически управляемой ВЛ.

1 и 2 — угловые характеристики ВЛ без автоматического управления и при автоматической самонастройке (с помощью ИРМ) соответственно; 1' и 2' — производная $\frac{dP}{d\delta}$ в случае 1 и 2 соответственно; 3 — мощность ИРМ (примерно).

пенсацию реактивного сопротивления и установку регулируемых устройств, автоматически изменяющих свои параметры по закону, заданному в зависимости от желаемого режима работы передачи [Л. 6], необходимой ее пропускной способности, коэффициента запаса устойчивости и т. д. В процессе работы электропередачи в зависимости от внешних условий непрерывно решается задача синтеза — производится отработка необходимых характеристик дополнительных устройств. Таким образом, подобная линия, целенаправленно управляемая в зависимости от состояния внешней среды (режима передачи), является типичным кибернетическим устройством. Угловые характеристики мощности передачи, самонастраивающейся за счет ее внутреннего регулирования имеют вид $P = \frac{U_1 U_2}{B_a} \Phi(P_1, P_2, \dots, P_k)$,

где B_a — эквивалентная обобщенная постоянная передачи, $\Phi(P_1, P_2, \dots, P_k)$ — некоторая функция параметров режима системы (P_1, P_2, \dots, P_k) — обусловленная действием быстрорегулируемых устройств. Эти характеристики (рис. 1) имеют при любых углах расхождения э. д. с. ($\delta > 90$) положительную производную $\frac{dP}{d\delta}$,

что, однако, не является еще признаком устойчивости, но при надлежащем выборе закона внутреннего регулирования можно сделать такую передачу статически устойчивой при любых режимах [Л. 5].

Такое управление возможно на любых электропередачах переменного тока. Однако внутреннее регулирование и самонастройка оказались особенно целесообразны на двухцепной линии новой конструкции¹, описанной в настоящей статье. Это позволяет разработать вариант двухцепной электропередачи переменного тока повышенной пропускной способности, названной авторами «совмещенной» или «полуразомкнутой» электропередачей.

В такой электропередаче, как и в разомкнутой, между цепями протекают емкостные токи, причем значение емкости может быть увеличено дополнительно включаемыми статическими конденсаторами (неуправляемыми или безынерционно регулируемые с помощью ИРМ) [Л. 7—9]. Вместе с этим «совмещенная» ВЛ имеет уменьшенные

значения реактивных сопротивлений аналогично двум параллельным линиям, работающим в режиме противофазы [Л. 10]. Управляемые компенсирующие устройства превращают линию в самонастраивающуюся, что повышает ее пропускную способность.

Важной особенностью таких электропередач является их живучесть. Так, отключение любого дополнительного компенсирующего устройства не влечет за собой выхода из строя электропередачи, а только снижает запас ее устойчивости или требует уменьшения передаваемой мощности².

Одним из возможных вариантов рассматриваемой электропередачи повышенной пропускной способности является электропередача, выполненная в виде расположенных на достаточно близком расстоянии двух обычных одноцепных линий на одной опоре.

Геометрические расстояния между одноименными фазами двух цепей в такой линии должны выбираться минимально возможными, чтобы повысить величину емкости между ними. Уменьшить их возможно, применяя специальную конструкцию опор (изолирующие траверзы и т. д.)³.

Эти расстояния ограничиваются критическим напряжением короны и составляют 5—9 м для линий 500 кВ, 9—12 м для 750 кВ и 10—18 м для 1000 кВ.

Расстояние между разноименными фазами могут быть такими же, как для обычных ВЛ, или же меньшими.

Анализ рассматриваемой схемы проводится, полагая, что в ней (рис. 2) действуют э. д. с. E_1, \dots, E_4 , сдвинутые между собой на некоторые углы $\delta_{12}, \delta_{13}, \delta_{14}$ и т. д., и, следовательно, наряду с передачей мощности по каждой цепи, как по обычной ВЛ, будет дополнительно передаваться переток между одноименными фазами (рис. 2). Значение этой емкости, зависящее от длины линии, существенно влияет на передаваемую мощность. На рис. 3 представлена цепочечная схема замещения рассматриваемой ВЛ, где обозначено: активное сопротивление — r_0 ; собственная индуктивность проводов с учетом взаимной индуктивности разноименных фаз своей цепи — L_0 ; взаимная индуктивность между цепями — M ; емкость проводов относительно разноименных фаз — C_0 ; активная проводимость — g_0 ; взаимная емкость между одноименными фазами — C_{12} и активная проводимость — g_{12} .

Для получения основных соотношений, характеризующих режим электропередачи, рассмотрим элемент длины линии dx , отстоящий на расстоянии x от конца линии.

Изменение напряжения и тока на участке dx определяется следующими уравнениями:

² В этом определенное преимущество рассматриваемой электропередачи переменного тока, которая так же, как и передача постоянного тока, применяет вентильные установки, имеющие в ней важное, но все же вспомогательное значение: выход их не вызывает выхода из строя всей передачи, как это имеет место в передаче постоянного тока.

³ Вопрос о конструкции опор здесь не рассматривается, однако приведенный авторами пример позволяет полагать, что такие опоры могут быть выполнены на рассматриваемые напряжения.

¹ Предусматривающей специальное расположение проводов.

$$\frac{dI_1}{dx} = (g_0 + j\omega C_0) \dot{U}_1 + (g_{12} + j\omega C_{12}) (\dot{U}_1 - \dot{U}_2);$$

$$\frac{dI_2}{dx} = (g_0 + j\omega C_0) \dot{U}_2 - (g_{12} + j\omega C_{12}) (\dot{U}_1 - \dot{U}_2);$$

$$\frac{d\dot{U}_1}{dx} = (r_0 + j\omega L_0) I_1 + j\omega M I_2;$$

$$\frac{d\dot{U}_2}{dx} = (r_0 + j\omega L_0) I_2 + j\omega M I_1.$$

В общем виде решениями приведенных уравнений являются выражения:

$$\begin{aligned} \dot{U}_1 = & \dot{U}_{1k} \frac{1}{2} (\operatorname{ch} k_1 x + \operatorname{ch} k_2 x) + \\ & + \dot{U}_{2k} \frac{1}{2} (\operatorname{ch} k_1 x - \operatorname{ch} k_2 x) + \dot{I}_{1k} \frac{1}{2} \times \\ & \times \left(\frac{1}{a} \operatorname{sh} k_1 x + \frac{1}{b} \operatorname{sh} k_2 x \right) + \\ & + \dot{I}_{2k} \frac{1}{2} \left(\frac{1}{a} \operatorname{sh} k_1 x - \frac{1}{b} \operatorname{sh} k_2 x \right); \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} \dot{U}_2 = & \dot{U}_{1k} \frac{1}{2} (\operatorname{ch} k_1 x - \operatorname{ch} k_2 x) + \\ & + \dot{U}_{2k} \frac{1}{2} (\operatorname{ch} k_1 x + \operatorname{ch} k_2 x) + \\ & + \dot{I}_{1k} \frac{1}{2} \left(\frac{1}{a} \operatorname{sh} k_1 x - \frac{1}{b} \operatorname{sh} k_2 x \right) + \\ & + \dot{I}_{2k} \frac{1}{2} \left(\frac{1}{a} \operatorname{sh} k_1 x + \frac{1}{b} \operatorname{sh} k_2 x \right); \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} I_1 = & \dot{U}_{1k} \frac{1}{2} (a \operatorname{sh} k_1 x + b \operatorname{sh} k_2 x) + \\ & + \dot{U}_{2k} \frac{1}{2} (a \operatorname{sh} k_1 x - b \operatorname{sh} k_2 x) + \\ & + \dot{I}_{1k} \frac{1}{2} (\operatorname{ch} k_1 x + \operatorname{ch} k_2 x) + \dot{I}_{2k} \frac{1}{2} (\operatorname{ch} k_1 x - \operatorname{ch} k_2 x); \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} I_2 = & \dot{U}_{1k} \frac{1}{2} (a \operatorname{sh} k_1 x - b \operatorname{sh} k_2 x) + \\ & + \dot{U}_{2k} \frac{1}{2} (a \operatorname{sh} k_1 x + b \operatorname{sh} k_2 x) + \\ & + \dot{I}_{1k} \frac{1}{2} (\operatorname{ch} k_1 x - \operatorname{ch} k_2 x) + \\ & + \dot{I}_{2k} \frac{1}{2} (\operatorname{ch} k_1 x + \operatorname{ch} k_2 x), \end{aligned}$$

где

$$\begin{aligned} k_1 = & \sqrt{\gamma^2 - \delta^2}; \quad k_2 = \sqrt{\gamma^2 + \delta^2}; \\ \gamma^2 = & (g_0 + g_{12} + j\omega C_0 + j\omega C_{12}) (r_0 + j\omega L_0) - \\ & - (g_{12} + j\omega C_{12}) j\omega M; \\ \delta^2 = & (g_{12} + j\omega C_{12}) (r_0 + j\omega L_0) - \\ & - (g_0 + g_{12} + j\omega C_0 + j\omega C_{12}) j\omega M; \\ a = & \frac{g_0 + j\omega C_0}{k_1}; \\ b = & \frac{g_0 + 2g_{12} + j\omega C_0 + 2j\omega C_{12}}{k_2}. \end{aligned}$$

Основные уравнения имеют подобный же вид и при отсчете расстояния x от начала линии⁴.

⁴ Если пренебречь потерями, то в приведенных выражениях $k_1 = k_2$ и уравнения могут быть упрощены.

Входящие в основные уравнения значения C_0 и C_{12} определяются геометрией линии, r_0 принимается как обычно, а значения g_0 и g_{12} зависят от потерь на корону.

Индуктивность L_0 и взаимоиндуктивность M для каждого провода линии вычисляется по известным соотношениям в системе шести проводов с учетом токов в каждом из них [Л. 10, 11].

Основные свойства и характеристики этой электропередачи проверялись на специальной трехфазной физической модели [Л. 7].

Одновременно на расчетном столе переменного тока исследовались установившиеся режимы всей электропередачи, включая как нерегулируемую, так и автоматически регулирующую линию. Последняя была представлена цепочечной П-образной схемой замещения без активных проводимостей g_0 и g_{12} и активного сопротивления r_0 , и параметры ее, полученные аналитически, уточнялись экспериментами, поставленными на физической модели.

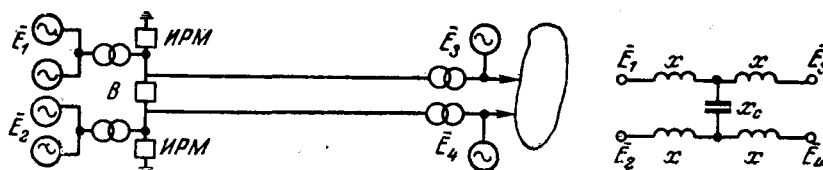


Рис. 2. Схема полуразомкнутой линии.

При этом линия напряжением 1000 кВ имела следующие расчетные параметры⁵:

$$L_0 = 8,16 \cdot 10^{-4} \text{ гн/км}; \quad M = 2,32 \cdot 10^{-4} \text{ гн/км};$$

$$C_0 = 0,0103 \cdot 10^{-6} \text{ ф/км}; \quad C_{12} = 0,00412 \cdot 10^{-6} \text{ ф/км}.$$

«Совмещенная» электропередача должна иметь регулирующие реакторы и другие управляющие устройства, с помощью которых возможно изменять угол между векторами напряжений генерирующих станций до 180° , что позволяет осуществлять режим противофазы.

Следует отметить, что без регулирующих устройств значения токов и напряжений вдоль линии практически постоянны лишь при передаваемой мощности

$$P_{\text{пр}} \approx (3 \div 3,1) P_{\text{нат}},$$

где $P_{\text{нат}}$ — значение натуральной мощности одноцепной ВЛ того же напряжения.

С помощью регулирующих устройств достигается постоянство значений тока и напряжения вдоль линии при любых режимах от холостого хода, когда все ИРМ или реакторы введены в работу, до передачи мощности $P_{\text{пр}} \approx (3 \div 3,1) P_{\text{нат}}$, когда ИРМ не имеют нагрузки, и далее при $P > 3P_{\text{нат}}$, когда работа этих устройств происходит в емкостном режиме.

Кривая, отражающая закон регулирования мощности реакторов, установленный аналитически

⁵ Параметры линии соответствовали ВЛ со следующими характеристиками: расстояние между фазами своей цепи 24 м, расстояние между одноименными фазами двух цепей 9,5 м; провода 8ХАСОД-600 с шагом расщепления 40 см, расположение проводов двойное горизонтальное — «цепь под цепью».

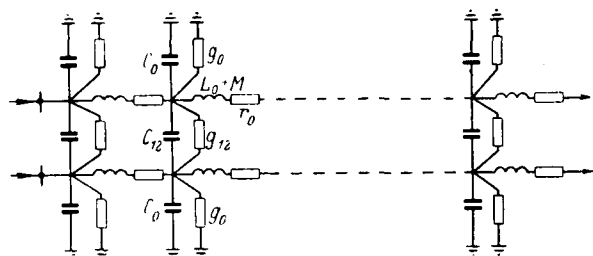


Рис. 3. Цепочечная схема замещения полуразомкнутой линии.

[Л. 5] и проверенный экспериментально на модели полуразомкнутой линии [Л. 7], приведена на рис. 4.

Для сравнения здесь же показана угловая характеристика двух цепей однородной линии (без дополнительных регулирующих устройств) длиной $\lambda=96^\circ$. Если максимум $P_{пр}$ для обычной линии будет при $\delta=90^\circ$ и равен $2P_{нат}$, то для исследуемой линии — при $\delta=135^\circ$ и равен примерно $3P_{нат}$ на две цепи, если отключены регулирующие устройства, и до $5P_{нат}$ — при их работе в емкостном режиме.

Исследования проведены при изменении длины линий от 48 до 180° , т. е. от 800 до 3000 км при $f=50$ гц. Во всем этом диапазоне длин суммарная пропускная способность нерегулируемой ВЛ составляет до $3P_{нат}$, а регулируемой — до $5P_{нат}$, что при волновом сопротивлении $Z_c=260$ ом, соответствующем значению волнового сопротивления одноцепной ВЛ, и при напряжении 1000 кВ означает передачу соответственно 12000 и 20000 Мвт. Максимальное отклонение напряжения от номинального при этом не превышает допустимого, а значения тока практически постоянно вдоль всей линии.

Для линий различной длины значения углов δ , при которых были достигнуты эти мощности, неодинаковы. Как следует из рис. 4 предлагаемые управляемые электропередачи могут работать при углах $\delta > 90^\circ$ при соответствующей мощности компенсирующих устройств.

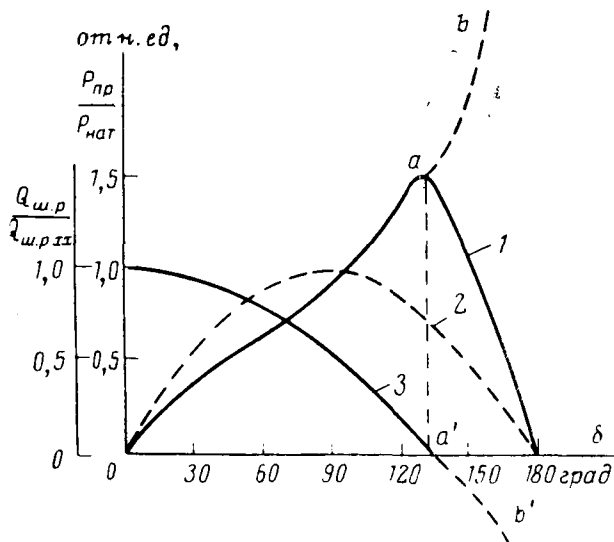


Рис. 4. Экспериментальные угловые характеристики полуцепи ВЛ длиной $\lambda=96^\circ$.

1 — полуразомкнутой; 2 — обычной; 3 — необходимое регулирование мощности компенсирующих устройств для полуразомкнутой линии.

Для исследуемой электропередачи мощность компенсирующих регулируемых реакторов, выбираемая по режиму холостого хода, составила примерно от 0,35 до 2,9 квар на 1 кВт переданной мощности при изменении длины линии от 48 до 180° соответственно⁶.

Коэффициент полезного действия оказался не ниже, чем для обычных ВЛ. При определении к. п. д. учитывались также потери в реакторах.

Экспериментальная проверка проводилась на высокочастотной модели трехфазной линии электропередачи [Л. 7], которая имела параметры: частота $f=5,73$ Мгц; $U=75$ в; длина линии 10—21 м; мощность трехфазного лампового генератора 120 вт.

Проведенные исследования обычных, настроенных ВЛ и сравнение данных натурных опытов и опытов на модели, а также сопоставление результатов расчета и опытов на модели для разомкнутых линий показали, что физическая модель может отображать параметры ВЛ 500, 750, 1000 кВ и их режимы. Поэтому на этой модели с полной уверенностью в достоверности были поставлены проверочные исследования новой управляемой линии повышенной пропускной способности. Опыты проводились с помощью специального воздушного трехфазного трансформатора T , имеющего общую первичную обмотку и две вторичные, что обеспечило угол сдвига между векторами напряжений одноименных фаз, равный 180° .

Результаты экспериментального исследования и расчета конкретной полуразомкнутой линии 1000 кВ достаточно хорошо совпали, что свидетельствует о правильности расчетных соотношений и основных уравнений.

В данной статье проводилась только техническая оценка возможностей линий нового типа. Технико-экономический анализ требует более тщательного проектного исследования, не проводившегося на данном этапе, когда еще не была уточнена конструкция, вопросы, связанные с напряжением короны, со стоимостью устройств управления, регулирования, защиты, равно как и вопросы несимметричных режимов.

Предварительное сравнение по удельным капитальным вложениям рассматриваемой передачи с компенсированной или настроенной линии показало, что ее экономические характеристики не ниже, чем у сопоставляемых ВЛ. Вместе с тем отсутствие надежных экономических оценок позволяет сейчас сделать только вывод о том, что проведение работ по разработке описанных управляемых электропередач вполне целесообразно и должно форсироваться. В первую очередь необходимы обстоятельные исследования всех режимов электропередач повышенной пропускной способности, и особенно разработка устройств, необходимых для управления этими передачами, а также оборудования (например, реакторов на двойное фазное напряжение и др.). Последнее является большой самостоятельной проблемой, на которую надо обратить серьезное внимание, обеспечив про-

⁶ Здесь значение мощности отнесено к $P=3P_{нат}$.

ведение как теоретических исследований, так и разработку опытных конструкций.

Выводы. 1. Проведенные предварительные исследования указывают на большие технические возможности рассматриваемых регулируемых передач.

2. Пропускная способность таких передач при допустимом отклонении напряжения от номинального может значительно превышать пропускную способность обычных ВЛ переменного тока.

3. Проведенные экспериментальные исследования на физической модели электропередач переменного тока повышенной пропускной способности подтверждают правильность основных уравнений и принятых расчетных соотношений.

Литература

1. Веников В. А., Дальние электропередачи, Госэнергоиздат, 1960.

2. Веников В. А., Передача электроэнергии переменным током на большие расстояния, «Электричество», 1954, № 5.

3. Веников В. А. и др., Новые источники реактивной мощности, позволяющие улучшить использование генераторов

и синхронных компенсаторов, «Вестник электропромышленности», 1957, № 12.

4. Веников В. А. и Карпов В. А., Исследование режимов электрических систем, содержащих новые регулируемые электрические установки, путем анализа обобщенного реактивного сопротивления, Известия АН СССР, ОТН, «Энергетика и автоматика», 1961, № 6.

5. Веников В. А. и Жуков Л. А., Регулирование режима электрических систем и дальних электропередач и повышение их устойчивости с помощью управляемых статических ИРМ, «Электричество», 1967, № 6.

6. Веников В. А., Задачи современного автоматического регулирования электрических систем, Научные доклады Высшей школы, «Энергетика», 1958, № 1.

7. Веников В. А. и др., Исследование на физической модели разомкнутой линии электропередачи, Сборник докладов V Межвузовской конференции по моделированию, МЭИ, 1968.

8. Solovieff I. I., Investigation of a special circuit for long distance transmission of electric power, Кандидатская диссертация, 1933.

9. Ракушев И. Ф., Сверхдальняя передача энергии переменным током по разомкнутым линиям, Госэнергоиздат, 1957.

10. Астахов Ю. Н. и др., Повышение пропускной способности двухцепных линий электропередачи за счет рационального размещения проводов, Известия АН СССР, «Энергетика и транспорт», 1965, № 6.

11. Залесский А. М., Передача электроэнергии, ГЭИ, 1948.

[8.7.1969]



УДК 621.316.72

Статический регулируемый источник реактивной мощности с вентильным управлением

Канд. техн. наук Л. А. ЖУКОВ, инженеры И. И. КАРТАШЕВ, Е. А. ПАНКРАТОВА,
кандидаты техн. наук Ю. П. РЫЖОВ и А. Н. ЦОВЬЯНОВ

Московский энергетический институт

Принцип действия и схема устройства. В проблемной лаборатории электрических систем МЭИ проводятся работы по разработке статических регулируемых источников реактивной мощности (ИРМ). При этом регулирование мощности ИРМ осуществляется устройствами с применением управляемых вентилях. Лабораторные исследования ИРМ такого рода [Л. 1—3] подтвердили их практическую осуществимость, а также установили возможность весьма быстродействующего бесступенчатого регулирования реактивной мощности с их помощью при отсутствии зоны нечувствительности.

На рис. 1 представлена принципиальная схема управляемого ИРМ, где основной рабочий элемент — батарея статических конденсаторов. В каждую фазу последовательно с батареей конденсаторов включены два управляемых вентиля, соединенных встречно-параллельно (главные вентили). Специальное управляющее устройство позволяет избежать бросков тока в цепи конденсаторов при коммутации главных вентилях путем изменения напряжения на батарее конденсаторов за счет подзарядки импульсами тока [Л. 4].

На рис. 2 представлены кривые мгновенных значений напряжения сети (u), напряжения на

конденсаторе (u_c), тока через конденсатор (i_1), управляющие импульсы (i_2) и прямоугольные широкие импульсы, открывающие главные вентили ($i_{\text{глп}}$). Предположим, что ток i_1 проходит через главный вентиль 1 и в момент времени t_1 от управляющего устройства подается импульс тока $i_{2(1)}$ для подзарядки конденсатора. Напряжение на конденсаторе при этом возрастает, вентиль начинает запинаясь и к моменту времени t_2 ток $i_{1(1)}=0$. Начиная с этого момента напряжение на конденсаторах остается постоянным. Через некоторое время мгновенное значение напряжения сети превышает напряжение на конденсаторах, причем напряжение на аноде вентиля 1 становится больше напряжения на его катоде. Однако при отсутствии управляющего импульса этот вентиль не открывается и ток в его цепи остается равным нулю, а напряжение на конденсаторах не изменяется до тех пор, пока в работу не вступит вентиль 2. Вентиль 2 подготавливается к работе отпирающим широким импульсом в момент t_3 , однако вентиль при этом не открывается, так как напряжение на его аноде ниже, чем на катоде. В момент t_4 потенциал анода становится выше, чем катода, и вентиль открывается, причем открытие его происходит при напряжении на конденсаторе, равном сумме мгно-

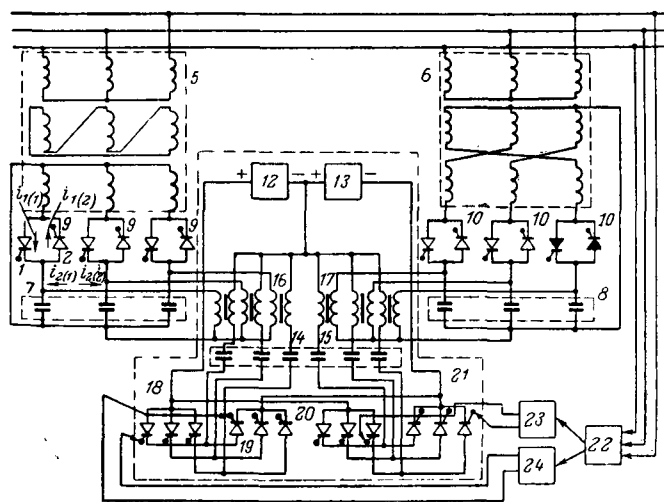


Рис. 1.

венного напряжения сети и падения напряжения на вентиле. Поэтому коммутация происходит без броска свободного тока.

Гашение вентилей происходит после подачи от управляющего устройства импульса тока $i_{2(2)}$ обратной полярности относительно импульса $i_{2(1)}$. Дальнейшее развитие процесса полностью аналогично рассмотренному для первого полупериода переменного напряжения сети. При этом в цепи конденсатора протекает переменный, но не синусоидальный ток. Длительность протекания тока в течение каждого полупериода, а следовательно, и выдаваемая в сеть реактивная мощность может регулироваться моментом подачи импульса тока от управляющего устройства.

Как видно из схемы рис. 1, устройство ИРМ состоит из двух симметричных блоков. В каждом блоке трехфазные группы батарей конденсаторов соединяются в звезду с нулевой точкой. Батарея конденсаторов и главные вентили включаются в сеть через трехфазный трансформатор. Схемы соединения обмоток трансформаторов выполняются таким образом, чтобы суммарный ток от обоих блоков не содержал 3-й, 5-й и 7-й гармоник,

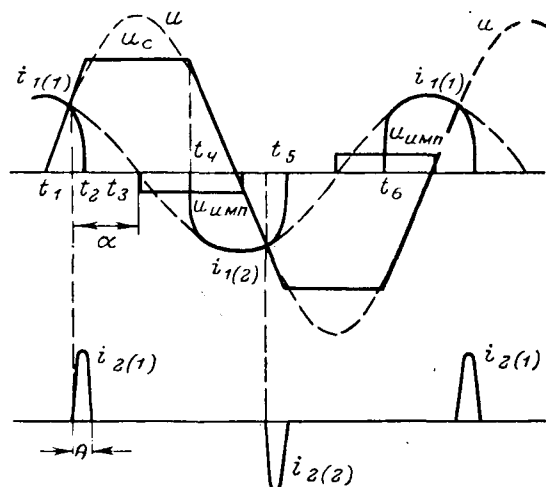


Рис. 2.

которые, как показывают теоретические и экспериментальные исследования, являются самыми значительными в токе ИРМ. Такой эффект достигается, если для одного трансформатора схема соединения обмоток $Y/Y/\Delta$, а другого — Y/z . Однако схемы соединения трансформаторов могут быть и иными.

Управляющее устройство 11 состоит из двух источников постоянного напряжения 12 и 13 и двух трехфазных колебательных контуров, в которые входят конденсаторы 14 и 15, импульсные трансформаторы 16 и 17, а также две шестиштырные группы вспомогательных вентилях 18—21. При открытии каждого из вспомогательных вентилях происходит разряд одного из конденсаторов 14 или 15 на индуктивность импульсного трансформатора. При этом вентиль пропускает только одну полуволну тока разряда конденсатора. Образовавшийся импульс тока через трансформатор подается на подзарядку основной батареи конденсаторов 7 и 8.

Момент открытия вспомогательных вентилях определяет подачу импульса тока управления, а следовательно, и длительность протекания тока ИРМ в каждом полупериоде. Таким образом, реактивная мощность, выдаваемая ИРМ в сеть, регулируется изменением момента открытия вспомогательных вентилях с помощью ручного управления углом открытия вспомогательных вентилях или автоматическим регулятором 22, действующим на блоки управления 23 и 24.

Экспериментальные исследования характеристик режима ИРМ. Для исследования рабочих характеристик рассматриваемого ИРМ была использована физическая модель устройства, собранная по схеме рис. 1. Эта модель включалась в сеть с напряжением 380 в, причем ее максимальная выдаваемая мощность составляла $Q_{ИРМ} = 6 \text{ квар}$.

Полученные экспериментально осциллограммы фазного тока, протекающего через главные вентили, и напряжения на батарее конденсаторов отличаются от идеальных. Такое различие вызвано особенностями переходного процесса в каждом полупериоде переменного напряжения. Однако следует отметить, что переходный процесс не сопровождался бросками свободного тока.

Из осциллограммы тока на выходе ИРМ (рис. 3) видно, что компенсация 3-й, 5-й и 7-й гармоник позволила значительно приблизить форму кривой к синусоидальной.

Исследования показали, что ИРМ рассматриваемого типа весьма быстродействующее. На рис. 3, кривая 1 показано изменение тока ИРМ с момента подачи управляющего воздействия (кривая 1) на систему регулирования. Новый режим при этом устанавливается через 1—1,5 периода.

Было также установлено, что диапазон регулирования реактивной мощности ограничен определенными пределами, так максимальное значение определяется установленной мощностью батареи статических конденсаторов в главной цепи, а минимальное зависит от значения внешнего по отношению к этой батарее индуктивного сопротивления и возрастает при увеличении этого сопротивления.

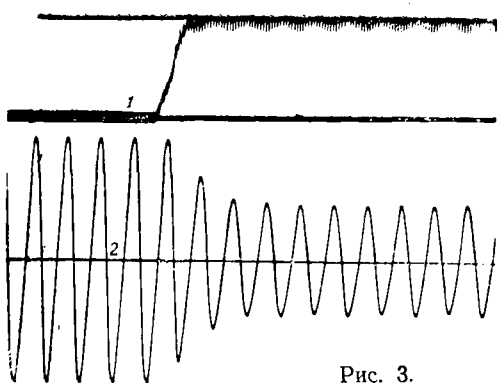


Рис. 3.

Расчеты параметров режима ИРМ с помощью АВМ и ЦВМ. Схема рассматриваемого ИРМ симметрична и режим каждой ее фазы при наличии нулевого провода независим от режима других фаз. Поэтому при аналитическом исследовании режима ИРМ расчет выполняется для однофазной схемы замещения (рис. 4). Силовой и импульсный трансформаторы показаны в схеме без учета ветви намагничивания.

Для схемы замещения запишем:

$$\left. \begin{aligned} L_1 \frac{di_1}{dt} + R_1 i_1 + \frac{1}{C} \int (i_1 + i_2) dt + u_{B1} &= U; \\ L_2 \frac{di_2}{dt} + R_2 i_2 + \frac{1}{C} \int i_2 dt + \frac{1}{C} \int (i_1 + i_2) dt + u_{B2} &= U_y, \end{aligned} \right\} \quad (1)$$

где U — напряжение сети;

U_y — напряжение источника питания в схеме управления;

u_{B1} и u_{B2} — падение напряжения на открытых вентилях (на сопротивлениях R_{B1} и R_{B2}), которое для идеальных вентилях принимается равным нулю.

Уравнения (1) были использованы для решения следующих задач:

определение минимального значения напряжения источника питания в схеме управления, необходимого для гашения рабочего тока в различных режимах работы ИРМ;

определение мощности элементов устройства управления;

выполнение гармонического анализа тока ИРМ в различных режимах его работы и установление возможных пределов регулирования 1-й гармоники тока на выходе ИРМ и реактивной мощности;

оценка влияния внешнего реактивного сопротивления системы (линии, трансформатора и т. д.) на характеристики режима ИРМ.

Первый этап исследований был выполнен при неизменных значениях параметров цепей управления (L_2 , R_2 и C_y) на физической модели ИРМ, собранной в лабораторных условиях. Значение емкости рабочего конденсатора было постоянным ($x_c = 53$ ом, $x_c^* = 1$) и изменялось реактивное сопротивление x_1 .

Расчеты, необходимые при аналитическом исследовании, были выполнены на АВМ. При этом все элементы расчетной схемы за исключением вентилях были смоделированы с помощью операционных усилителей. Для моделирования вентилях была использована релейная схема.

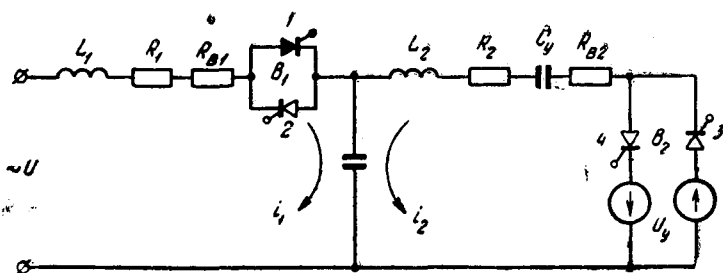


Рис. 4.

На рис. 5 приведены полученные в результате расчетов зависимости минимального напряжения источника питания управляющей схемы $U_{y \min}^*$ от угла регулирования управляющих вентилях α при некоторых значениях реактивного сопротивления системы x_1 . Из них видно, что минимальное напряжение источника питания $U_{y \min}^*$, необходимое для гашения рабочего тока, изменяется в незначительных пределах при изменении угла α .

При неизменном напряжении источника в устройстве управления, равном наибольшему предельному значению, амплитуда импульсов управляющего тока возрастает с увеличением угла α . Поэтому необходимая максимальная мощность устройства управления и его отдельных элементов определяется условиями режима ИРМ при наибольших углах управления, которому соответствует минимальная мощность, выдаваемая ИРМ в сеть.

Относительная мощность источников постоянно-го напряжения в устройстве управления

$$P_{ист\Sigma}^* = \frac{P_{ист\Sigma}}{Q_{ИРМ}} = \frac{2U_y I_{2(0)}}{Q_{ИРМ}}, \quad (2)$$

где $Q_{ИРМ} = 3 \frac{U_\Phi^2}{(x_c - x_1)}$ — установленная мощность ИРМ;

$$I_{2(0)} = \frac{3}{2\pi} \int_{-\pi}^{\pi} i_2(\omega_0 t) d(\omega_0 t) \text{ — среднее}$$

значение тока управления одного направления за период работы трехфазной схемы управления.

Поскольку ток управления в каждой фазе от одного источника имеет не нулевое значение лишь на интервале $0 \leq \omega_0 t \leq \theta$, где θ — длительность импульса тока i_2 (рис. 2), то

$$I_{2(0)} = \frac{3}{2\pi} \int_0^\theta i_2(\omega_0 t) d(\omega_0 t).$$

Для формирования управляющих импульсов двух направлений в схеме ИРМ применяется два источника постоянного напряжения, что учтено в формуле (2).

На рис. 5 приведены также кривые, иллюстрирующие зависимость мощности источников питания от режима работы, характеризуемого углом управления α и от внешнего сопротивления x_1 . В минимальном режиме работы ИРМ значение

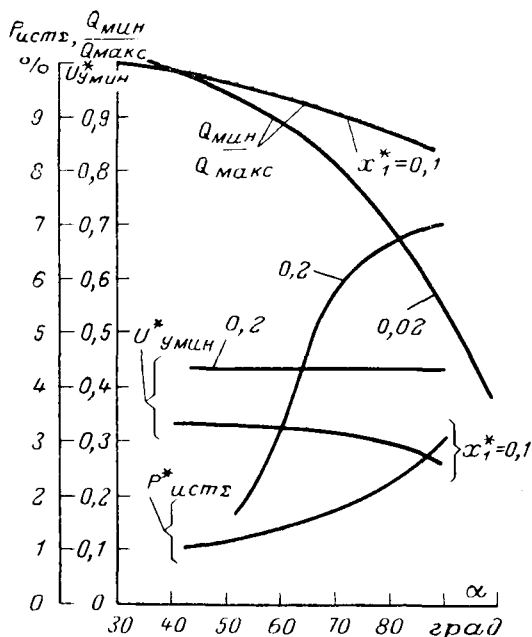


Рис. 5.

$P_{истг}^*$ максимальное. С ростом значения внешнего сопротивления x_1 увеличивается установленная мощность источника постоянного напряжения, а также и мощность управляющих конденсаторов. Однако в рассмотренных случаях значение $P_{истг}^*$ даже в самом худшем случае не превышает 8% от установленной мощности ИРМ.

Кривая тока ИРМ, имеющая при полном открытии главных вентилях синусоидальную форму, при регулировании становится несинусоидальной. Первая гармоника тока имеет максимальное значение при углах регулирования, близких к нулю, и минимальное — при угле, близком к 90° ; соответственно изменяется и мощность ИРМ.

При расчетах было установлено, что при параметрах исследовавшейся модели ИРМ изменение

угла α от 0 до $40 \div 50^\circ$ не приводит к изменению мощности устройства (рис. 5). Рабочая зона изменения угла регулирования, которой соответствует изменение 1-й гармоники тока ИРМ, находится в пределах от $40 \div 50^\circ$ до 90° , а в некоторых случаях до угла, несколько большего 90° .

Выводы. 1. Статический источник реактивной мощности с вентильным управлением рассмотренного типа позволяет осуществить быстродействующее регулирование реактивной мощности с постоянной времени порядка $0,02$ сек.

2. Применение в схеме ИРМ трансформаторов с различными соединениями обмоток позволяет приблизить форму кривой тока к синусоидальной.

3. Зависимость диапазона регулирования статического ИРМ от внешнего сопротивления обуславливает целесообразность компоновки ИРМ из нескольких блоков, в сумме определяющих необходимую установленную мощность ИРМ.

4. Для оценки технико-экономической эффективности применения ИРМ рассмотренного типа необходимы дальнейшие исследования.

Литература

1. Венков В. А. и др., Новые источники реактивной мощности, позволяющие улучшить использование генераторов и синхронных компенсаторов, «Вестник электропромышленности», 1957, № 12.
2. Венков В. А. и др., К вопросу о новых источниках реактивной мощности, позволяющих улучшить использование генераторов и синхронных компенсаторов, «Вестник электропромышленности», 1958, № 7.
3. Рыжов Ю. П., Некоторые характеристики регулируемого статического источника реактивной мощности, работающего с искусственной коммутацией вентилей, Известия АН СССР, «Энергетика и транспорт», 1968, № 1.
4. Жуков Л. А., Карташев И. И., Панкратова Е. А. и Рыжов Ю. П., Способ плавного регулирования реактивной мощности в электрических сетях, Авторское свидетельство № 230959 по заявке 847943/24-7 от 17 июля 1963 г.
5. Жуков Л. А., Карташев И. И., Панкратова Е. А. и Рыжов Ю. П., Устройство для плавного регулирования реактивной мощности в электрических сетях, Авторское свидетельство № В 1519 по заявке 903832/24-7 от 4 июня 1964 г.

[29.8.1969]



УДК 62-52:621.3.015.004.5

Расчет элементов схем контроля нескольких напряжений

С. В. ЛЕВИНЗОН, В. И. БЕЗЗУБОВ, З. И. АЛЕКСЕЕВА

Калуга

При эксплуатации полупроводниковых источников питания, а также в других устройствах возникает необходимость контроля исчезновения одного или нескольких напряжений разных полярностей, имеющих общую точку.

Рассмотрим схему, изображенную на рис. 1. Она контролирует исчезновение одного из двух разнополярных напряжений и работает следующим образом. В исходном состоянии при наличии напряжений $+U_1$ и $-U_2$ транзистор ПП2 закрыт,

так как сопротивления R_7 и R_9 рассчитываются таким образом, чтобы при протекании через них тока от источников $-U_k$ и $+U_1$ потенциал точки a был больше или равен потенциалу точки b , т. е. $\varphi_a - \varphi_b \geq 0$.

В этом случае диод Д4 закрыт и потенциал базы ПП2 по отношению к эмиттеру положителен. Так как транзистор ПП2 закрыт, напряжение, приложенное к стабилитрону Д2, достаточно для его пробоя. Транзистор ПП1 открыт, ток его базы,

обеспечивающий режим насыщения, протекает через $D2$ и сопротивление $R5$. Сопротивления $R8$ и $R10$ рассчитываются таким образом, чтобы при протекании через них тока от источников $+U_1$ и $-U_2$ потенциал точки c был меньше или равен потенциалу точки d , т. е. $\varphi_d - \varphi_c \geq 0$. В этом случае диод $D5$ закрыт. Так как транзистор $ПП1$ находится в режиме насыщения, по его коллекторной нагрузке $R2$ течет ток (коллекторной нагрузкой может быть сигнальная лампа, обмотка реле и т. д.), что свидетельствует о наличии напряжений $+U_1$ и $-U_2$.

При исчезновении напряжения $-U_2$ потенциал точки c будет больше потенциала точки d . Диод $D5$ откроется (возникает, в частности, ток в цепи $+U_1, R8, D5, R3, -U_1$, достаточный для закрывания транзистора $ПП1$), $ПП1$ закроется, коллекторный ток его уменьшится, что свидетельствует об исчезновении одного из напряжений.

Если исчезнет $+U_1$, потенциал точки a будет меньше потенциала точки b ; $D4$ и $ПП2$ откроются, $ПП1$ закроется, что свидетельствует об исчезновении одного из напряжений. Диод $D1$, сопротивление $R1$ служат для получения напряжения смещения $E_{см}$ транзистора $ПП1$; аналогично $R4, D3$ — для $ПП2$.

Для расчета элементов схемы рассмотрим следующие ее состояния:

$U_1 \neq 0, U_2 \neq 0$ — транзистор $ПП1$ открыт, транзистор $ПП2$ закрыт, стабилитрон $D2$ находится в режиме стабилизации, т. е. открыт, а диоды $D4$ и $D5$ закрыты;

$U_1 = 0; U_2 \neq 0$ — $ПП1$ закрыт, $ПП2$ открыт, стабилитрон $D2$ закрыт, диод $D5$ закрыт, $D4$ — открыт;

$U_1 \neq 0; U_2 = 0$ — транзисторы $ПП1$ и $ПП2$ закрыты, стабилитрон $D2$ и диод $D5$ открыты, а диод $D4$ — закрыт;

$U_1 = 0, U_2 = 0$ — транзистор $ПП1$ закрыт, $ПП2$ открыт, стабилитрон $D2$ закрыт, а диоды $D4$ и $D5$ открыты.

Выведем соотношения, необходимые для расчета элементов схемы, используя перечисленные выше состояния.

Для того, чтобы диод $D4$ был закрыт в состоянии $U_1 \neq 0, U_2 \neq 0$, необходимо выполнение следующего условия:

$$\varphi_a - \varphi_b \geq 0 \text{ или } U_{ae} - U_{be} \geq 0, \quad (1)$$

где $U_{be} = -U_{D3} + U_{б.з2}$,

$U_{б.з2}$ и U_{D3} — напряжения соответственно на базо-эмиттерном переходе закрытого транзистора $ПП2$ и на диоде $D3$;

$$U_{ae} = U_1 - U_{R9},$$

U_{R9} — напряжение на сопротивлении $R9$ (в дальнейшем напряжения на элементах схемы и токи через них обозначаются с индексами соответствующих элементов);

$$U_{R9} = \frac{U_K + U_1}{R_7 + R_9} R_9,$$

U_K — напряжение питания схемы контроля.

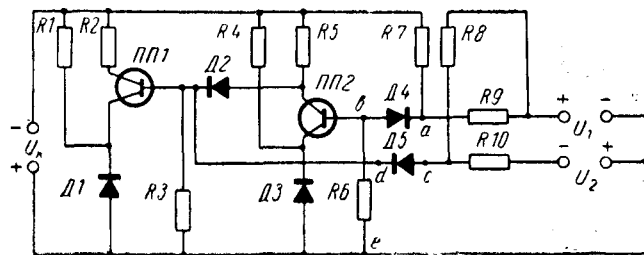


Рис. 1.

Подставив в (1) значения U_{ae} и U_{be} , получим:

$$U_1 - \frac{U_K + U_1}{R_7 + R_9} R_9 + U_{D3} - U_{б.з2} \geq 0. \quad (2)$$

Для того чтобы диод $D5$ был закрыт, необходимо выполнить следующее условие:

$$\varphi_d - \varphi_c \geq 0 \text{ или } U_{de} - U_{ce} \geq 0, \quad (3)$$

где

$$U_{ce} = U_{R10} - U_2;$$

$$U_{R10} = \frac{U_1 + U_2}{R_8 + R_{10}} R_{10};$$

$$U_{de} = -U_{D1} - U_{э.б1};$$

$U_{э.б1}$ — напряжение на эмиттер-базовом переходе открытого транзистора $ПП1$.

Подставив в (3) значения U_{de} и U_{ce} , получим:

$$U_2 - U_{D1} - U_{э.б1} - \frac{U_1 + U_2}{R_8 + R_{10}} R_{10} \geq 0. \quad (4)$$

В состоянии $U_1 \neq 0, U_2 \neq 0$ через открытый стабилитрон $D2$ и сопротивление $R5$ протекает один и тот же ток, т. е. можно записать следующее соотношение (пренебрегая $I_{коопн2}$)

$$I_{D2} = I_{R5} = I_{б.н1} + I_{R3}, \quad (5)$$

где $I_{б.н1}$ — базовый ток насыщенного транзистора $ПП1$;

$$I_{R3} = \frac{U_{э.б1} + U_{D1}}{R_3},$$

$U_{э.б1}$ — напряжение эмиттер-базового перехода транзистора $ПП1$;

$$I_{б.н1} = (2 \div 3) \frac{U_K}{R_2 \beta_{1\min}}.$$

В этом выражении $\beta_{1\min}$ — минимальный коэффициент усиления транзистора $ПП1$; $\frac{\beta_{1\min}}{2 \div 3}$ соответствует степени насыщения $N = 1 \div 2$, так как [Л. 1]

$$N = \frac{I_{б.н1} - I_{б1}}{I_{б.н1}},$$

где $I_{б1} = \frac{U_K}{R_2 \beta_{1\min}}$ — ток на границе насыщения $ПП1$.

Значение тока I_{R5} определяется выражением:

$$I_{R5} = \frac{U_K - U_{D2} - U_{э.б1} - U_{D1}}{R_5}.$$

Подставив в (5) значения токов $I_{б.н1}, I_{R5}, I_{R3}$, получим:

$$\frac{U_K - U_{D2} - U_{э.б1} - U_{D1}}{R_5} = \frac{(2 \div 3) U_K}{R_2 \beta_{1\min}} + \frac{U_{э.б1} + U_{D1}}{R_3}. \quad (6)$$

Рассмотрим соотношения, вытекающие из состояния $U_1=0$, $U_2 \neq 0$. Самым неблагоприятным случаем при исчезновении одного из контролируемых напряжений является короткое замыкание в цепи исчезнувшего напряжения U_1 , т. е. $R_n=0$. В этом режиме $I_{R7}=I_{D4}+I_{R9}$, т. е. ток базы транзистора ПП2 уменьшается. При $R_n=\infty$, т. е. при обрыве цепи U_1 , ток $I_{R7}=I_{D4}$. Такой режим работы схемы является наилучшим, так как степень насыщения транзистора ПП2 возрастает.

Выражение для I_{R7} можно записать в виде:

$$I_{R7}=I_{\text{б.н2}}+I_{R6}+I_{R9}, \quad (7)$$

где

$$I_{\text{б.н2}}=(2 \div 3) \frac{U_{\kappa}}{R_{\text{сб2min}}};$$

$$I_{R9}=\frac{U_{D4}+U_{\text{э.б2}}+U_{D3}}{R_9};$$

$$I_{R6}=\frac{U_{\text{э.б2}}+U_{D3}}{R_6};$$

$$I_{R7}=\frac{U_{\kappa}-U_{D4}-U_{\text{э.б2}}-U_{D3}}{R_7}.$$

Подставив в (7) эти значения токов, получим:

$$\begin{aligned} \frac{U_{\kappa}-U_{D4}-U_{\text{э.б2}}-U_{D3}}{R_7} &= \frac{(2 \div 3) U_{\kappa}}{R_{\text{сб2min}}} + \\ &+ \frac{U_{\text{э.б2}}+U_{D3}}{R_6} + \frac{U_{D4}+U_{\text{э.б2}}+U_{D3}}{R_9}. \end{aligned} \quad (8)$$

Для того, чтобы в состоянии $U_1 \neq 0$, $U_2=0$ транзистор ПП1 был закрыт, необходимо чтобы $U_{R3}=I_{R3}=0$. Тогда

$$I_{R8}=I_{R10}+I_{D2}, \quad (9)$$

где

$$I_{R10}=\frac{U_{D5}}{R_{10}}, \text{ так как } U_{D5}=U_{R10};$$

$$I_{D2}=\frac{U_{\kappa}-U_{D2}}{R_5};$$

$$I_{R8}=\frac{U_1-U_{D5}}{R_8}.$$

Подставив в (9) значения токов, найдем:

$$\frac{U_1-U_{D5}}{R_8}=\frac{U_{D5}}{R_{10}}+\frac{U_{\kappa}-U_{D2}}{R_5}. \quad (10)$$

Расчет элементов схемы проводится в следующей последовательности:

1. Зная данные коллекторной нагрузки транзистора ПП1 и источника U_{κ} , выбираем транзистор ПП1.

2. Зная ток эмиттера ПП1, выбираем диод Д1. Максимальный ток через диод будет равен:

$$I_{\text{max Д1}}=I_{R1}+I_{R2}+I_{\text{б.н1}}, \quad (11)$$

где I_{R1} — минимальный ток линейной части вольт-амперной характеристики диода Д1;

$$I_{R2} \approx \frac{U_{\kappa}-U_{D1}}{R_2}.$$

3. Рассчитываем сопротивление

$$R_1=\frac{U_{\kappa}-U_{D1}}{I_{R1}}. \quad (12)$$

Таким же образом, по (11) и (12) рассчитывается Д3 и R4. Выбираем тип транзистора ПП2.

4. Рассчитываем значения сопротивлений

$$R_6=\frac{U_{D3}}{(2 \div 3) I_{\text{к.о max ПП2}}}; \quad (13)$$

$$R_3=\frac{U_{D1}}{(2 \div 3) I_{\text{к.о max ПП1}}}. \quad (14)$$

5. По (5) рассчитывается ток стабилитрона Д2. Стабилитрон Д2 выбирается с наименьшим напряжением стабилизации.

6. Определяем значение сопротивления R5 по (6).

7. Зная значения U_{κ} и R_5 , находим максимальный ток через стабилитрон Д2

$$I_{D2 \text{ max}}=\frac{U_{\kappa}-U_{D2}-U_{\text{э.б1}}-U_{D1}}{R_5}. \quad (15)$$

По значению максимального тока проверяем выбранный стабилитрон Д2.

8. По максимальному току через R5, равному

$$I_{R5 \text{ max}}=\frac{U_{\kappa}-U_{D3}}{R_5},$$

и напряжению U_{κ} проверяем выбранный ранее транзистор ПП2.

9. Из (2), (4), (8) и (10) составляем систему уравнений, определяем значения сопротивлений R_7 , R_8 , R_9 и R_{10} и выбираем тип диодов Д4 и Д5:

$$R_7=\frac{U_{\kappa}-U'-\frac{U'(U_{\kappa}-U'')}{U_1+U''}}{\frac{(2 \div 3) U_{\kappa}}{R_{\text{сб2min}}}+\frac{U_1-U_{D4}}{R_6}}; \quad (16)$$

$$R_9 \leq \frac{U_1+U''}{U_{\kappa}-U''} R_7, \quad (17)$$

где

$$U'=U_{D4}+U_{\text{э.б2}}+U_{D3};$$

$$U''=U_{D3}-U_{\text{б.э2}}=I_{\text{к.о max ПП2}} R_6;$$

U_{D3} , U_{D4} — напряжения открытых диодов Д3 и Д4;

$$R_8=\frac{(U_1-U_{D5}) R_5 - \frac{U_{D5} R_5 (U_1+U''')}{U_2-U'''}}{U_{\kappa}-U_{D2}}; \quad (18)$$

$$R_{10} \leq \frac{U_2-U'''}{U_1+U'''} R_8, \quad (19)$$

где

$$U'''=U_{D1}+U_{\text{э.б1}};$$

U_{D5} — напряжение на открытом диоде Д5.

10. Проверяем выбранные диоды Д4 и Д5 по максимальному току и максимальному обратному напряжению.

Максимальный ток протекает при $R_n=\infty$ и равен:

$$I_{D4 \text{ max}} \approx \frac{U_{\kappa}-U_{D3}-U_{\text{э.б2}}}{R_7} + \frac{U_2-U_{D3}-U_{\text{э.б2}}}{R_9+R_8+R_{10}}. \quad (20)$$

Если U_1 служит опорным напряжением в нескольких цепях (рис. 2), $I_{Д4 \max}$ возрастает и будет равен

$$I_{Д4 \max} \approx \frac{U_k - U_{Д3} - U_{э.62}}{R_7} + \frac{U_2 - U_{Д3} - U_{э.62}}{R_{11} + R_9 + R_{13}} + \frac{U_4 - U_{Д3} - U_{э.62}}{R_{11} + R_{10} + R_{14}}. \quad (21)$$

Максимальное обратное напряжение на диоде Д4

$$U_{Д4 \text{ обр max}} \approx U_1 - \frac{U_1 + U_k}{R_7 + R_9} R_9 - U_{э.62} + U_{Д3}. \quad (22)$$

Максимальный ток через диод Д5

$$I_{Д5 \max} \approx \frac{U_1 + U_{Д1} - U_{э.61}}{R_8}. \quad (23)$$

Максимальное обратное напряжение

$$U_{Д5 \text{ обр max}} \approx U_2 - \frac{U_2 - U_{Д3} - U_{э.62}}{R_9 + R_8 + R_{10}} R_{10}. \quad (24)$$

Обратное напряжение на Д5 будет максимально при $U_1 = 0$ и $R_H = \infty$.

Таким образом, из указанных выше первых трех состояний схемы можно определить необходимые соотношения для расчета элементов схемы рис. 1; четвертое состояние при этом выполняется автоматически.

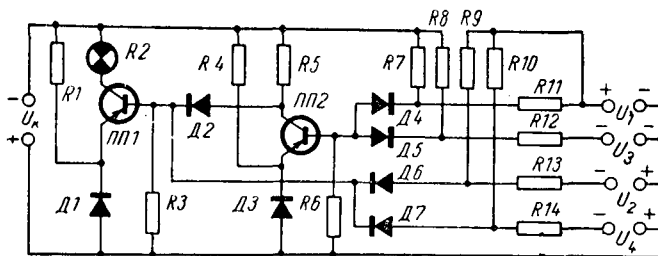


Рис. 2.

Если контролируется несколько напряжений (например, четыре — рис. 2), то методика расчета элементов не изменяется.

Более того, при контроле двух напряжений диод Д4 можно из схемы исключить, но он необходим при контроле n напряжений.

Диоды Д4, Д5, Д6, Д7 рис. 2, так же как и диод Д5 рис. 1, являются развязывающими.

Литература

1. Степаненко И. П., Основы теории транзисторов и транзисторных схем, изд-во «Энергия», 1967.
2. Зевеке Г. В., Ионкин П. А., Нетушил А. В., Страхов С. В., Основы теории цепей, Госэнергоиздат, 1963.

[11.4.1969]



УДК 621.3.016.351

О влиянии частоты на статическую устойчивость энергетической системы

Инж. Стефан ИЛИЕВ

Болгария

Известные практические критерии апериодической статической устойчивости энергетической системы основываются на анализе знака свободного члена характеристического уравнения a_{nf} [Л. 1 и 2].

В общем случае такое исследование недостаточно для оценки статической устойчивости, так как при этом не учитывается возможное изменение знака коэффициента a_{of} при наивысшей степени оператора p характеристического уравнения. Однако в этом случае исследование устойчивости с учетом изменения частоты в энергосистеме становится затруднительным.

Существенно выяснить, какое явление (лавина по частоте или по напряжению) предшествует разрушению апериодической устойчивости. Решение этого вопроса в общем виде позволит уменьшить объем вычислений при исследовании устойчивости с учетом влияния отклонений частоты и правильно организовать эксплуатацию системы. При исследовании переходных процессов в системе, состоящей из n станций, работающих по радиальной схеме на узел нагрузки при малых отклонениях от состояния равновесия принимаются допущения:

не учитываются трансформаторные э. д. с. и переходный процесс в обмотке возбуждения генераторов;

регулирование возбуждения характеризуется только э. д. с. генератора, зависящей от частоты системы и приложенной за эквивалентным сопротивлением. Эта зависимость определяется системой и способом регулирования возбуждения генератора;

моментная характеристика турбины рассматривается без учета регулятора скорости, поскольку он имеет зону нечувствительности.

Тогда исходные уравнения имеют следующий вид:

уравнения движения роторов генераторов

$$T_{ji} \omega_c p^2 \Delta \delta_i + \frac{\partial P_i}{\partial \delta_i} \Delta \delta_i + \frac{\partial}{\partial \omega} (P_i - P_{Ti}) p \Delta \delta_i + \frac{\partial P}{\partial \delta_u} \Delta \delta_u + \frac{\partial P_i}{\partial U} \Delta U = 0; \quad (1)$$

уравнение движения асинхронного двигателя

$$\left(T_{jd} \omega_0 p + \frac{\partial P_d}{\partial s} \right) \Delta s + \left(\frac{\partial P_d}{\partial \omega_u} - \frac{P_d}{\omega_0} - T_{jd} \omega_0 p \right) p \Delta \delta_u + \frac{\partial P_d}{\partial U} \Delta U = 0, \quad (2)$$

где $P_d = \omega M_d$ (без учета активных потерь в статоре);

уравнения баланса мощностей в узловой точке системы

$$\left(p \frac{\partial P_i}{\partial \omega_i} + \frac{\partial P_i}{\partial \delta_i}\right) \Delta \delta_i + \left(\frac{\partial P_i}{\partial \delta_u} p \frac{\partial P_{c.н}}{\partial \omega_u} - p \frac{\partial P_{\pi}}{\partial \omega_u}\right) \Delta \delta_u + \left(\frac{\partial P_i}{\partial U} - \frac{\partial P_{c.н}}{\partial U} - \frac{\partial P_{\pi}}{\partial U}\right) \Delta U - \frac{\partial P_{\pi}}{\partial s} \Delta s = 0; \quad (3)$$

$$\left(p \frac{\partial Q_i}{\partial \omega} + \frac{\partial Q_i}{\partial \delta_i}\right) \Delta \delta_i + \left(\frac{\partial Q_i}{\partial \delta_u} - p \frac{\partial Q_{c.н}}{\partial \omega_u} - p \frac{\partial Q_{\pi}}{\partial \omega_u}\right) \Delta \delta_u + \left(\frac{\partial Q_i}{\partial U} - \frac{\partial Q_{c.н}}{\partial U} - \frac{\partial Q_{\pi}}{\partial U}\right) \Delta U - \frac{\partial Q_{\pi}}{\partial s} \Delta s = 0, \quad (4)$$

где ω_0 — частота системы в исходном режиме; $\omega_u = p \delta_u$ — частота в узловой точке; $P_{c.н}$, $Q_{c.н}$ — активная и реактивная мощности статических составляющих нагрузки.

Коэффициенты a_{of} и a_{nf} характеристического уравнения системы (1) — (4) определяются выражениями:

$$a_{of} = T_{J\pi} \prod_{i=1}^n T_{J_i} \omega_0^{n+1} \left[\frac{\partial \Delta Q}{\partial U} \left(\frac{\partial P_{\pi}}{\partial s} + \frac{\partial P_{c.н}}{\partial \omega_u} + \frac{\partial P_{\pi}}{\partial \omega_u} \right) - \frac{\partial \Delta P}{\partial U} \left(\frac{\partial Q_{\pi}}{\partial s} + \frac{\partial Q_{c.н}}{\partial \omega_u} + \frac{\partial Q_{\pi}}{\partial \omega_u} \right) \right];$$

$$a_{nf} = \prod_{i=1}^n \frac{\partial P_i}{\partial \delta_i} \frac{\partial P_{\pi}}{\partial s} \left[\frac{\partial \Delta Q}{\partial U} \frac{\partial \Delta P}{\partial \omega} - \frac{\partial \Delta P}{\partial U} \frac{\partial \Delta Q}{\partial \omega} \right],$$

где

$$\Delta Q = \sum_{i=1}^n Q_i - Q_{c.н} - Q_{\pi} = \sum_{i=1}^n Q_i - Q_{н};$$

$$\Delta P = \sum_{i=1}^n P_i - P_{c.н} - P_{\pi};$$

$$P_i = \frac{E(\omega) U}{\omega x} \sin(\delta - \delta_u);$$

$$Q_i = -\frac{v^2}{\omega x} + \frac{E(\omega) U}{\omega x} \cos(\delta - \delta_u);$$

$$P_{\pi} = \frac{U^2 R S}{R^2 + (\omega_u x_{\pi} s)^2};$$

$$Q_{\pi} = \frac{U^2}{x_{\mu} \omega_u} + \frac{U^2 \omega_u x_{\pi} s^2}{R^2 + (\omega_u x_{\pi} s)^2},$$

x , x_{π} и x_{μ} — реактивные сопротивления, определенные при ω_0 ; ω , ω_u — частота в относительных единицах (базисная частота ω_0); $E(\omega) = E(\omega)^m$, m — зависит от системы возбуждения и способа регулирования ($m=1$ при АРВ пропорционального действия).

Можно показать, что при $\omega = \text{const}$ ($\Delta \omega = 0$)

$$\frac{\partial \Delta P}{\partial U} = -\frac{\partial P_{c.н}}{\partial U},$$

а также, что частные производные $\frac{\partial P}{\partial \delta}$ и $\frac{\partial P_{\pi}}{\partial s}$ до нарушения устойчивости положительны.

Тогда условия аperiodической устойчивости системы

$$\frac{\partial \Delta Q}{\partial U} \left(\frac{\partial P_{\pi}}{\partial s} + \frac{\partial P_{c.н}}{\partial \omega} + \frac{\partial P_{\pi}}{\partial \omega} \right) + \frac{\partial P_{c.н}}{\partial U} \left(\frac{\partial Q_{\pi}}{\partial s} + \frac{\partial Q_{c.н}}{\partial \omega} + \frac{\partial Q_{\pi}}{\partial \omega} \right) > 0; \quad (5)$$

$$\frac{\partial \Delta Q}{\partial U} \frac{\partial \Delta P}{\partial \omega} + \frac{\partial P_{c.н}}{\partial U} \frac{\partial \Delta Q}{\partial \omega} \geq 0. \quad (6)$$

Уравнения (5) и (6) позволяют определить критическую частоту, при которой нарушается устойчивость системы.

Теоретический и практический интерес представляет исследование работы энергетической системы в режиме перегрузки при уменьшении напряжения до значений, близких к критическому, и частоте ниже номинальной. Подобный режим может возникнуть при тяжелых авариях в системе или ее отдельной части.

В таком случае согласно условию определения критического напряжения

$$\frac{\partial \Delta Q}{\partial U} \approx 0.$$

Если иметь в виду также, что обычно

$$\frac{\partial P_{c.н}}{\partial U} > 0,$$

то неравенства (5) и (6) принимают следующий вид:

$$\frac{\partial Q_{\pi}}{\partial s} + \frac{\partial Q_{c.н}}{\partial \omega} + \frac{\partial Q_{\pi}}{\partial \omega} \geq 0; \quad (7)$$

$$\frac{\partial \sum_{i=1}^n Q_i}{\partial \omega} - \frac{\partial Q_{c.н}}{\partial \omega} - \frac{\partial Q_{\pi}}{\partial \omega} \geq 0. \quad (8)$$

Из этих неравенств видно, что устойчивость энергетической системы в таком режиме или близком к нему зависит только от частотных характеристик реактивной мощности.

Уравнения (7) и (8) позволяют определить предел изменения частоты системы, работающей при напряжении, равном критическому, т. е. на границе лавины напряжения.

Так как для всех значений частоты

$$\frac{\partial Q_i}{\partial \omega} > 0 \text{ и } \frac{\partial Q_{\pi}}{\partial s} > 0,$$

то можно выделить два случая:

при $\frac{\partial Q_{\pi}}{\partial \omega} > 0$ ограничивающее условие — уравнение (8);

при $\frac{\partial Q_{\pi}}{\partial \omega} < 0$ ограничивающее условие — уравнение (7).

Частотная характеристика нагрузки обычно такова, что для $\omega < 1$ регулирующий эффект отрицателен.

Из (7) и (8) видно, что при описанном предельном режиме работы системы частота может изменяться таким образом, чтобы выполнялось условие

$$-\frac{\partial Q_{\pi}}{\partial s} < \frac{\partial Q_{\pi}}{\partial \omega} < \frac{\partial}{\partial \omega} \sum_{i=1}^n Q_i.$$

Если выразить частные производные в функции частоты, то можно определить частоту ω_{11} , при которой нарушается неравенство (7).

В рассматриваемом режиме работы системы асинхронные двигатели работают со скольжением, близким к критическому, которое определяется выражением приближенно применимым к данному случаю:

$$s_{кр} = \frac{R}{\omega x_d}.$$

Тогда

$$\frac{\partial Q_d}{\partial s} = \frac{2U^2 R^2 x_d s \omega}{(R^2 + \omega^2 x_d^2 s^2)^2} = \frac{U^2}{2R};$$

$$\frac{\partial Q_d}{\partial \omega} = \frac{U^2 x_d s^2 (R^2 - x_d^2 s^2 \omega^2)}{(R^2 + x_d^2 s^2 \omega^2)^2} - \frac{U^2}{x_\mu \omega^2} = -\frac{U^2}{x_\mu \omega^2}.$$

Реактивная мощность статических составляющих нагрузки системы (статические конденсаторы, а также остальные составляющие после линеаризации)

$$Q_{с.н} = U^2 Q_{с.н.ном} \omega$$

или

$$\frac{\partial Q_{с.н}}{\partial \omega} = U^2 Q_{с.н.ном}.$$

Тогда уравнение (7) принимает вид:

$$\frac{U^2}{2R} - \frac{U^2}{x_\mu \omega^2} + U^2 Q_{с.н.ном} = 0,$$

откуда значение критической частоты ω_{11}

$$\omega_{11} = \sqrt{\frac{2R}{(1 + 2RQ_{с.н.ном}) x_\mu}}. \quad (9)$$

Расчеты, выполненные по этому выражению для ряда характерных значений параметров нагрузки, показали, что ω_{11} гораздо меньше $\omega_{ном}$. Это показывает, что в режиме работы системы с напряжениями, близкими к критическому, по условию статической устойчивости допустимо значительное снижение частоты.

Таким образом, практически возможные снижения частоты в системе не являются причиной нарушения ее статической устойчивости. Поэтому мероприятия по улучшению устойчивости системы должны быть направлены главным образом на поддержание напряжений узлов нагрузок выше критических значений.

Литература

1. Маркович И. М. и Савалов С. А., Практические критерии статической устойчивости энергетической системы, «Электричество», 1945, № 3.
2. Веников В. А. и др., Применение практических критериев для исследования статической устойчивости электрических систем при учете изменения частоты, Известия вузов, «Энергетика», 1966, № 12.



УДК 621.3.048.83

Исследование перекрытия диэлектрических распорок в сжатых газах в системе коаксиальных цилиндров

Инж. Е. С. МАЙЗЕЛЬ

Ленинград

Сочетание высоких электроизоляционных свойств сжатых газов с малым удельным весом и хорошей теплоотводящей способностью является одной из главных причин все более широкого использования газообразных диэлектриков в различных высоковольтных устройствах. Однако в этих устройствах в качестве механической опоры и центровки токнесущих частей аппарата приходится применять в газонаполненных конструкциях элементы, изготовленные из твердого электроизоляционного материала, придающие системе необходимую жесткость. Твердый диэлектрик, помещенный в газ, нарушает однородность изоляции, и пробой происходит, как правило, вдоль поверхности твердого изоляционного материала. В результате не пробой газа, а напряжение перекрытия твердого диэлектрика в газе определяет электрическую прочность конструкции в целом. Поэтому при разработке высоковольтной аппаратуры с газовой изоляцией большое внимание должно быть уделено ре-

зультатам исследования электрического поля конкретной электродной системы с изоляцией, характерной для данного аппарата, и определению напряжения пробоя элементов конструкции в условиях, близких к реальным.

В статье приводятся результаты исследования системы коаксиальных цилиндров с отношением диаметров $D/d = 2,5 \div 3,4$, при котором электрическое поле между цилиндрами можно рассматривать как слабо неоднородное.

Межэлектродный промежуток заполнялся сжатым газом, центровка внутреннего цилиндра относительно внешнего осуществлялась распорками шайбового типа из твердого диэлектрика.

Выбор рода газа. Большинство исследователей [Л. 1—3] отдает предпочтение элегазу (SF_6), основные преимущества которого заключаются в более высокой (в $2,3 \div 2,5$ раза) по сравнению с азотом и воздухом электрической прочности и достаточно низкой температуре кипения ($-63,8^\circ C$). По ряду

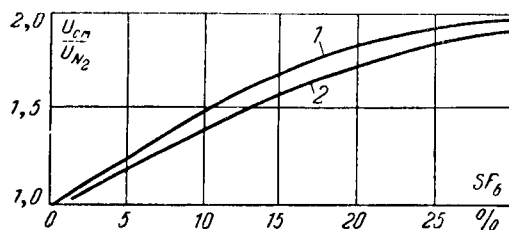


Рис. 1. Изменение относительной прочности смеси в зависимости от добавки элегаза к азоту.

соображений была рассмотрена возможность использования наряду с элегазом азота и смеси азота с элегазом.

Как известно, азот — широко доступный, исключительно дешевый, химически инертный, взрывобезопасный газ, обладающий очень низкой температурой конденсации (-196°C). Его электрическая прочность близка прочности воздуха. Добавка к азоту небольших количеств элегаза показала существенное увеличение пробивного напряжения (рис. 1). Поэтому в ряде случаев, особенно при заполнении конструкций с большим объемом (комплектные распределительные и кабельные устройства, трансформаторы), а также для устройств, работающих при низкой температуре окружающей среды целесообразно применить в качестве газовой изоляции смесь, состоящую, например, из 10% элегаза и 90% азота (табл. 1). Выбор такого состава смеси обуславливается, во-первых, характером кривых (рис. 1), указывающим, что дальнейшее добавление элегаза менее эффективно, чем в диапазоне 0—10%, в котором наблюдается линейная зависимость отношения $U_{см}/U_{N_2}$ от процента добавки элегаза к азоту, и, во-вторых, значительным снижением стоимости такой изоляции по сравнению с чистым элегазом. Проведенное исследование смесей различного состава в электродах — коаксиальные цилиндры при межэлектродных расстояниях от 15 мм до 60 мм — показало, что начиная с пятнадцатипроцентной добавки элегаза к азоту, интенсивность роста пробивной прочности замедляется, а смесь, состоящая из 30% элегаза и 70% азота, имеет электрическую прочность, близкую к прочности элегаза. Этот результат подтверждает выводы, сделанные в [Л. 4 и 5].

Наши эксперименты показали, что пробивное напряжение смеси, содержащей 10% элегаза, при давлении $5 \div 7 \text{ кг/см}^2$ соответствует прочности азота при давлении $10 \div 15 \text{ кг/см}^2$. Идентичные результаты были получены при исследованиях разрядных промежутков от 10 до 70 мм между коаксиальными цилиндрами в слабо неоднородных полях.

Таблица 1

Добавка элегаза	$\Delta U_{см}/U_{N_2}, \%$	
	Кривая 1 $D/d = 50/40$	Кривая 2 $D/d = 200/60$
От 0 до 10%	48	40
От 10 до 20%	24	24
От 20 до 30%	7,6	3,5

Напряжение перекрытия твердых диэлектриков в среде сжатого газа. Для выяснения влияния материала диэлектрика на величину разрядного напряжения в сжатом газе были проведены опыты, в которых распорки помещались между полированными цилиндрическими латунными электродами с размерами $D/d = 50/20$ и $200/80$. Образцы изготавливались из полиметилметакрилата (оргстекла), фторопласта-4, эпоксидной смолы и полиэтилена и имели одинаковые размеры и качество обработки поверхности. Испытания проводились на переменном и постоянном напряжениях при давлениях азота до 18 кг/см^2 .

Результаты показали, что материал распорки независимо от длины межэлектродного промежутка практически не влияет на напряжение перекрытия ее. Однако количество перекрытий, при которых разрядное напряжение не снижается, различно.

Прежде всего (после 3—5 разрядов) выходили из строя образцы из полиэтилена; $10 \div 15$ разрядов допускали образцы из эпоксидной смолы и фторопласта-4, и наибольшее число разрядов можно было получить в опытах с оргстеклом.

Объясняется это различной способностью диэлектриков к образованию на поверхности под действием разрядов проводящих углеродных мостиков.

Особо следует отметить полиметилметакрилат. Этот диэлектрик под действием разрядов испаряется (выделяя при этом большое количество газообразных продуктов) и образует блестящий след без науглероживания. Поэтому образцы из оргстекла выдерживали большое количество перекрытий, не повреждаясь, и были выбраны как наиболее удобные для дальнейших экспериментов.

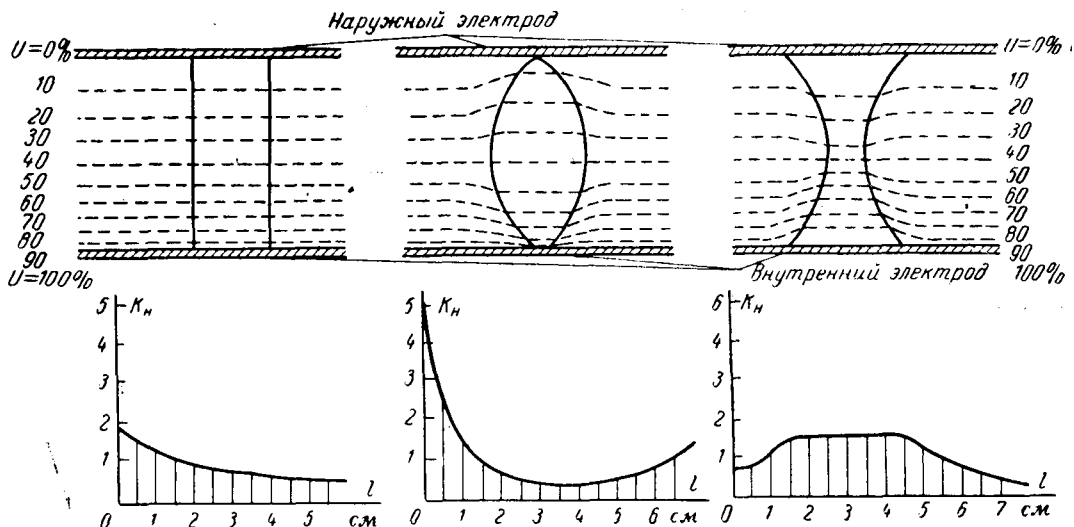
Большое влияние на величину напряжения перекрытия твердого диэлектрика в газе оказывает форма поверхности, вдоль которой происходит перекрытие. Внесенный в межэлектродный промежуток твердый изоляционный материал в виде шайбовой распорки или цилиндра из-за различных значений диэлектрической проницаемости создает перераспределение напряженности поля, если его поверхность не перпендикулярна эквипотенциальным линиям поля. Поэтому на границе двух сред «диэлектрик — газ» закон распределения напряженности поля между цилиндрами не подчиняется уравниванию, справедливому для однородной изоляции: $E = \frac{U}{r \ln D/d}$, где r — расстояние рассматри-

ваемой точки от оси цилиндров.

Для оценки изменений напряженности поля между цилиндрами (отношение D/d соответствовало слабо неоднородному полю) в зависимости от некоторых форм поверхности распорок, помещенных в межэлектродную зону, были проведены исследования качественной картины распределения электрического поля на интеграторе типа ЭГДА—9/60. В основе метода лежит принцип моделирования осесимметричной задачи на электропроводной бумаге [Л. 6].

Для определения картины поля между плоскими металлическими зажимами укреплялась электропроводная бумага, имитирующая основную изоляцию, в данном случае газ. Потенциал одного

Рис. 2. Картина поля и распределение относительных значений тангенциальной составляющей напряженности поля на поверхности распорок, расположенных между коаксиальными цилиндрами с отношением $D/d=200/60$ (l — расстояние вдоль поверхности распорки от внутреннего электрода).



зажима условно принимался за нуль, потенциал второго равнялся 100%. При помощи набора потенциометрических делителей напряжения, конструктивно оформленных в виде отдельных блоков, потенциал плавно регулируется от 0 до 100%. Модели слабо неоднородных полей, которыми в рассматриваемом случае являлись газонаполненные участки между коаксиальными цилиндрами с отношением диаметров $2,5 \div 3,5$, подготавливались к измерениям так, что при переходе потенциала от 100% к нулю учитывалось исходное распределение напряженности по коэффициенту неравномерности поля K_n .

Коэффициент неравномерности K_n для поля коаксиальных цилиндров без распорки определялся как отношение E/E_0 , где E — соответствует напряженности поля в каждой заданной точке и определяется уравнением: $E = \frac{U}{(r+l) \ln D/d}$; E_0 — средняя напряженность поля: $E_0 = \frac{2U}{D-d}$.

Здесь r — радиус внутреннего электрода;

l — переменная величина, соответствующая расстоянию от поверхности внутреннего электрода до заданной точки поля;

D — диаметр наружного электрода;

d — диаметр внутреннего электрода.

Для коаксиальных цилиндров при $D=200$ и $d=60$ мм результаты расчета коэффициента K_n приведены в табл. 2.

Наличие распорки в модели имитировалось участком с проводимостью, отличной от проводимости основной зоны. При применяемом методе нет необходимости измерять абсолютное значение удельного сопротивления или диэлектрической про-

ницаемости отдельных участков, достаточно знать только отношение этих величин для соответствующих зон. Необходимое значение ϵ_1/ϵ_2 или ρ_1/ρ_2 получено в модели изменением проводимостей отдельных участков. Повышение проводимости до необходимой величины достигается, например, покрытием участков слоем графита.

Распределение эквипотенциальных линий в зависимости от формы распорок, внесенных в поле коаксиальных цилиндров, и соответствующее каждой картине поля распределение коэффициента неравномерности K_n вдоль поверхности распорки показаны на рис. 2.

Анализ влияния различных форм распорок на однородность поля показал, что повышение напряженности поля вблизи внутреннего электрода ($K_n \approx 2$), имеющее место в исходном состоянии (т. е. без распорки), сохраняется без изменения в случае внесения в межэлектродную зону распорки прямой формы. Распорка с выпуклой боковой поверхности приводит к резкому усилению поля около электродов особенно внутреннего ($K_n > 4$) и ослаблению поля в средней части промежутка.

Вогнутая форма распорки снижает напряженность поля в наиболее опасной в отношении развития начальных ионизационных процессов зоне ($K_n < 1,0$) и несколько повышает ее в той части, где твердый диэлектрик максимально удален от кратчайшего пути разряда. Поэтому разряд в поле с вогнутой распоркой должен, очевидно, начаться при более высоком напряжении. В этом случае конструкция с изоляцией в виде сжатого газа при наличии твердых опорных элементов максимально сохранит электрическую прочность газа.

Для проверки этого вывода были проведены электрические испытания газов при наличии распорок разной формы.

На рис. 3 показаны результаты определения разрядных напряжений при наличии распорок в азоте на переменном напряжении в системе коаксиальных цилиндров с диаметрами $D=50$ мм, $d=20$ мм. Электроды были выполнены из латуни, поверхности полированы. Распорки изготавливались из полиметилметакрилата и фторопласта-4. Торцевые

Таблица 2

U	%	100	90	80	70	60	50	40	30	20	10	0
$r+l$	см	3	3,7	4,4	5,1	5,8	6,5	7,2	7,9	8,6	9,3	10,0
K_n	отн. ед.	1,96	1,57	1,32	1,14	1,0	0,89	0,81	0,74	0,67	0,63	0,58

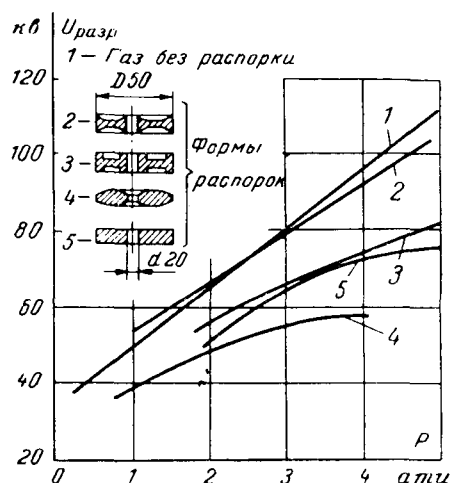


Рис. 3. Зависимость разрядного напряжения от давления в азоте между коаксиальными цилиндрами при наличии распорок различной формы.

поверхности в местах контактов с электродами были металлизированы. И в этих опытах зависимости от рода материала опять установлено не было. Эксперименты подтвердили результаты исследования картины поля. Наибольшая величина разрядного напряжения, весьма близкая к значению пробивного напряжения «чисто» газового промежутка, была достигнута только в случае применения вогнутых распорок. Указанные распорки не имели следов разрядов на поверхности. Все остальные распорки привели к значительному снижению пробивной прочности промежутка и на их поверхности остались многочисленные следы разрядов.

Исследования сравнительно больших межэлектродных расстояний. Была изготовлена модель, имитирующая реальный отрезок газонаполненного кабеля, в виде двух коаксиальных цилиндров длиной 1500 мм. Диаметр наружного стального цилиндра $D=200$ мм. Два сменных полированных внутренних цилиндра, выполненных из алюминия, с диаметрами 60 и 80 мм позволили исследовать конструкцию при отношении $D/d=2,5 \div 3,35$. Поверхность наружного цилиндра шероховатая, обработанная сталеструйным аппаратом. Внутренний цилиндр поддерживался и центрировался двумя однотипными распорками со сквозными каналами для циркуляции газа в трубе и проводящими покрытиями поверхностей, соприкасающихся с электродами. Высокое напряжение подавалось через высоковольтный ввод конденсаторного типа с твердой бакелитовой изоляцией. Ввод имел уплотненное соединение фланца с цилиндром, позволяющее создавать рабочее давление внутри модели до 15 атм. Для устранения утечки газа по бакелиту внутренняя часть ввода была дополнительно изолирована эпоксидной смолой. Места соединений наружного цилиндра с конусами концевой участка и ввода закрывались алюминиевыми экранами, имеющими закругления по форме электродов Роговского.

Перед началом опытов камера продувалась исследуемым газом. Давление газа фиксировалось по показаниям манометров, установленных на модели и непосредственно у баллонов. Подача газа осуществлялась через ловушки с силикагелем. Эксперименты проводились при постоянном и переменном

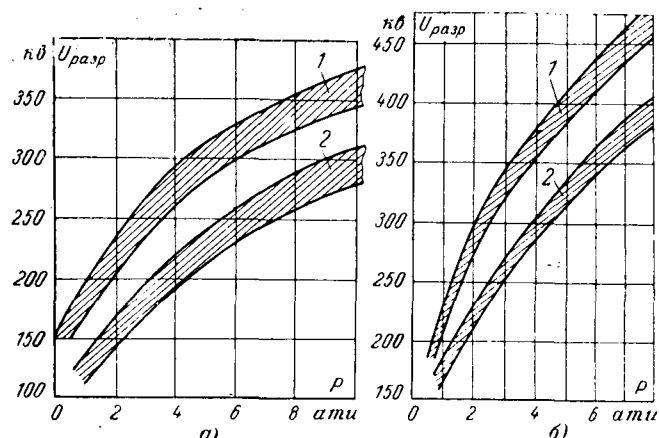


Рис. 4. Области разброса разрядных напряжений в зависимости от давления газов (электроды — коаксиальные цилиндры с отношением $D/d=200/60$).

а — в азоте; б — в смеси 10% элегаза и 90% азота.
1 — распорки вогнутые; 2 — распорки прямые.

напряжениях. Во всех опытах электрическая прочность конструкции при постоянном напряжении соответствовала результатам, полученным при промышленной частоте (по амплитудным значениям).

В ходе исследований определялось разрядное напряжение при наличии распорок прямой и вогнутой форм, изготовленных из полиметилметакрилата и эпоксидного компаунда К-115 с наполнителем — фарфоровой мукой (рис. 4 и 5).

Приведенные зависимости отчетливо показывают преимущество распорок с вогнутой формой боковой поверхности для исследованных газовых сред при разных давлениях. Из сравнения результатов испытаний при отношении диаметров цилиндров $D/d=2,5$ и $3,35$ видно, что при любом из этих соотношений максимальная электрическая прочность у поверхности внутреннего электрода в исследованном диапазоне размеров и давлений практически остается постоянной.

Определение разрядной прочности на модели при неизменной методике испытания и условиях опыта, с распорками одинаковой формы, выполненными из одного материала (полиметилметакрилата), но при заполнении межэлектродного промежутка различными газами показало, что разброс разрядных напряжений в смеси азота с элегазом заметно меньше, чем в азоте, и одна и та же



Рис. 5. Разрядное напряжение в функции давления для различных газовых сред (электроды — коаксиальные цилиндры с отношением $D/d=200/80$. Распорки вогнутые).
О — в азоте; □ — в смеси 90% азота и 10% элегаза;
× — в элегазе.

прочность промежутка — 100 кВ/см может быть получена в азоте при давлении 10 кг/см², в смеси — при давлении 4,5 кг/см² и в элегазе — при давлении 2 кг/см².

Выводы. 1. Применение в качестве основной газовой изоляции в конструкциях, содержащих кроме газа распорки из твердого диэлектрика, смеси осушенного азота с добавкой элегаза (порядка 10%) технически вполне оправдано и может быть рекомендовано, например, при разработке маломощных кабелей высокого напряжения. Добавка всего 10% элегаза позволяет при неизменной прочности промежутка снизить рабочее давление газа более чем вдвое по сравнению с азотом.

2. Наиболее рациональной формой боковой поверхности распорки, центрирующей внутренний электрод, является вогнутая форма с глубиной вогнутости, равной примерно 30% от межэлектродного расстояния. Применение ее повышает напряжение перекрытия до уровня пробивного напряжения газа.

3. Материал распорок в диапазоне исследован-

ных диэлектриков не оказывает существенного влияния на величину разрядного напряжения и должен выбираться по признакам длительной тепловой устойчивости, механической прочности, стойкости к действию дуги и т. д.

Литература

1. Сысоев М. И., Перспективы применения элегаза как изоляции высоковольтных аппаратов, «Электротехника», 1963, № 10.
2. Trump J. G., Compressed Gas Insulation and Electric Power Systems. CIGRE Conf. on Gasdischarges and Electricity Supply Industry. 1962.
3. Fukuda S., EHV Cables with Compressed SF₆ — Gas Insulation IEEE Trans on Power Appar. and Systems vol pas—86, N 1 January 1967.
4. Bouvier B., Fallou B., Caractéristiques diélectriques de l'hexafluorure de soufre et des melanges d'azote et d'hexafluorure de soufre Rev. Generale de L'électricite Fevrier 1966, T. 75, № 2.
5. Gases for EHV Insulation Electr. Rev. 28 янв. 1966, вып. 4.
6. Фильчаков П. Ф., Панчишин В. И., Интеграторы ЭГДА. Моделирование потенциальных полей на электропроводной бумаге, изд-во АН УССР, Киев, 1961.

[22.9.1969]



УДК 621.3.013

Математическое описание электромеханических процессов в электрических машинах

А. В. ИВАНОВ-СМОЛЕНСКИЙ

МЭИ

Установившиеся и переходные электромеханические процессы в электрических машинах описываются в линейном приближении уравнениями напряжений контуров электрических цепей и уравнениями движения ротора, в которые входят интегральные параметры (напряжения, токи, индуктивности, взаимоиндуктивности, омические сопротивления). Для упрощения записи этих уравнений обычно учитывают только основные пространственные гармонические н. с., индукций в зазоре машины, индуктивностей и взаимоиндуктивностей. Зубчатые сердечники заменяются эквивалентными гладкими, многофазные обмотки — двухфазными, сосредоточенные щетки — «синусными». Машину с подобными допущениями называют обобщенной, идеализированной [Л. 1 и 2].

Применяя метод наложения, можно записать уравнения обобщенной машины для нескольких временных гармонических токов и напряжений. В случае же гладкого зазора возможно рассмотреть многофазную несимметричную машину, учитывая одновременно несколько пространственных гармонических н. с. [Л. 3 и 4].

При математическом описании реальной машины часто требуется одновременно учесть несинусоидальность токов и напряжений, наличие нескольких гармонических н. с. каждого из контуров и влияние зубчатости сердечников статора и ротора.

В этом случае гармоническое разложение токов и напряжений во времени, удельной проводимости воздушного зазора, индукции и н. с. в пространстве и времени, по-видимому, нецелесообразно.

Для реальной электрической машины более простым и удобным для решения на ЦВМ является описание, выраженное непосредственно через параметры контуров, а не через суммы их гармонических составляющих. Под реальной машиной здесь понимается многополюсная электрическая машина с зубчатыми или явнополюсными сердечниками статора и ротора, сосредоточенными или распределенными обмотками и произвольным образом, расположенными на коллекторе щетками, которые могут перемещаться с любыми скоростями. Эти особенности отличают рассматриваемую машину от обобщенной, поле в которой считается образованным синусоидальными поверхностными токами.

Уравнения коллекторной машины были получены в наиболее общей форме в [Л. 5 и 6]. Однако и там был принят ряд ограничений (перемещение всех щеток с одной и той же скоростью, неучет электрической связи между контурами и зубчатости на роторе или на статоре), которые не позволяют использовать их для любой вращающейся электрической машины, в частности, для индукторных, одноименно-полюсных и других машин. В этой статье уравнения любой электрической машины

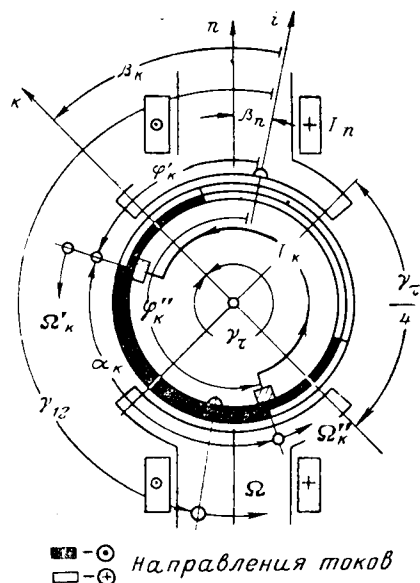


Рис. 1.

с одним ротором выводятся без указанных ограничений, причем иным методом, чем в [Л. 5 и 6].

Рассматривается многополюсная коллекторная машина, состоящая из одного статора и одного ротора, на которых имеется s контуров, принадлежащих коллекторным или бесколлекторным обмоткам. Предполагается, что магнитная цепь машины линейна. Коммутационные явления не учитываются. В наиболее общем случае каждый из контуров может включать витки статорной обмотки, витки бесколлекторной обмотки, расположенной на роторе и присоединенной к контактным кольцам, и витки коллекторной обмотки, введенные в контур с помощью щеток и коллектора. На рис. 1 показаны только два контура рассматриваемой машины, контур n — бесколлекторной обмотки статора и контур k — коллекторной обмотки на роторе. Число периодов поля взято равным единице.

Контур k коллекторной обмотки образован щетками, смещенными на угол α , в общем случае не равный $\gamma_{\tau}/2$ (здесь γ_{τ} — геометрический угол, соответствующий периоду поля $\gamma_{\tau} = \frac{2\pi}{p}$). Магнитная ось контура k повернута относительно середины расстояния между щетками на угол $\gamma_{\tau}/4$ (щетками условно показаны прикасающимися к проводникам обмотки). Положение осей обмоток характеризуется углами, отсчитываемыми от неподвижной оси i , принятой за основную. Ось контура k смещена относительно этой оси на угол

$$\beta_k = \frac{1}{2}(\varphi'_k + \varphi''_k) - \frac{\gamma_{\tau}}{4},$$

где φ'_k, φ''_k — углы, определяющие положение щеток контура k .

Положение ротора машины, вращающегося со скоростью Ω , относительно неподвижной оси характеризуется углом γ_{12} . Щетки контуров коллекторных обмоток k также могут перемещаться. В наиболее общем случае система щеток контура k одного потенциала, положение которых определяется углом $\varphi'_k + c\gamma_{\tau}$, перемещается со скоростью Ω'_k ; система щеток другого потенциала, положение которых определяется углом $\varphi''_k + c\gamma_{\tau}$, перемещается со скоростью Ω''_k (c — целое число) ¹.

Скорость вращения щеток всегда должна быть задана как функция времени. Положение однопотенциальных систем щеток на коллекторе определяется углами:

$$\varphi'_k = \varphi'_{k(0)} + \int_0^t \Omega'_k dt; \quad \varphi''_k = \varphi''_{k(0)} + \int_0^t \Omega''_k dt. \quad (1)$$

Скорость перемещения систем щеток контура n той же или другой коллекторной обмотки может отличаться от соответствующих скоростей щеток контура k ($\Omega'_n \neq \Omega'_k \neq \Omega''_n \neq \Omega''_k$). В частном случае (трехфазные коллекторные машины, двигатель Аткинсона и др.), скорость перемещения всех щеток машины в установившемся или переходном режиме может быть одинаковой ($\alpha_k = \text{const}$; $\Omega'_k = \Omega''_k = \Omega_h = \Omega_m$). Но чаще (машины постоянного тока, однофазный коллекторный двигатель) щетки во время работы двигателя неподвижны ($\Omega'_k = \Omega''_k = 0$).

Уравнение напряжений для контура k коллекторной или бесколлекторной обмотки может быть записано в общем виде одинаковым образом:

$$e_k = \sum_{n=1}^{n=s} \left[r_{kn} I_n + \frac{d}{dt} (\psi_{kn}) \right], \quad (2)$$

где r_{kn} — общее омическое сопротивление для контуров k и n (r_{kk} — омическое сопротивление контура k); e_k — внешнее напряжение, введенное в контур; ψ_{kn} — потокосцепление контура k , образованное током I_n контура n .

Различие между уравнениями для контуров коллекторной и бесколлекторной обмотки состоит в следующем. Для контура k бесколлекторной обмотки под $\psi_{kn} = L_{kn} I_n$ понимается потокосцепление с определенным контуром k обмотки.

Для коллекторной обмотки под ψ_{kn} следует понимать потокосцепление с витками перемещающегося со скоростью Ω контура k коллекторной обмотки, параллельные ветви которого определены положением щеток по отношению к коллекторной обмотке. В течение времени dt витки параллельных ветвей этого контура, заключенных между щетками, поворачиваются вместе с ротором на угол $d\gamma_{12}$, а ток I_n , образующий потокосцепление ψ_{kn} , изменяется на величину dI_n . Поэтому для бесколлекторной обмотки потокосцепление ψ_{kn} витков параллельных ветвей контура k зависит от угла

¹ Примером электрической машины, в которой одна из систем щеток перемещается в переходном режиме со скоростью, отличающейся от скорости перемещения другой системы, является двигатель Шраге—Рихтера.

γ_{12} и тока I_n . Если контур n принадлежит коллекторной обмотке, то образуемая током I_n н. с. зависит от углового положения щеток контура n , характеризуемого углами φ'_n и φ''_n (на рис. 1 — углы φ'_k и φ''_k). За время dt эти углы изменяются на $d\varphi'_n$ и $d\varphi''_n$. Поэтому в наиболее общем случае, когда ток I_n является током контура коллекторной обмотки, возможно записать:

$$\psi_{kn} = i(I_n, \gamma_{12}, \varphi'_n, \varphi''_n). \quad (3)$$

Тогда выражение для э. д. с., индуцированной в контуре k коллекторной обмотки при изменении потокоцепления ψ_{kn} , запишется в виде:

$$e_{kn} = -\frac{d\psi_{kn}}{dt} = -\frac{\partial\psi_{kn}}{\partial I_n} \frac{dI_n}{dt} - \frac{\partial\psi_{kn}}{\partial \gamma_{12}} \frac{d\gamma_{12}}{dt} - \frac{\partial\psi_{kn}}{\partial \varphi'_n} \frac{d\varphi'_n}{dt} - \frac{\partial\psi_{kn}}{\partial \varphi''_n} \frac{d\varphi''_n}{dt},$$

где $\frac{\partial\psi_{kn}}{\partial I_n} = L_{kn}$ — взаимоиндуктивность витков параллельных ветвей контура k с контуром n , определенная при углах γ_{12} , φ'_n , φ''_n ;

$\frac{\partial\psi_{kn}}{\partial \gamma_{12}} = I_n \frac{\partial L_{kn}}{\partial \gamma_{12}}$ — частная производная потокоцепления по углу поворота ротора γ_{12} при $dI_n = d\varphi'_n = d\varphi''_n = 0$;

$$\frac{\partial\psi_{kn}}{\partial \varphi'_n} = I_n \frac{\partial L_{kn}}{\partial \varphi'_n} \quad \text{и} \quad \frac{\partial\psi_{kn}}{\partial \varphi''_n} = I_n \frac{\partial L_{kn}}{\partial \varphi''_n} -$$

— частные производные потокоцепления по углам поворота щеток φ'_n и φ''_n при $dI_n = d\gamma_{12} = 0$.

Выражая частные производные потокоцепления через взаимоиндуктивность и ее частные производные, запишем:

$$e_{kn} = -L_{kn} \frac{dI_n}{dt} - I_n \frac{\partial L_{kn}}{\partial \gamma_{12}} \Omega - I_n \frac{\partial L_{kn}}{\partial \varphi'_n} \Omega'_n - I_n \frac{\partial L_{kn}}{\partial \varphi''_n} \Omega''_n, \quad (4)$$

где $-L_{kn} \frac{dI_n}{dt}$ — трансформаторная э. д. с.;

$-I_n \frac{\partial L_{kn}}{\partial \gamma_{12}} \Omega$ — э. д. с. вращения ротора;

$$-I_n \frac{\partial L_{kn}}{\partial \varphi'_n} \Omega'_n \quad \text{и} \quad -I_n \frac{\partial L_{kn}}{\partial \varphi''_n} \Omega''_n$$

— э. д. с. вращения щеток.

Физический смысл и методика определения взаимоиндуктивности L_{kn} и ее частных производных поясняются на рис. 2. Щетки контуров k и n коллекторной обмотки смещены на угол $\alpha_k = \alpha_n = \gamma/2 = \pi$. Скорости вращения щеток контура n приняты равными $\Omega'_n = \Omega''_n = \Omega_n$ ($d\varphi'_n = d\varphi''_n = d\varphi_n$), что позволяет записать

$$\frac{\partial L_{kn}}{\partial \varphi_n} = \frac{\partial L_{kn}}{\partial \varphi'_n} + \frac{\partial L_{kn}}{\partial \varphi''_n}.$$

Тогда

$$I_n \frac{\partial L_{kn}}{\partial \varphi'_n} \Omega'_n + I_n \frac{\partial L_{kn}}{\partial \varphi''_n} \Omega''_n = I_n \frac{\partial L_{kn}}{\partial \varphi_n} \Omega_n.$$

Взаимоиндуктивность $L_{kn} = \frac{\partial\psi_{kn}}{\partial I_n}$ находится при

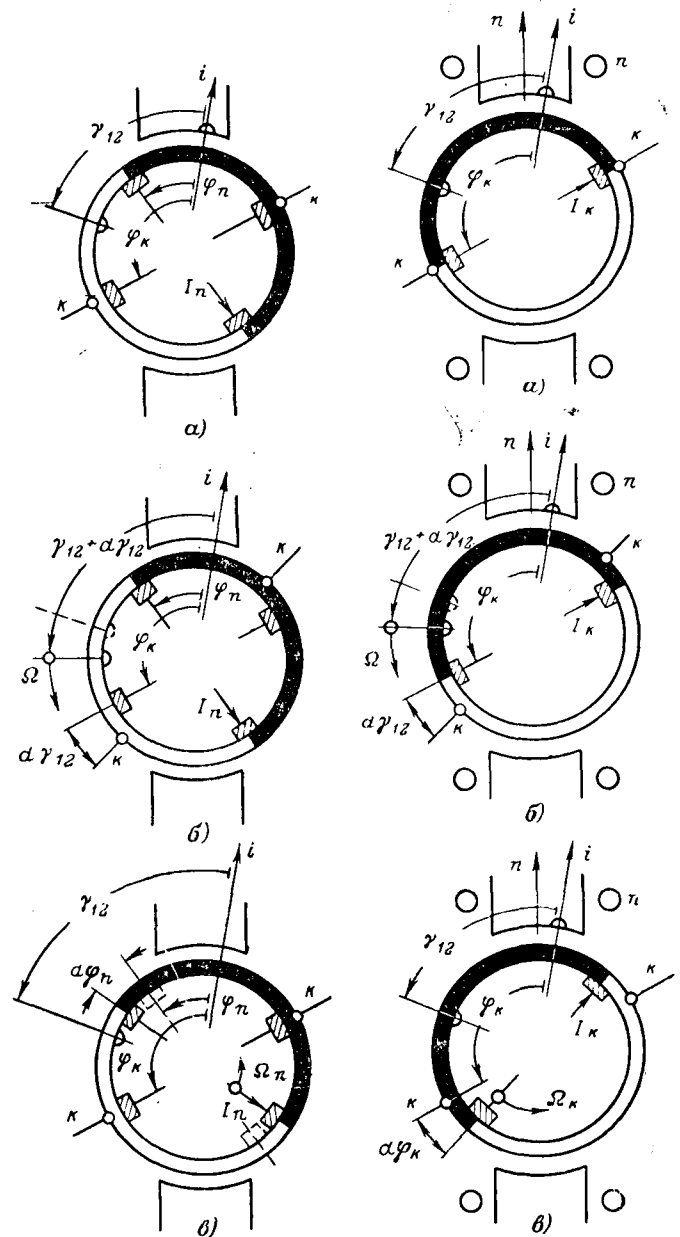


Рис. 2.

Рис. 3.

заданных углах γ_{12} , φ_k , φ_n , определяющих положение ротора и контуров k и n (рис. 2, а).

Производная $\frac{\partial L_{kn}}{\partial \gamma_n} = \frac{1}{I_n} \frac{\partial\psi_{kn}}{\partial \gamma_{12}}$ определяется (рис. 2, б)

по изменению потокоцепления с витками параллельных ветвей контура k при его повороте на угол $d\gamma_{12}$ относительно щеток и неизменных значениях тока и положений щеток контура n ($d\varphi_n = dI_n = 0$).

Производная $\frac{\partial L_{kn}}{\partial \varphi_n} = \frac{1}{I_n} \frac{\partial\psi_{kn}}{\partial \varphi_n}$ (рис. 2, в) определяется по изменению потокоцепления с витками параллельных ветвей контура k , занимающего исходное положение ($d\gamma_{12} = 0$), при повороте щеток контура n на угол $d\varphi_n$ и прежнем значении его тока $dI_n = 0$.

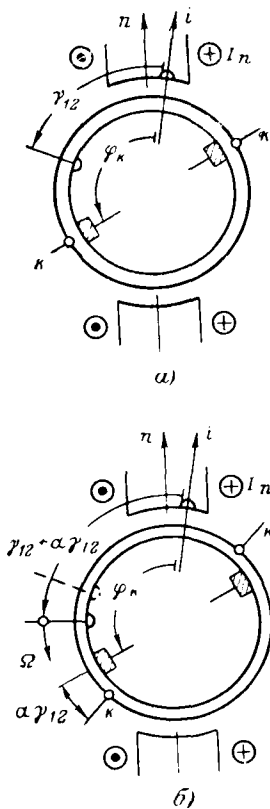


Рис. 4.

В более общем случае при $\frac{d\varphi'_n}{d\varphi''_n} \neq \frac{d\varphi''_n}{d\varphi'_n}$ производная $\frac{\partial L_{kn}}{\partial \varphi'_n} = \frac{1}{I_n} \frac{\partial \psi_{kn}}{\partial \varphi'_n}$ определяется по изменению потокоцепления с витками параллельных ветвей контура k , занимающего исходное положение ($d\gamma_{12}=0$), при повороте равнопотенциальной системы щеток контура n , которым придан индекс «штрих», на малый угол $d\varphi'_n$ и сохранении тока и положения другой равнопотенциальной системы щеток контура n ($dI_n = d\varphi''_n = 0$). При $n=k$ можно определить э. д. с. e_{kk} в контуре k коллекторной обмотки, связанную с собственным током контура I_k . Физический смысл и порядок определения индуктивности L_{hh} и ее частных производных в этом частном случае поясняется на рис. 3, где принято $d\varphi'_k = d\varphi''_k = d\varphi_k$; $\alpha_k = \pi$; $p=1$. Существенно, что и здесь потокоцепление определяется с витками параллельных ветвей контура k , перемещающимися вместе с ротором, причем при $d\varphi_k=0$ перемещаются только витки (рис. 3,б), а щетки остаются неподвижными. И наоборот, при $d\gamma_{12}=0$ витки остаются неподвижными (рис. 3,в), а перемещаются только щетки контура.

Определение индуктивности L_{nk} поясняется рис. 3,а, а ее частных производных $\frac{\partial L_{nk}}{\partial \gamma_{12}}$ и $\frac{\partial L_{nk}}{\partial \varphi_k}$ — рис. 3,б и в. Тогда выражение для e_{nk} в контуре бесколлекторной обмотки статора, связанной с током в контуре k коллекторной обмотки, при $\Omega'_k = \Omega''_k = \Omega_k$

$$e_{nk} = -L_{nk} \frac{dI_n}{dt} - I_k \frac{\partial L_{nk}}{\partial \gamma_{12}} \Omega - I_k \frac{\partial L_{nk}}{\partial \varphi_k} \Omega_k.$$

Аналогично находятся индуктивность L_{nn} и взаимная индуктивность L_{kn} (рис. 4,а) и их частные производные $\frac{\partial L_{nn}}{\partial \gamma_{12}}$ и $\frac{\partial L_{kn}}{\partial \gamma_{12}}$ и в случае, когда контур n принадлежит бесколлекторной обмотке (рис. 4,б).

Уравнение для э. д. с. e_{nn} в контуре бесколлекторной обмотки на статоре записывается в виде:

$$e_{nn} = -L_{nn} \frac{dI_n}{dt} - I_n \frac{\partial L_{nn}}{\partial \gamma_{12}}.$$

В таблице приведены исполнения машин, при которых

$$\frac{\partial L_{kn}}{\partial \varphi'_n} = \frac{\partial L_{kn}}{\partial \varphi''_n} = 0 \quad \text{и} \quad \frac{\partial L_{kn}}{\partial \gamma_{12}} = 0.$$

При неподвижных щетках контура n коллекторной обмотки (но при учете зубчатости сердечника), когда $\Omega'_n =$

$\Omega''_n = 0$, взаимная индуктивность L_{kn} и ее производные $\frac{\partial L_{kn}}{\partial \gamma_{12}}$, $\frac{\partial L_{kn}}{\partial \varphi'_n}$ и $\frac{\partial L_{kn}}{\partial \varphi''_n}$ должны быть определены только при заданных углах φ'_n и φ''_n **. Если k — контур коллекторной обмотки с неподвижными щетками или контур бесколлекторной обмотки, то взаимная индуктивность L_{kn} и ее производные являются функциями только угла γ_{12} .

При гладком роторе значение взаимной индуктивности L_{kn} и ее производных постоянно для всех контуров k , кроме контуров бесколлекторных обмоток ротора. Тогда выражение (2), в котором $e_{kn} = -\frac{d\psi_{kn}}{dt}$ определяется из (4), записывается в виде:

$$e_k = \sum_{n=1}^{n=s} \left[L_{kn} \frac{dI_n}{dt} + I_n \left(r_{kn} + \frac{\partial L_{kn}}{\partial \gamma_{12}} \Omega + \frac{\partial L_{kn}}{\partial \varphi'_n} \Omega'_n + \frac{\partial L_{kn}}{\partial \varphi''_n} \Omega''_n \right) \right]. \quad (5)$$

В таком виде это уравнение справедливо для любого контура коллекторной или бесколлекторной обмотки.

Заметим, что из (5) можно определить э. д. с. любого сложного контура k , включающего витки обмотки статора, витки коллекторной обмотки и витки бесколлекторной обмотки ротора, причем контуры n также могут быть сложными. Поэтому уравнение (5) справедливо для любой вращающейся коллекторной или бесколлекторной электрической машины с одним ротором, в том числе для многофазных машин с несимметричными обмотками, униполярных машин, машин с котеобразными полюсами, одноименнополюсных и разноименнополюсных индукторных машин и т. д. Пояснения требуют применения уравнения (5) для описания процессов в униполярной машине, контур обмотки якоря которой образуется рядом проводов, перемещаю-

**Производные $\frac{\partial L_{kn}}{\partial \varphi'_n}$ и $\frac{\partial L_{kn}}{\partial \varphi''_n}$ входят в этом случае только в уравнение для электромагнитного момента.

$\begin{matrix} n \\ k \end{matrix}$	n — контур бесколлекторной обмотки на статоре	n — контур бесколлекторной обмотки на роторе	n — контур коллекторной обмотки на роторе
k — контур бесколлекторной обмотки на статоре	$\frac{\partial L_{kn}}{\partial \varphi'_n} = \frac{\partial L_{kn}}{\partial \varphi''_n} = 0$ $\frac{\partial L_{kn}}{\partial \gamma_{12}} = 0^*$	$\frac{\partial L_{kn}}{\partial \varphi'_n} = \frac{\partial L_{kn}}{\partial \varphi''_n} = 0$ $\frac{\partial L_{kn}}{\partial \gamma_{12}} = 0^*$	$\frac{\partial L_{kn}}{\partial \gamma_{12}} = 0^*$
k — контур бесколлекторной обмотки на роторе	$\frac{\partial L_{kn}}{\partial \varphi'_n} = \frac{\partial L_{kn}}{\partial \varphi''_n} = 0$ $\frac{\partial L_{kn}}{\partial \gamma_{12}} = 0^{**}$	$\frac{\partial L_{kn}}{\partial \varphi'_n} = \frac{\partial L_{kn}}{\partial \varphi''_n} = 0$ $\frac{\partial L_{kn}}{\partial \gamma_{12}} = 0^{**}$	—
k — контур коллекторной обмотки на роторе	$\frac{\partial L_{kn}}{\partial \varphi'_n} = \frac{\partial L_{kn}}{\partial \varphi''_n} = 0$ $\frac{\partial L_{kn}}{\partial \gamma_{12}} = 0^{**}$	$\frac{\partial L_{kn}}{\partial \varphi'_n} = \frac{\partial L_{kn}}{\partial \varphi''_n} = 0$ $\frac{\partial L_{kn}}{\partial \gamma_{12}} = 0^{**}$	—

*) При неучете зубчатости сердечника ротора

**) При неучете зубчатости сердечника статора

щихся в неизменном по длине окружности поле (рис. 5,а и б). На рисунке показан одновитковый ($\omega_2=1$) униполярный контур 2, включающий параллельные между собой проводники. Потокосцепление контура 2 от тока контура 1 $\psi_{21}=0$ (рис. 5,а) и взаимоиנדуктивность $L_{12}=0$ (рис. 5,б). Однако потокосцепления любой из параллельных ветвей при повороте ротора вместе с ветвью на угол $\partial\gamma_{12}$ изменяется на одно и то же значение

$$\partial\psi_{21}=\omega_2 B_{21} l r d\gamma_{12},$$

соответствующее заштрихованной на рис. 5,а площадке. Выразив индукцию B_{21} через ток I_1

$$B_{21}=\mu_0 \frac{I_1 \omega_1}{\delta_3},$$

находим частную производную взаимоиנדуктивности L_{21} , через которую выражается э. д. с. вращения

$$\frac{\partial L_{21}}{\partial \gamma_{12}} = \frac{1}{I_1} \frac{\partial \psi_{21}}{\partial \gamma_{12}} = \frac{\omega_1 \omega_2 \mu_0 l r}{\delta_3},$$

после чего уравнения напряжений для контуров униполярной машины записываются как частный случай выражения (5)

$$\left. \begin{aligned} e_1 &= r_{11} I_1 + L_{11} \frac{dI_1}{dt} + I_1 \frac{\partial L_{11}}{\partial \gamma_{12}} \Omega + I_2 \frac{\partial L_{12}}{\partial \gamma_{12}} \Omega; \\ e_2 &= r_{22} I_2 + L_{22} \frac{dI_2}{dt} + I_1 \frac{\partial L_{21}}{\partial \gamma_{12}} \Omega + I_2 \frac{\partial L_{22}}{\partial \gamma_{12}} \Omega. \end{aligned} \right\} \quad (6)$$

Причем при гладком сердечнике статора или ротора два последних члена в первом уравнении и последний член во втором становятся равными нулю.

Электромагнитный момент как в бесколлекторной, так и в коллекторной машине определяется по изменению энергии магнитного поля при виртуальном повороте ротора на угол $d\gamma_{12}$, т. е. при неизменяющихся значениях токов во всех контурах, равных токам в рассматриваемое мгновение.

$$M = \left(\frac{dW}{d\gamma_{12}} \right)_{I=\text{const}} = \frac{1}{2} \sum_{k=1}^{k=s} \sum_{n=1}^{n=s} I_k I_n \frac{dL_{kn}}{d\gamma_{12}}. \quad (7)$$

Следует пояснить, что в том случае, когда контур n принадлежит коллекторной обмотке, изменение взаимоиנדуктивности dL_{kn} должно быть определено при виртуальном повороте ротора, т. е. при неизменном значении тока I_n в витках параллельных ветвей контура n . Иными словами, при повороте ротора вместе со щетками на угол $d\gamma_{12} = d\varphi'_n = d\varphi''_n$,

$$dL_{kn} = \frac{\partial L_{kn}}{\partial \gamma_{12}} d\gamma_{12} + \frac{\partial L_{kn}}{\partial \varphi'_n} d\varphi'_n + \frac{\partial L_{kn}}{\partial \varphi''_n} d\varphi''_n.$$

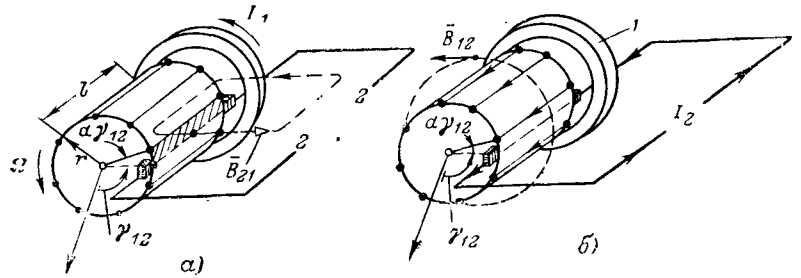


Рис. 5.

Отсюда производная взаимоиנדуктивности

$$\frac{dL_{kn}}{d\gamma_{12}} = \frac{\partial L_{kn}}{\partial \gamma_{12}} + \frac{\partial L_{kn}}{\partial \varphi'_n} + \frac{\partial L_{kn}}{\partial \varphi''_n}. \quad (8)$$

Если контур n принадлежит бесколлекторной обмотке, то

$$\frac{dL_{kn}}{d\gamma_{12}} = \frac{\partial L_{kn}}{\partial \gamma_{12}}, \quad (9)$$

считая, что для контура n бесколлекторной обмотки

$$\frac{\partial L_{kn}}{\partial \varphi'_n} = \frac{\partial L_{kn}}{\partial \varphi''_n} = 0,$$

можно для всех контуров выражение (8) и уравнение электромагнитного момента записать в виде

$$M = \frac{1}{2} \sum_{k=1}^{k=s} \sum_{n=1}^{n=s} I_k I_n \left(\frac{\partial L_{kn}}{\partial \gamma_{12}} + \frac{\partial L_{kn}}{\partial \varphi'_n} + \frac{\partial L_{kn}}{\partial \varphi''_n} \right). \quad (10)$$

Отметим, что (5) и (6) составлены с учетом токов в явно выраженных контурах обмоток. Влияние вихревых токов в конструктивных частях машины и магнитных сердечниках, неравномерности распределения токов по сечению проводов обмоток и гистерезисных явлений в (5) и (10) не учитывается. Если влияние этих факторов существенно, то в уравнение движения могут быть введены члены, учитывающие моменты, связанные с магнитными и добавочными потерями.

Литература

1. Крон Г., Применение тензорного анализа в электротехнике, Госэнергоиздат, 1955.
2. Грузов Л. Н., Методы математического исследования электрических машин, Госэнергоиздат, 1953.
3. Иванов-Смоленский А. В., Исследование и расчет асинхронной многофазной машины с несимметричной обмоткой на статоре, Труды МЭИ, вып. VII, «Электрические машины и аппараты», Госэнергоиздат, 1951.
4. Адаменко А. И., Несимметричные асинхронные машины, Изд-во АН УССР, 1962.
5. Садовский И. М., Общая формула э. д. с. электрической машины, «Электричество», 1947, № 1.
6. Садовский И. М., Электродинамика коллекторных электрических машин, «Электричество», 1949, № 4.

[8.7.1969]



К расчету механической характеристики гистерезисного электродвигателя, работающего при несимметричном питании

Инж. Н. А. МУЗЫКА и канд. техн. наук Ю. А. МУЗЫКА

Саратов

Несимметрия питания, а также асимметрия обмоток и магнитной цепи чаще всего встречаются при конденсаторном исполнении гистерезисных двигателей (ГД). Вследствие нелинейности и гистерезиса магнитно-твердого материала ротора в случае эллиптических полей затруднительно использовать для исследования и расчета механической характеристики методы симметричных составляющих и вращающихся в разные стороны полей, так как неприменим принцип суперпозиции. Учитывая, что вращающийся момент возникает в результате взаимодействия пространственных полей ротора и статора, и величина его определяется амплитудами напряженности поля ротора $H_p(\alpha)$, индукции в роторе $B_p(\alpha)$ и углом сдвига между ними [Л. 1], его проще находить по характеристикам суммарного поля:

$$M = p \frac{V_p}{8\pi^2} B_{рез} H_{рез} \sin \gamma_{рез}. \quad (1)$$

Задача состоит в получении зависимостей $\bar{B}_{рез}$, $\bar{H}_{рез}$ и $\gamma_{рез}$ от коэффициента эллиптичности $K_{эл}$, скольжения s и временных параметров петли гистерезиса. Положение и величина вектора индукции суммарного поля однозначно определяется фазой и величиной пульсирующих э. д. с. обмоток. Если в качестве коэффициента эллиптичности поля $K_{эл}$ принять отношение максимальной и минимальной амплитуд вращающейся волны индукции, то при условии косинусоидального закона ее распределение относительно каждой из двух фаз симметричной обмотки статора $\bar{B}_{рез}$ в пространственно-временных координатах характеризуется следующими уравнениями [Л. 2]:

$$\dot{B}_1 = B_{m\delta} \cos \alpha_{ст} \cos(\omega t - \beta); \quad (2)$$

$$\dot{B}_2 = B_{m\delta} K_{эл} \cos\left(\alpha_{ст} - \frac{\pi}{2}\right) \cos\left(\omega t - \frac{\pi}{2} - \beta\right), \quad (3)$$

где $B_{m\delta}$ — амплитуда пульсирующей индукции главной фазы в воздушном зазоре (главной фазой следует называть ту обмотку, в которой при данной скорости двигателя выше э. д. с. на виток); $\alpha_{ст}$ — пространственный угол расточки статора, эл. град; ωt — временный угол пульсирующей индукции; $K_{эл}$ — коэффициент эллиптичности поля; β — начальный фазовый сдвиг пульсирующей индукции каждой из фаз.

Выражение для результирующей индукции в роторе $\dot{B}_{p\alpha}$ в системе координат, связанной с вращающимся со скоростью $(1-s)\omega$ ротором, имеет следующий вид:

$$\dot{B}_{p\alpha} = B_m \{ \cos[(1-s)\omega t + \alpha] \cos(\omega t - \beta) + K_{эл} \sin[(1-s)\omega t + \alpha] \sin(\omega t - \beta) \}, \quad (4)$$

где B_m — максимальная амплитуда индукции в роторе;

s — скольжение ротора;

α — пространственный угол, определяющий положение элемента на полюсном делении ротора, эл. град.

После тригонометрических упрощений получим:

$$\dot{B}_{p\alpha} = B_m \left\{ \frac{1+K_{эл}}{2} \cos(\omega t - \beta - \alpha) + \frac{1-K_{эл}}{2} \cos[(2-s)\omega t - \beta + \alpha] \right\}. \quad (5)$$

Амплитуду и фазу результирующей индукции в роторе для момента времени, заданного углом β , можно рассчитать из (4) при условии $t=0$

$$\begin{aligned} \dot{B}_{p\alpha 0} &= B_m (\cos \alpha \cos \beta - K_{эл} \sin \alpha \sin \beta) = \\ &= B_{рез\beta} \cos(\alpha + x), \end{aligned} \quad (6)$$

откуда

$$B_{рез\beta} = B_m \sqrt{\cos^2 \beta + K_{эл}^2 \sin^2 \beta}, \quad (7)$$

$$x = \arctg(K_{эл} \tg \beta). \quad (8)$$

Полагая, что усредненная за период времени амплитуда пространственной волны индукции результирующего поля соответствует $\beta = 45^\circ$, получим:

$$B_{рез} = 0,707 B_m \sqrt{1 + K_{эл}^2}. \quad (9)$$

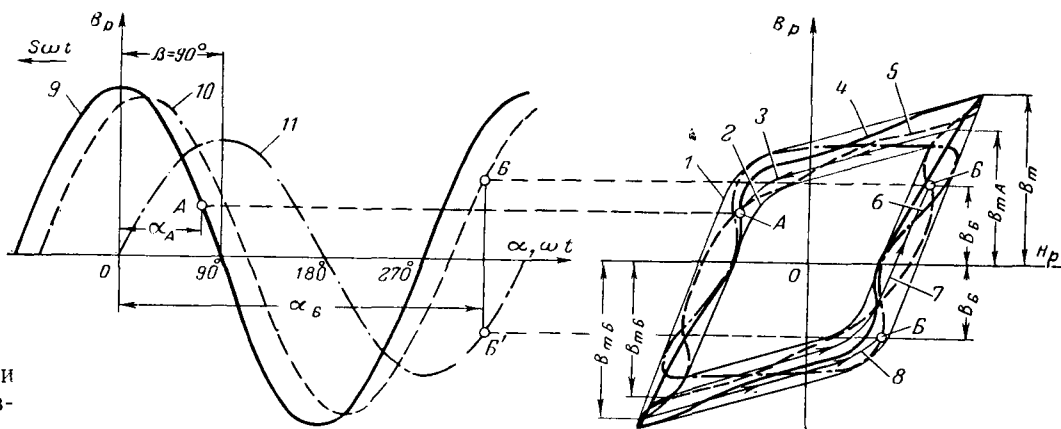
Значение индукции $B_{рез\beta}$ по (9) близко к величинам среднего за период значения $B_{рез}$, рассчитанным на ЭЦВМ по уравнению (6).

Напряженность суммарного магнитного поля $H_{рез}$ аналитически определить значительно трудней из-за многозначности характеристик материала ротора: одному значению индукции $B_{p\alpha}$, определенному по (5), может соответствовать ряд значений $H_{p\alpha}$, так как в зависимости от «предыстории» магнитного процесса взаимосвязь $H_p = f(B_p)$ может существовать не только в виде петли гистерезиса, но и ее циклов возврата.

Таким образом, задаваясь пространственной координатой α , необходимо с помощью уравнения (5) исследовать магнитные процессы в элементах ротора с целью нахождения их магнитного состояния (напряженности магнитного поля $H_{p\alpha}$). Перемагничивание элементов ротора в общем случае будет происходить по несимметричным циклам. Магнитное состояние элемента ротора может быть найдено по индукции $B_{\alpha 0}$ на такой петле гистерезиса, которая характеризуется индукцией в вершине, равной последнему во времени ее максимуму. Продиф-

Рис. 1. Пример построения петель распределения при $K_{эл}=0,7$; $s=1,0$; $s=0,5$.

1 и 2 — основная и минимальная петли перемагничивания; 3, 7 и 8 — промежуточные петли перемагничивания; 4, 5 и 6 — петли распределения; 9, 10 и 11 — кривые $\bar{B}_p(\alpha)$ соответственно при $\beta=0, 30$ и 90° .



ференцировав во времени уравнение (5) и приравняв к нулю $\frac{dB_{pz}}{dt}$, получим:

$$(1 + K_{эл}) s \sin(\omega t - \beta - \alpha) + (1 - K_{эл}) (2 - s) \sin[(2 - s)\omega t - \beta + \alpha] = 0. \quad (10)$$

Корни уравнения (10) при заданных углах α и β дают те значения времени ωt , при которых в рассматриваемом элементе пульсирующая индукция была максимальной (минимальной).

Уравнениями (5) и (10) полностью определяется магнитное состояние любого элемента ротора. По (5) при $\omega t=0$ строится кривая распределения индукции на полюсном делении $B_p(\alpha)$ в данный момент времени, а при $\omega t=\omega t_1$, являющемся корнем уравнения (10) при заданных α и β , из (5) находится индукция B_{α_1} в вершине той петли гистерезиса, по которой перемагничивается элемент ротора. В ряде случаев для более полного изучения хода магнитного процесса требуется определение также второго прошедшего максимума B_{α_2} при ωt_2 , являющемся вторым корнем уравнения (10).

На рис. 1 приведены примеры построения петель распределения, представляющих взаимосвязь между пространственными кривыми $\bar{B}_p(\alpha) = f[B_p(\alpha)]$, при скольжениях $s=1,0$ и $s=0,5$ двигателя с эллиптичностью поля $K_{эл}=0,7$. В момент пуска элементы ротора, находящиеся на большой оси эллипса, перемагничиваются с частотой сети по основной петле гистерезиса (кривая 1). Элементы ротора, сдвинутые на 90° эл. град, находятся на малой оси эллипса и перемагничиваются по малой петле гистерезиса (кривая 2). Все промежуточные элементы ротора перемагничиваются по каким-то средним петлям гистерезиса, вершины которых характеризуются амплитудами синусоид индукций соответствующих точек эллипса поля. Точка А соответствует магнитному состоянию элемента, который имеет индукцию B_A и перемагничивается по петле 3. Кривой 4 соединены магнитные состояния всех элементов полюсного деления ротора при $s=1,0$ и $\beta=0^\circ$. Кривыми 5 и 6 представлены петли распределения при скольжении $s=0,5$ и $K_{эл}=0,7$ в моменты времени, когда углы β соответственно равны 30 и 90° .

Построения производились следующим образом. Пусть элемент ротора с магнитными параметрами точки В расположен на полюсном делении под углом $\alpha_B=325^\circ$. Индукцию в нем, определенную из уравнения (5), при $\beta=0$ получим в виде $B_B=$

$=0,5 B_m$. Величина последнего ее минимума $B_{Bmin}=0,82 B_m$ определена также из (5) для момента времени, который удовлетворяет условию (10). Перемагничивание происходит по несимметричному циклу с минимальной индукцией в вершине $0,82 B_m$ (кривая 7). Этот же элемент ротора в момент времени, когда $\beta=0$, перемагничивается по несимметричному циклу с минимальной индукцией в вершине $0,95 B_m$ (кривая 8). Его магнитное состояние характеризуется точкой В'.

Пример построения петель распределения при появлении частных циклов в процессе перемагничивания приведен на рис. 2. Рассмотрен режим двигателя, имеющего $K_{эл}=\frac{B_{min}}{B_{max}}=0,7$; $s=0,1$ и $B_r/B_m=0,73$.

Для момента времени, когда фаза пульсирующей индукции $\beta=0^\circ$, распределение $\bar{B}_p(\alpha)$ при $t=0$ представлено кривой 4 на рис. 2. В элементе 1 при $\alpha=80^\circ$ эл. град величина индукции $B_{\alpha_0}=0,173 B_m$; пульсирующая индукция принимала в нем промежуточный максимум со значением $B_{\alpha_1}=0,242 B_m$. Установлено, что если алгебраически величина B_{α_1} превышает индукцию B_{α_0} , то магнитный процесс идет по кривой возврата, начинающейся от той точки основной петли гистерезиса, которая характеризуется вели-

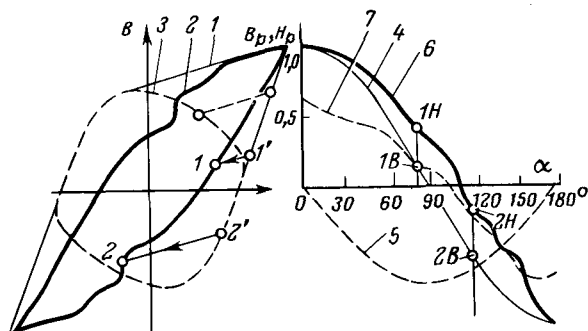


Рис. 2. К расчету эллиптических полей ГД при $K_{эл}=0,7$; $s=0,1$; $B_r/B_m=0,73$.

1 — основная петля гистерезиса; 2 и 3 — петли распределения соответственно при $\beta=0$ и 90° ; 4 и 5 — кривые $\bar{B}_p(\alpha)$; 6 и 7 — кривые распределения напряженности поля $\bar{H}_p(\alpha)$.

чиной B_{α_1} . В нашем случае процесс проходит по кривой возврата 1 — 1'.

В элементе 2 при $\alpha = 120$ эл. град с индукцией $B_{\alpha_0} = -0,5B_m$ пульсирующая индукция имела максимум со значением $B_{\alpha_1} = -0,309B_m$. Магнитный процесс проходит по кривой возврата, берущей начало от точки 2' петли гистерезиса, соответствующей значению индукции B_{α_2} .

В элементах 1 и 2 напряженности H_1 и H_2 магнитного поля ротора будут определяться при известных индукциях B_{α_1} и B_{α_2} по кривым возврата, а не по основной петле гистерезиса. Совокупность полученных таким же образом магнитных состояний рядом лежащих элементов всего полюсного деления представляет кривую $\bar{H}_p(\alpha)$ (кривая б). Петля распределения (кривая 2) дает взаимосвязь между H_p и B_p по полюсному делению. Такая же петля распределения, но для момента времени, когда фаза пульсирующей индукции $\beta = 90^\circ$, представлена кривой 3.

Анализ эллиптических полей построением петель распределения — задача трудоемкая. Поэтому для получения количественных результатов была использована цифровая вычислительная машина. При составлении программы использовалась замена реальных петель гистерезиса параллелограммами, как это сделано в [Л. 3]. Вторым допущением было то, что частные циклы принимались бестелесными и заменялись прямыми, параллельными участку $B_m B_r$ нисходящей ветви петли гистерезиса. Асимметричные циклы представлялись прямыми, отсекающими отрезки на осях B и H , уменьшенные в B_x/B_m раз по сравнению с B_r и H_c (B_x — значение прошедшего максимума волны индукции в элементе α).

На ЦВМ было получено решение уравнений (5) и (10) при заданных дискретно $K_{эл} = 0 \div 1,0$; $\beta = 0, 15, 30^\circ, \dots, 150, 165^\circ$; $\alpha = 0 \div 180^\circ$; $B_r/B_m = 0,65 \div 0,8$; $\omega t = 0$, а также ωt_1 и ωt_2 , соответствующих моментам времени при двух прошедших максимумах пульсирующей индукции в элементе α . Весь спектр значений B_{α_0} , B_{α_1} , B_{α_2} дает взаимосвязь между

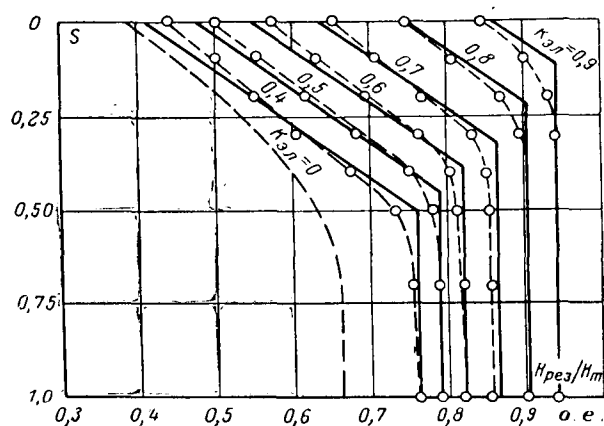


Рис. 3. Усредненная за период амплитуда 1-й гармонической составляющей напряженности поля ротора в функции от скольжения и коэффициента эллиптичности при $B_r/B_m = 0,7$. — — — — — рассчитано на ЦВМ; — — — — — рассчитано по (11).

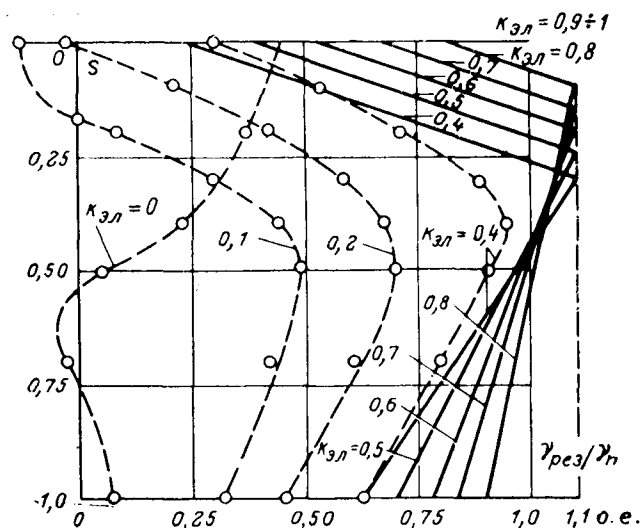


Рис. 4. Усредненные за период углы $\gamma_{рез}$ в функции от скольжения и коэффициента эллиптичности при $B_r/B_m = 0,7$. — — — — — рассчитано на ЦВМ; — — — — — рассчитано по (12) и (13).

временными процессами по расточке ротора и позволяет построить петли распределения и пространственные кривые напряженности результирующего поля в роторе для всего реального диапазона значений $K_{эл}$, s при разной выпуклости петли гистерезиса.

Программа предусматривала окончательный расчет $\bar{H}_p(\alpha)$ с выделением 1-й гармонической составляющей напряженности поля. Поэтому промежуточных построений петель распределений не требовалось. В зависимости от принятых значений углов β в различные моменты временного интервала значения $H_1(\alpha)$ и γ_β существенно отличаются. Усредненные за период времени $H_{рез}$ и $\gamma_{рез}$ рассчитывались не путем вычисления среднеарифметической их величины, а через средние значения произведений $H_{1m} \sin \gamma_\beta$, $H_{1m} \cos \gamma_\beta$:

$$\gamma_{рез} = \arctg \frac{\sum H_{1m} \sin \gamma_\beta}{\sum H_{1m} \cos \gamma_\beta}, \quad H_{рез} = \frac{\sum_{\beta=0}^{\beta_t=165^\circ} H_{1m} \sin \gamma_\beta}{i \sin \gamma_{рез}}.$$

Такая методика вызвана тем, что произведения $\sum H_{1m} \sin \gamma_\beta$ и $\sum H_{1m} \cos \gamma_\beta$ несут более точную информацию о моменте и параметрах схемы замещения ГД при несимметричном питании, чем величины γ_β и H_{1m} . Определение угла $\gamma_{рез}$ и $H_{рез}$ по их среднеарифметическим значениям за период может привести к значительным погрешностям вследствие несоответствия характера изменения угла γ_β и функций $\sin \gamma_\beta$ и $\cos \gamma_\beta$, особенно за пределами первого квадранта.

На рис. 3 и 4 в качестве примера приведены рассчитанные на ЦВМ и усредненные за период параметры петли распределения $H_{рез}(s)$, $\gamma_{рез}(s)$ в зависимости от коэффициента эллиптичности поля $K_{эл}$ при выпуклости петли перемангнитывания, характеризующейся отношением $B_r/B_m = 0,7$. Зависимость $H_{рез}(s)$ от скольжения $s = 1,0$ до $s_{кр} \approx 1 - K_{эл}$

Параметры	$U_B/U_{ГД} = 56 \text{ в/80 в}$				$U_B/U_{ГД} = 40 \text{ в/80 в}$			
	0	1 000	2 400	3 000	0	1 000	2 400	3 000
$n, \text{ об/мин}$	0,605	0,68	0,71	0,84	0,426	0,5	0,625	0,75
$K_{эл} = E_B/E_{ГД}$	0,82	0,855	0,79	0,85	0,77	0,79	0,7	0,7
$H_{рез}/H_m \text{ по (11)}$	$34^\circ 12'$	$39^\circ 36'$	$46^\circ 10'$	$39^\circ 18'$	$26^\circ 50'$	$37^\circ 30'$	45°	32°
$\gamma_{рез} \text{ по (12), (13), эл.град}$	340	392	437	382	244	324	350	264
$M_{расч} \text{ по (1), Гсм}$	336	370	430	375	260	300	353	283
$M_{опыт}, \text{ Гсм}$								

представлена прямыми $H_{рез} = 0,707 H_m \sqrt{1 + K_{эл}^2}$, параллельными оси s . Постоянство $H_{рез}$ на малых скоростях двигателя вполне согласуется с характером изменения петлей распределения. По рис. 1 видно, что все петли распределения расположены между наибольшей и наименьшей петлями гистерезиса, характеризующимися индукциями B_m и $K_{эл} B_m$, и при разных скольжениях отличаются лишь своей формой (кривые 4, 5 и 6 на рис. 1). В соответствии с решением эллиптических полей на ЦВМ для расчета $H_{рез}$ в общем случае можно рекомендовать следующее выражение:

$$H_{рез} = H_m [1 - (1 - K_{эл}^2 - s) B_r/B_m] \leq 0,707 H_m \sqrt{1 + K_{эл}^2}. \quad (11)$$

В случае невыполнения неравенства принимать $H_{рез} = 0,707 H_m \sqrt{1 + K_{эл}^2}$. Исследованиями установлено, что по мере разгона двигателя наблюдается одновременно два процесса: расширение минимальной петли перемагничивания и уменьшение $H_{ао}$ вследствие выхода процессов на кривые возврата. Именно этим следует объяснить V-образный характер зависимости пространственных углов $\gamma_{рез}$ от скольжения.

Результаты расчетов углов $\gamma_{рез}$ на ЦВМ аналитически могут быть записаны с помощью следующих уравнений:

а) при $s > \frac{1 - K_{эл}}{2}$

$$\gamma_{рез} = \gamma_n \left[\sqrt{K_{эл}} + \frac{2(1-s)(1,1 - \sqrt{K_{эл}})}{1 + K_{эл}} \right]; \quad (12)$$

б) для $s < \frac{1 - K_{эл}}{2}$

$$\gamma_{рез} = \gamma_n \left[1,1 - \frac{1 - K_{эл} - 2s}{B_r/B_m} \right]. \quad (13)$$

В диапазоне $K_{эл} = 0,4 \div 0,8$ эти формулы дают достаточно точное представление об изменении углов $\gamma_{рез}$. Для $K_{эл} = 0,8 \div 1,0$ при расчетах проще принимать $\gamma_{рез} = \gamma_n$ на весь асинхронный режим двигателя. Для $K_{эл} \leq 0,4$ в связи с большим разбросом кривых $\gamma_{рез}(s)$ трудно рекомендовать какие-либо аналитические выражения для расчета, однако режимы с $K_{эл} \leq 0,4$ встречаются в практике редко.

Уравнениями (9) и (11) ÷ (13) полностью определяются параметры результирующего поля в ро-

торе, позволяющие рассчитывать по (1) механическую характеристику, несимметричного ГД.

Предлагаемые уравнения проверены на макетах ГД, а также при поверочных расчетах различных режимов конденсаторных двигателей. В таблице приведены величины расчетных и экспериментальных моментов одного из макетных двигателей, работающего при несимметричных напряжениях на обмотках.

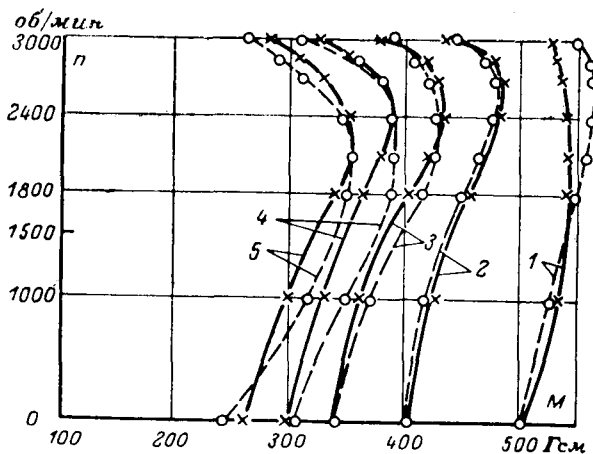


Рис. 5. Механические характеристики двухфазного ГД при несимметричном питании; кривые 1—5 соответствуют $U_B/U_{ГД}$: 0,8; 0,7; 0,6; 0,5.

----- расчет; ——— эксперимент.

Механические характеристики 3 и 5 на рис. 5 построены по данным таблицы.

При ориентировочной оценке момента можно считать, что развиваемый двигателем в точке короткого замыкания момент уменьшается пропорционально $K_{эл}$. На подсинхронных скоростях величина момента существенно зависит от выпуклости петли гистерезиса. При правильно заданной выпуклости петли гистерезиса по крутизне кривых возврата B_r/B_m погрешность расчета момента при разных коэффициентах эллиптичности поля и скоростях двигателя не превышает 20%.

Литература

- Музыка Н. А. и Музыка Ю. А., О влиянии зубцов на пусковые характеристики гистерезисного электродвигателя, «Электротехника», 1969, № 5.
- Делекторский Б. А. и др., Гистерезисный двигатель при несимметричном питании, Доклады научно-технической конференции МЭИ, подсекция проблемной лаборатории по постоянным магнитам, 1967.
- Copeland M. A., Slemmon G. R., Theory of Hysteresis Motor, IEEE Power Apparatus Systems, april, june, 1963.

[2.3.1969]



О коммутации в регулируемом электродвигателе при изменении тока якоря

Канд. техн. наук, доц. В. Л. АНХИМЮК и канд. техн. наук, доц. О. П. ИЛЬИН

Минск

При проектировании современных автоматизированных электроприводов обычно стремятся к увеличению быстродействия системы регулирования. Это приводит к повышению скорости изменения тока двигателя (di/dt) при задающих и возмущающих воздействиях. Чрезмерное увеличение di/dt может вызвать нарушение коммутации, так как вследствие вихревых токов в дополнительных полюсах машины магнитный поток, создающий коммутирующую э. д. с., отстает от тока якоря. Большинство работ, рассматривающих вопросы коммутации при изменении тока якоря [Л. 1—3] ограничивается рассмотрением случаев, когда электродвигатель работает при номинальной либо повышенной скорости вращения.

В настоящей статье анализируется влияние изменения тока якоря на процесс коммутации при регулировании скорости вращения электродвигателя вниз от основной. Эквивалентная схема контура коммутации (рис. 1) построена при условии, что ширина щетки равна ширине коллекторной пластины и толщина изоляции между пластинами бесконечно мала. На этом рисунке через r и L обозначены сопротивление и индуктивность коммутируемой секции, а через r_1 и r_2 — переходные сопротивления сбегающего и набегающего краев щетки. Коммутируемый контур подключен к эквивалентным генераторам тока ΓT_1 и ΓT_2 , изображающим две параллельные ветви якорной обмотки и источник питания двигателя. Вследствие симметрии обмотки оба генератора тока посылают в контур одинаковые токи i_a , равные половине тока якоря i . Если пренебречь влиянием сопротивления коммутируемой секции [Л. 4], то можно написать:

$$-e_k = L \frac{di_k}{dt} + (i_k + i_a) r_1 + (i_k - i_a) r_2, \quad (1)$$

где e_k — коммутирующая э. д. с., создаваемая потоком дополнительных полюсов.

Введем в уравнение (1) относительное значение времени $\vartheta = \frac{t}{T}$, где T — период коммутации. Обозначив $\frac{L}{T}$ через L^* , получим:

$$\frac{di_k}{d\vartheta} + \frac{r_1 + r_2}{L^*} i_k = -\frac{e_k}{L^*} + \frac{r_2 - r_1}{L^*} i_a. \quad (2)$$

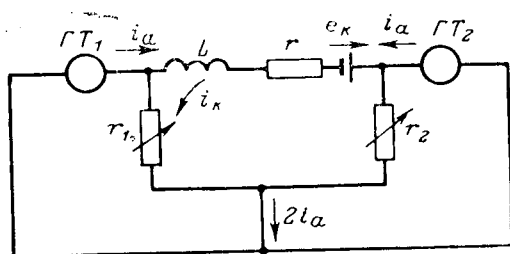


Рис. 1. Эквивалентная схема контура коммутации.

Примем переходные сопротивления r_1 и r_2 обратно пропорциональными площади соприкосновения набегающей и сбегающей пластин коллектора со щеткой [Л. 5]. Тогда

$$\left. \begin{aligned} r_1 &= \frac{r_0}{1 - \vartheta}; \\ r_2 &= \frac{r_0}{\vartheta}; \end{aligned} \right\} \quad (3)$$

где r_0 — сопротивление щеточного контакта с одной пластиной, полностью прилегающей к щетке.

Для упрощения анализа примем, что ток якоря в период коммутации изменяется по прямолинейному закону

$$i_a = I_{a0} + k_i t, \quad (4)$$

где I_{a0} — начальное значение тока параллельной ветви;

k_i — коэффициент пропорциональности.

Разделив уравнение (4) на номинальный ток параллельной цепи якоря $I_{ан}$, получим:

$$i_a^* = I_{a0}^* + k t = I_{a0}^* + k T \vartheta. \quad (5)$$

Магнитный поток дополнительных полюсов приближенно определяется по уравнению:

$$\varphi + T_b \frac{d\varphi}{dt} = \Phi_0 + k_\Phi k_i t, \quad (6)$$

где φ — текущее значение магнитного потока; Φ_0 — установившееся значение потока, соответствующее току I_{a0} ; T_b — постоянная времени контура вихревых токов; k_Φ — коэффициент пропорциональности между магнитным потоком дополнительных полюсов и током i_a .

В относительных единицах ($\varphi^* = \varphi/\Phi_n$, $T_b^* = T_b/T$) получим:

$$\varphi^* + T_b^* \frac{d\varphi^*}{d\vartheta} = I_{a0}^* + k T \vartheta. \quad (7)$$

Приняв скорость электродвигателя за время коммутации неизменной, можем записать:

$$e_k = k_e \frac{\varphi}{T},$$

где $k_e = \text{const}$, или в относительных единицах

$$e_k^* = \frac{e_k}{E_{к.н}} = \frac{\varphi^*}{D}, \quad (8)$$

где $D = \frac{T}{T_n} = \frac{n_n}{n}$ — отношение номинальной скорости вращения двигателя к действительной (диапазон регулирования); $E_{к.н}$ — номинальное значение коммутирующей э. д. с., получаемое в случае прямолинейной коммутации при номинальной скорости и номинальном токе якоря.

Решив уравнение (7) с учетом выражения (8), найдем:

$$e_{\kappa}^* = \frac{1}{D} \left[I_{a0}^* - \frac{k}{\beta} + kT\vartheta - \left(I_{a0}^* - \frac{k}{\beta} - \varphi_{*0}^* \right) e^{-\beta T\vartheta} \right], \quad (9)$$

где $\beta = \frac{1}{T_b}$; φ_{*0}^* — относительное значение потока дополнительных полюсов при $\vartheta=0$.

Выразив уравнение (2) в относительных единицах и используя соотношения (3), (5) и (6), получим:

$$\frac{di_{\kappa}^*}{d\vartheta} + \frac{\alpha}{\vartheta(1-\vartheta)} i_{\kappa}^* = f_1 - f_2, \quad (10)$$

где $i_{\kappa}^* = i_{\kappa}/I_{aH}$ — относительное значение тока коммутируемой секции; $\alpha = T/T_{\kappa}$; $T_{\kappa} = L/r_0$ — постоянная времени коммутируемого контура

$$f_1 = \alpha \frac{1-2\vartheta}{\vartheta(1-\vartheta)} (I_{a0}^* + kT\vartheta); \quad (11)$$

$$f_2 = 2 \left[I_{a0}^* - \frac{k}{\beta} + kT\vartheta - \left(I_{a0}^* - \frac{k}{\beta} - \varphi_{*0}^* \right) e^{-\beta T\vartheta} \right]. \quad (12)$$

Решение дифференциального уравнения (10) может быть записано в таком виде:

$$i_{\kappa}^* = \left(\frac{1-\vartheta}{\vartheta} \right)^{\alpha} \int_0^{\vartheta} (f_1 - f_2) \left(\frac{\vartheta}{1-\vartheta} \right)^{\alpha} d\vartheta. \quad (13)$$

Вычислив по уравнению (13) значение тока i_{κ}^* , можно определить падение напряжения под сбегющим краем щетки:

$$u = (i_a + i_{\kappa}) \frac{r_0}{1-\vartheta}. \quad (14)$$

В относительных единицах это выражение с учетом равенства (5) будет иметь следующий вид:

$$u^* = \frac{i_{\kappa}^* + I_{a0}^* + kT\vartheta}{1-\vartheta}. \quad (15)$$

Известно, что уравнения (13) и (15) справедливы до тех пор, пока падение напряжения $u < 25$ в [Л. 6]. Когда напряжение u становится равным 25 в, оно остается в дальнейшем до конца периода коммутации неизменным. При этом

$$-e_{\kappa} = L \frac{di}{dt} + u + (i_{\kappa} - i_a) r_2. \quad (16)$$

Уравнение (16) можно привести к такому виду:

$$\frac{di_{\kappa}^*}{d\vartheta} + \alpha \frac{i_{\kappa}^*}{\vartheta} = -\frac{e_{\kappa}}{L^* I_{aH}} - \frac{u}{L^* I_{aH}} + \alpha \frac{i_a^*}{\vartheta}. \quad (17)$$

Решение этого уравнения аналогично формуле (15)

$$i_{\kappa}^* = \vartheta^{-\alpha} \int_{\vartheta_0}^{\vartheta} (f_{10} - f_2 - u^*) \vartheta^{\alpha} d\vartheta, \quad (18)$$

где ϑ_0 — относительное значение времени в момент, когда падение напряжения u становится равным 25 в;

$$f_{10} = \alpha I_{a0}^* \frac{1 + kT\vartheta}{\vartheta}. \quad (19)$$

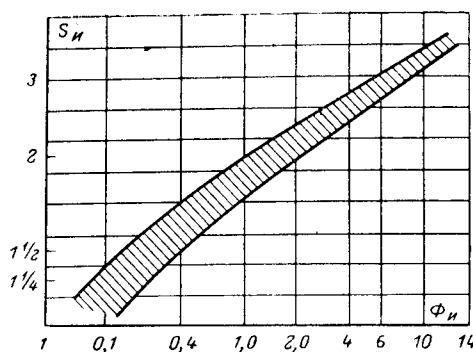


Рис. 2. Зависимость степени искрения S_H от фактора искрения Φ_H .

Качество коммутации удобно оценивать с помощью фактора искрения [Л. 7]

$$\Phi_H = \frac{c}{lT} \left(\frac{40}{D_{\kappa}} \right)^{1,5} A. \quad (20)$$

В этой формуле $c=1$ для петлевой обмотки и волновой с полным комплектом щеток; $c=2$ — для волновой обмотки с одним комплектом щеток; l — длина щеток одного щеткодержателя; D_{κ} — диаметр коллектора, см; T — период коммутации; A — электромагнитная энергия контура в конце коммутации

$$A = \frac{L_i^* I_{aH}^2}{2}; \quad (21)$$

$i_{*p} = I_{a1}^* - i_{\kappa1}^*$ — относительное значение разрываемого тока, равное разности относительных величин тока якоря и коммутируемой секции в конце коммутации (при $\vartheta=1$).

Пользуясь полученными выражениями (13), (15), (18), (20) и (21), можно для конкретного типа электродвигателя определить величину фактора искрения и затем по графикам, изображенным на рис. 2, установить степень искрения для различных значений k и α . Расчеты, выполненные по приведенной методике, показывают, что

процесс коммутации при заданной величине тока якоря в конце периода коммутации зависит как от скорости вращения электродвигателя, определяющей значение α , так и от скорости изменения тока якоря (т. е. от k). Однако влияние α оказывается значительно больше влияния k ;

при уменьшении скорости двигателя в диапазоне $D \geq 5$ при любом, практически достижимом значении k , можно получить удовлетворительное качество коммутации.

На основании изложенного можно сделать вывод, что систему автоматического регулирования электропривода с широким диапазоном изменения скорости целесообразно выполнять перенастраиваемой. При высоких скоростях электродвигателя быстроедействие системы должно быть ограничено по условиям коммутации, а при низких скоростях это ограничение не имеет значения.

Приложение. В качестве примера рассмотрим условия коммутации для электродвигателя типа ПН45 (4,2 кВт, 220 в, $n_H=1500$ об/мин, 22,6 а) при различных n и k . При этом во всех случаях будем считать, что до резкого увеличения нагрузки ток якоря электродвигателя равен нулю, а к концу

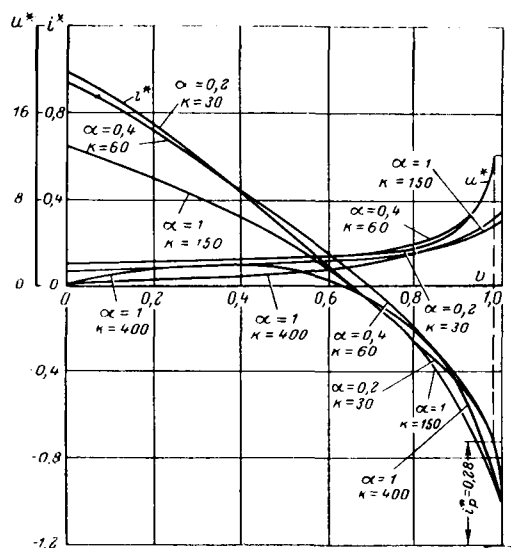


Рис. 3. Графики изменения тока коммутруемой секции и падения напряжения под сбегающим концом щетки в функции времени.

периода коммутации становится равным номинальному. Тогда ток параллельной ветви якоря в момент начала коммутации ($\vartheta=0$) будет равен:

$$I^*_{a0} = 1 - kT = kt_0,$$

где t_0 — время, прошедшее с момента резкого увеличения нагрузки.

Величина φ^*_{θ} определяется по формуле:

$$\varphi^*_{\theta} = -\frac{k}{\beta} + kt_0 + \frac{k}{\beta} e^{-\beta t_0},$$

Для указанного двигателя: $D_R=12,7$ см, $l=4,8$ см, $c=1$, $L=0,00024$ гн, $T_R=0,001$ сек, $T_B=0,01$ сек, число коллекторных пластин $N=84$.

На рис. 3 приведены графики изменения тока коммутруемой секции и падения напряжения под сбегающим концом щетки, построенные по формулам (13), (15) и (18). По этим графикам определены значения разрывного тока i^*_p . По формуле (20) вычислены величины фактора искрения, на основании которых по зависимостям, изображенным на рис. 2, получены значения степени искрения S_{θ} по шкале ГОСТ 183-55. Результаты расчета приведены в таблице.

n	α	$[I^*_H/\text{сек}]$	I^*_{a0}	φ^*_{θ}	i^*_p	Φ_{θ}	S_{θ}
n_H	0,2	30	0,985	0,696	0,28	1,2	<2
$0,5 n_H$	0,4	60	0,94	0,466	0,28	1,2	<2
$0,2 n_H$	1,0	150	0,625	0,114	0	0	1
$0,2 n_H$	1,0	400	0	0	0	0	1

Литература

1. Ермолин Н. П., Коммутация машин постоянного тока при кратковременных перегрузках, «Электричество», 1947, № 6.
2. Яковенко В. А., Расчет нарастания коммутационного потока при толчкообразных нагрузках, «Электричество», 1960, № 5.
3. Агеев И. З., Условия коммутации машин с широким диапазоном скоростей, «Электричество», 1960, № 12.
4. Карасев М. Ф., Коммутация машин постоянного тока, Госэнергоиздат, 1955.
5. Вегнер О. Г., Теория и практика коммутации постоянного тока, Госэнергоиздат, 1961.
6. Костенко М. П., Электрические машины, Специальная часть, Госэнергоиздат, 1949.
7. Иоффе А. Б., Тяговые электрические машины, Госэнергоиздат, 1957.

[19.5.1969]



УДК 621.3.018.782.3:621.3.014.7

Уравнения волновых процессов при замыканиях на землю в электрических машинах

Доктор техн. наук, проф. З. Г. КАГАНОВ

СибНИИЭ

Однофазные замыкания на землю в обмотках электрических машин сопровождаются сложными переходными процессами, которые можно условно разделить на следующие стадии:

Скачкообразное снижение напряжения, вызывающее разрядку емкости смежных участков обмотки (доли мксек). При наличии в обмотке не только поперечных, но и продольных емкостей, в ней возникает первоначальное распределение напряжения.

Распространение в обе стороны от точки замыкания волн снижения напряжения и увеличение тока замыкания (десятки и сотни мксек).

Возникновение колебаний средней частоты (колебательный контур состоит из индуктивностей и емкостей обмоток, шин, кабелей и аппаратов, тысячные и сотые доли сек).

Установление тока замыкания на землю (несколько периодов 50 гц).

Кроме указанных, при однофазных замыканиях возможны и другие переходные процессы. В настоящей статье анализируются лишь первые две стадии.

При полном металлическом замыкании волновые процессы происходят независимо справа и слева от точки замыкания. Обозначим длину всей обмотки l_1 , а рассматриваемого участка — l . За время волновой стадии однофазного замыкания (100—150 мксек) напряжение или э. д. с. с частотой 50 гц относительно земли, распределенное вдоль обмотки, можно считать квазипостоянным. Значение рабочего напряжения $U_p(l)$ в момент замыкания ($t=0$) задается.

Снижение напряжения при однофазном замыкании можно описать, подавая в точку замыкания ($x=l$) отрицательную волну напряжения

$$u_{\text{в}}(l, t) = -U_l(e^{-\alpha t} - e^{-\beta t}), \quad (1)$$

где

$$U_l = u_{\text{р}}(l), \quad (2)$$

α, β — заданные постоянные.

Напряжение в точке замыкания можно представить суммой двух составляющих:

$$u(l, t) = u_{\text{р}}(l) + u_{\text{в}}(l, t) = U_l(1 - e^{-\alpha t}) + U_l e^{-\beta t} = u_1(l, t) + u_2(l, t). \quad (3)$$

Решение ищем методом суперпозиций — отдельно для воздействий волн $u_1(l, t)$ и $u_2(l, t)$. Для второй волны можно воспользоваться известным решением $u_2(x, t)$ по [Л. 1]. Для первой волны нужно искать свое решение — $u_1(x, t)$.

Общее решение

$$u(x, t) = u_1(x, t) + u_2(x, t). \quad (4)$$

Будем рассматривать три режима конца обмотки — изолированный, глухозаземленный и заземленный через активное сопротивление $R_{\text{н}}$. Граничные и начальные условия решения, а также уравнения первоначального распределения приведены в таблице. Там же дано распределение рабочего напряжения вдоль обмотки $u_{\text{р}}(x)$.

При предельных переходах для глухозаземленного или изолированного конца обмотки ($R_{\text{н}}=0$ или $R_{\text{н}}=\infty$) необходимо в начальных условиях вводить соответствующие им распределения $u_{\text{р}}(x)$.

Схема замещения обмотки при волновых процессах представляет [Л. 2] однородную цепочку Π -образных звеньев вида $\frac{Y}{2} - |Z - \frac{Y}{2}$, где двухполюсники Y

образованы элементами G и C , а Z — элементами L, r, K . Все элементы, входящие в каждый из двух-

полюсников Y и Z , соединены параллельно. Здесь G — активная проводимость, эквивалентная диэлектрическим потерям в изоляции, $1/\text{ом} \cdot \text{м}$; C — емкость относительно корпуса, ф/м ; L — эффективная индуктивность обмотки, гн/м ; r — активное сопротивление, эквивалентное потерям на вихревые токи в стали, ом/м ; K — продольная емкость обмотки, $\text{ф} \cdot \text{м}$. Для мощных машин (генераторов) $K=0$. Кроме того, для генераторов в каждое элементарное Π -звено последовательно с двухполюсником включается э. д. с. на единицу длины e , в/м .

Для пассивной схемы замещения (обмотки двигателя) уравнение волнового напряжения однородное [Л. 1]

$$D[u(x, t)] = 0. \quad (5)$$

Для активной схемы замещения (обмотки генератора) уравнение волнового напряжения неоднородное с правой частью, содержащей функции распределенной э. д. с. [Л. 2]

$$D[u(x, t)] = F[e(x, t)], \quad (6)$$

где D и F — дифференциальные операторы вида:

$$F = \frac{\partial}{\partial x} \left(K \frac{\partial^2}{\partial t^2} + g \frac{\partial}{\partial t} + \Gamma \right); \quad (7)$$

$$D = (F) - \frac{\partial}{\partial t} \left(C \frac{\partial}{\partial t} + G \right), \quad (8)$$

где

$$g = \frac{1}{r}; \quad \Gamma = \frac{1}{L};$$

$u = u(x, t)$ — волновое напряжение при замыкании;

$e = e(x, t)$ — э. д. с. 50 гц , распределенная вдоль фазовой обмотки по закону

$$e(x, t) \approx E_m \frac{x}{l} \sin(\omega_{\text{р}} t + \psi_0), \quad (9)$$

где $\omega_{\text{р}} = 314 \text{ 1/сек}$; ψ_0 — начальная фаза э. д. с. в момент замыкания ($t=0$).

Режим конца цепи	Граничные условия			Начальные условия		Распределение рабочего напряжения
	$x=l$	$x=0$		(1)	(2)	
Изолированный	$u_1(l, t) = U_l (1 - e^{-\alpha t})$	$\frac{\partial u_1(0, t)}{\partial x} = 0$	$\frac{C}{\gamma^2} = \frac{C}{K}$ $\frac{\partial^2 u(x, 0)}{\partial x^2 \partial t} = \gamma^2 \frac{\partial u(x, 0)}{\partial t} = \gamma^2 \frac{\partial}{\partial t} (u_1(x, 0) + u_2(x, 0))$	$u_1(x, 0) = U_l \left[1 - \frac{\text{ch } \gamma x}{\text{ch } \gamma l} \right]$	$u_{\text{p}}(x) = U_l = \text{const}$	
	$u_2(l, t) = U_l e^{-\beta t}$	$\frac{\partial u_2(0, t)}{\partial x} = 0$		$u_2(x, 0) = U_l \frac{\text{ch } \gamma x}{\text{ch } \gamma l}$	—	
Глухозаземленный	$u_1(l, t)$	$u_1(0, t) = 0$		$u_1(x, 0) = U_l \left[\frac{x}{l} - \frac{\text{sh } \gamma x}{\text{sh } \gamma l} \right]$	$u_{\text{p}}(x) = U_l \frac{x}{l}$	
	$u_2(l, t)$	$u_2(0, t) = 0$		$u_2(x, 0) = U_l \frac{\text{sh } \gamma x}{\text{sh } \gamma l}$	—	
Заземленный через активное сопротивление R_{H}	$u_1(l, t)$	$u_1(0, t) = R_{\text{H}} i_1(0, t)$		$u_1(x, 0) = U_l \left[\frac{x}{l} - \frac{a \text{ch } \gamma x - \text{sh } \gamma x}{a \text{ch } \gamma l - \text{sh } \gamma l} \right]$ $a = \alpha \gamma K R_{\text{H}}$	$u_{\text{p}}(x) = U_l \frac{x}{l}$	
	$u_2(l, t)$	$u_2(0, t) = R_{\text{H}} i_2(0, t)$		$u_2(x, 0) = U_l \left[\frac{b \text{ch } \gamma x - \text{sh } \gamma x}{b \text{ch } \gamma l - \text{sh } \gamma l} \right]$ $b = \beta \gamma K R_{\text{H}}$	—	

На основании (9) $F[e(x, t)] \approx 0$, но решения (5) и (6) различны, как как начальные и граничные условия при однофазном замыкании в двигателях и генераторах не тождественны.

Решение уравнения (5) производится методами, изложенными в [Л. 1 и 2]. Для изолированного конца цепи оно имеет вид:

$$u(x, t) = u_1(x, t) + u_2(x, t) = U_l [1 - (e^{-\alpha t} - e^{-\beta t})] + \\ + U_l \sum_{n=1, 3, 5, \dots}^{\infty} \frac{\sin v_n l}{v_n l} \left\{ \left[A'_n \frac{\sin v_n (x + v_n t)}{\omega_n} - \right. \right. \\ \left. \left. - A''_n \cos v_n (x + v_n t) - A'_n \frac{\sin v_n (x - v_n t)}{\omega_n} - \right. \right. \\ \left. \left. - A''_n \cos v_n (x - v_n t) \right] e^{-\sigma_n t} + 2M_n(t) \cos v_n x \right\};$$

для глухозаземленного

$$(x, t) = u_1(x, t) + u_2(x, t) = U_l [1 - (e^{-\alpha t} - e^{-\beta t})] \frac{x}{l} + \\ + U_l \sum_{n=1, 2, 3, \dots}^{\infty} \frac{\cos v_n l}{v_n l} \left\{ \left[A''_n \sin v_n (x + v_n t) + \right. \right. \\ \left. \left. + A'_n \frac{\cos v_n (x + v_n t)}{\omega_n} + A''_n \sin v_n (x - v_n t) - \right. \right. \\ \left. \left. - A'_n \frac{\cos v_n (x - v_n t)}{\omega_n} \right] e^{-\sigma_n t} - 2M_n(t) \sin v_n x \right\},$$

где

$$\sigma_n = \frac{1}{2} \frac{G + v_n^2 g}{C + v_n^2 K}; \quad \Omega_n^2 = \sigma_n^2 - \frac{v_n^2 \Gamma}{C + v_n^2 K}; \quad \omega_n = j\Omega_n;$$

$$v_n = v_n^0 = \frac{\pi n}{2l} \text{ — при изолированном конце;}$$

$$v_n = v_n^k = \frac{\pi n}{l} \text{ — при глухозаземленном конце;}$$

$$Q_n(-\alpha) = [(C + v_n^2 K) \alpha^2 - (G + v_n^2 g) \alpha + v_n^2 \Gamma];$$

$Q_n(-\beta)$ — аналогично с заменой α на β ;

$$v_n = \frac{\omega_n}{v_n} = \sqrt{\frac{\Gamma}{C + v_n^2 K} - \frac{(G + v_n^2 g)^2}{4v_n^2 (C + v_n^2 K)^2}};$$

$$A'_n = \left[\alpha \frac{\alpha C - G}{Q_n(-\alpha)} (\alpha - \sigma_n) - \beta \frac{\beta C - G}{Q_n(-\beta)} (\beta - \sigma_n) + \right. \\ \left. + (\beta - \alpha) \frac{\gamma^2}{\gamma^2 + v_n^2} \right];$$

$$A''_n = \left[\alpha \frac{\alpha C - G}{Q_n(-\alpha)} - \beta \frac{\beta C - G}{Q_n(-\beta)} \right],$$

$$M_n(t) = \left[\alpha \frac{\alpha C - G}{Q_n(-\alpha)} e^{-\alpha t} - \beta \frac{\beta C - G}{Q_n(-\beta)} e^{-\beta t} \right].$$

Для конца цепи, заземленного через активное сопротивление R_n , напряжения находятся методом,

изложенным в [Л. 3]. Ниже приведено решение, имеющее вид, удобный для программирования при расчетах однофазных замыканий в двигателях.

$$u(x, t) = u_1(x, t) + u_2(x, t) = U_l \left\{ [e^{-\beta t} \Omega_1(x, -\beta) - \right. \\ \left. - e^{-\alpha t} \Omega_1(x, -\alpha) - e^{-\mu t} \Omega_1(x, -\mu)] - \right. \\ \left. - R_n \left[\frac{-e^{-\mu t}}{l} \Omega_1(x, -\mu) + \frac{1}{p_1 - p_2} \left(\frac{1}{l} - A_0 + B_0 \right) \times \right. \right. \\ \left. \left. \times (p_1 e^{p_1 t} \Omega_2(x, p_1) - p_2 e^{p_2 t} \Omega_2(x, p_2)) - \right. \right. \\ \left. \left. - (A_0 - B_0) \sum_{m=0}^{\infty} \frac{\Xi_m^{(2)}(x)}{(m!)^2} t^m + \frac{1}{l} \sum_{m=0}^{\infty} \frac{\Xi_m^{(2)}(x)}{m!} \times \right. \right. \\ \left. \left. \times \sum_{k=0}^m \frac{(-\mu t)^k}{k! (-\mu)^m} - \frac{1}{p_1 - p_2} \left(\frac{1}{l} - A_0 + B_0 \right) \times \right. \right. \\ \left. \left. \times \sum_{m=0}^{\infty} \frac{\Xi_m^{(2)}(x)}{m!} \sum_{k=0}^m \frac{1}{k!} \left(\frac{(p_1 t)^k}{p_1^{m-1}} - \frac{(p_2 t)^k}{p_2^{m-1}} \right) \right] + \right. \\ \left. + \sum_{m=0}^{\infty} \frac{\Xi_m^{(1)}(x)}{m!} \sum_{k=1}^m \frac{1}{k!} \left[\frac{(-\mu t)^k}{(-\mu)^m} - \frac{(-\beta t)^k}{(-\beta)^m} + \right. \right. \\ \left. \left. + \frac{(-\alpha t)^k}{(-\alpha)^m} \right] + \frac{e^{-\mu t}}{l} x \right\},$$

$$\text{где } A_0 = \frac{\gamma}{\text{sh } \gamma l - \alpha \Gamma K R_n \text{ ch } \gamma l};$$

B_0 — аналогично с заменой α на β ;

$$\Omega_1(x, -\alpha) = \sum_{m=0}^{\infty} \frac{\Xi_m^{(1)}(x)}{m!} \frac{1}{(-\alpha)^m};$$

$\Omega_1(x, -\beta)$ — аналогично с заменой α на β ;

$\Omega_1(x, -\mu)$ — аналогично с заменой α на $\mu = \frac{G}{C}$;

$$\Omega_2(x, p_1) = \sum_{m=0}^{\infty} \frac{\Xi_m^{(2)}(x)}{m!} \frac{1}{(p_1)^m};$$

$\Omega_2(x, p_2)$ — аналогично с заменой p_1 на p_2 ;

$\Omega_2(x, -\mu)$ — аналогично с заменой p_1 на $(-\mu)$;

$$\Xi_m^{(1)}(x) = \frac{d^m}{db^m} [\Omega_1(x, b)]_{b=0}; \quad \Omega_1(x, b) = \\ = \frac{\lambda_b R_n \text{ ch } \lambda_b x + Z(b) \text{ sh } \lambda_b x}{\lambda_b R_n \text{ ch } \lambda_b l + Z(b) \text{ sh } \lambda_b l}; \quad Z(b) = \frac{b}{K + gb + \Gamma b^2};$$

$$\lambda_b = \lambda(b) = \sqrt{\frac{C + gb}{K + gb + \Gamma b^2}};$$

$$\Xi_m^{(2)}(x) = \frac{d^m}{db^m} [\Omega_2(x, b)]_{b=0};$$

$$\Omega_2(x, b) = \frac{\text{sh } \lambda_2 (l - x)}{\lambda_2 R_n \text{ ch } \lambda_2 l + Z(b) \text{ sh } \lambda_2 l};$$

$$p_{1,2} = \frac{-g \pm \sqrt{g^2 - 4\Gamma K}}{2K}.$$

b — независимая переменная*.

После окончания волнового процесса в обмотке возникает конечное распределение напряжения, далее переходящее в третью стадию — колебания промежуточной частоты (десятки кГц). Значения напряжений конечного распределения получаются из приведенных выражений при $t \rightarrow \infty$.

Продольный волновой ток (в двухполюсниках Z) при замыкании в двигателе может быть вычислен по выражению [Л. 3]:

$$i(x, t) = \Gamma \int_0^t \frac{\partial u}{\partial x} d\tau + g \frac{\partial u}{\partial x} + K \frac{\partial^2 u}{\partial x \partial t}. \quad (10)$$

Развернутые выражения, вычисленные для первых двух режимов, представлены ниже.

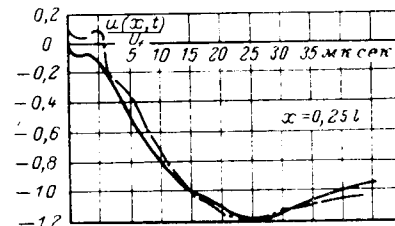
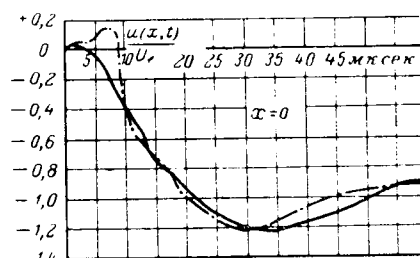
Для изолированного конца цепи

$$i(x, t) = U_l \sum_{n=1, 3, 5, \dots}^{\infty} \frac{\sin v_n l}{l} \left\{ \left[(A'_n \Psi_n - A''_n \Phi_n) \times \right. \right. \\ \times (\sin v_n (x + v_n t) + \sin v_n (x - v_n t)) - \\ \left. - \left(\frac{A'_n \Phi_n}{\omega_n} + \omega_n A''_n \Psi_n \right) (\cos v_n (x + v_n t) + \cos v_n (x - v_n t)) \right] e^{-\sigma_n t} + \\ + \frac{2\Gamma \sin v_n x}{\sigma_n^2 + \omega_n^2} (A'_n - A''_n \sigma_n) - 2 \left[N_n(-\alpha) \times \right. \\ \times \left(R(\alpha) e^{-\alpha t} - \frac{\Gamma}{\alpha} \right) - N_n(-\beta) \left(R(\beta) e^{-\beta t} - \right. \\ \left. \left. - \frac{\Gamma}{\beta} \right) \right] \sin v_n x \Big\};$$

для глухозаземленного

$$i(x, t) = \frac{U_l}{l} \left[\left(\Gamma t + g - \frac{\Gamma}{\alpha} + \frac{\Gamma}{\beta} \right) + R(\alpha) e^{-\alpha t} - \right. \\ \left. - R(\beta) e^{-\beta t} \right] + \frac{U_l}{l} \sum_{n=1, 2, 3}^{\infty} \left\{ \left[\left(\frac{A'_n}{\omega_n} \Phi_n + \omega_n A''_n \Psi_n \right) \times \right. \right. \\ \times \sin v_n (x + v_n t) - (A'_n \Psi_n - A''_n \Phi_n) \cos v_n (x + v_n t) + \\ + \left(\frac{A'_n}{\omega_n} \Phi_n + \omega_n A''_n \Psi_n \right) \sin v_n (x - v_n t) - \\ - (A'_n \Phi_n - A''_n \Psi_n) \cos v_n (x - v_n t) \Big] e^{-\sigma_n t} - \\ - \left[\frac{2\Gamma}{\sigma_n^2 + \omega_n^2} (A'_n - A''_n \sigma_n) - 2N(-\alpha) \times \right. \\ \times \left(R(\alpha) e^{-\alpha t} - \frac{\Gamma}{\alpha} \right) + \\ \left. + 2N(-\beta) \left(R(\beta) e^{-\beta t} - \frac{\Gamma}{\beta} \right) \right] \cos v_n x \Big\} \cos v_n l,$$

* Анализ производных $\Omega_1(x, b)$ и $\Omega_2(x, b)$ при $b = 0$, проведенный Г. А. Богдановой, показывает, что ряды из производных $\Xi_m^{(k)}(x)$ быстро затухают и поэтому можно ограничиться тремя первыми членами $\Xi_m^{(k)}(x)$.
 $k=1, 2$
 $m=1, 2, 3$



где

$$\Psi_n = \left[K_1 - \frac{\Gamma}{\sigma_n^2 + \omega_n^2} \right]; \Phi_n = [g - \Psi_n \sigma_n]; \\ R(\alpha) = \left[\alpha K + \frac{\Gamma}{\alpha} - g \right];$$

$R(\beta)$ — аналогично с заменой α на β ; $N(-\alpha) = \frac{\alpha C}{Q_n(-\alpha)}$; $N(-\beta)$ — аналогично с заменой α на β .

Для генератора развернутые выражения продольного тока при замыкании могут быть получены из выражения:

$$i(x, t) = i^d(x, t) - i^r, \quad (11)$$

где $i^d(x, t)$ — собственно волновой ток при замыкании, найденный по (10),

$$i^r \approx e_1 \left(\Gamma t + g + \omega_p K \cos \psi_0 \right) \quad (12)$$

— составляющая продольного тока, встречная волновому току, создаваемая э. д. с. генератора; $e_1 = \frac{e(l, 0)}{l_1}$ —

мгновенное значение э. д. с. 50 Гц на единицу длины обмотки в момент замыкания ($t=0$); ψ_0 — начальная фаза э. д. с. 50 Гц при $t=0$.

Основные выводы статьи были проверены расчетом на ЦВМ и экспериментом для двигателя АМО-125-8,80 кВт, 735 об/мин при внутреннем однофазном замыкании на корпус вблизи нейтрали.

На рисунке представлены временные зависимости $\frac{u(x, t)}{U_f}$, где U_f — амплитуда скачка спада напряжения в точке замыкания. Результаты расчета (пунктирная линия) и опыта¹ достаточно хорошо совпадают.

Литература

1. Каганов З. Г., Волновые явления в электрических машинах, Изд-во СО АН СССР, 1964.
2. Каганов З. Г., Волновые напряжения в электрических машинах, изд-во «Энергия», 1969.
3. Каганов З. Г. и Самойлов Е. М., Переходный процесс в нагруженной цепи с распределенными параметрами, сб. «Сложные электромагнитные поля и электрические цепи», вып. 1, изд-во «Наука», 1966.

[18.2.1969]

¹ Расчеты выполнены Т. А. Горелик, эксперимент — Р. Д. Вишняковым.

Токовые нагрузки элементов силовой цепи преобразователей частоты с непосредственной связью

Г. Г. ЖЕМЕРОВ

Харьков

Силовая цепь преобразователя частоты с непосредственной связью с раздельной работой вентильных групп аналогична силовым схемам реверсивных выпрямителей [Л. 1] и состоит из обмотки питающего трансформатора и тиристоров. При расчете таких цепей необходимо учитывать неравномерную нагрузку однотипных элементов по току, возникающую при изменении в течение периода повторяемости значения тока и длительности интервалов проводимости тиристоров.

Степень неравномерности нагрузки зависит от отношения частот питающей сети и на выходе преобразователя p ; амплитуды и формы кривой напряжения управления, подаваемого на вход фазосмещающего устройства; фазы напряжения управления относительно напряжения питающей сети δ ; фазы тока нагрузки относительно выходного напряжения преобразователя φ .

Количественно неравномерность нагрузки однотипных элементов характеризует коэффициент загрузки k , определяемый отношением действительного значения тока через элемент к току при равномерной загрузке однотипных элементов.

Рассмотрим условия возникновения неравномерности нагрузки и влияние указанных факторов на значение максимального коэффициента загрузки при следующих допущениях: трансформатор и вентили идеальны, форма кривой тока нагрузки синусоидальна, фазовая характеристика фазосмещающего устройства соответствует выражению:

$$\alpha = \frac{\pi}{2} - \arcsin e^*_{\gamma}, \quad (1)$$

где α — угол зажигания; e^*_{γ} — напряжение управления на входе фазосмещающего устройства (в единицах амплитуды опорной синусоиды).

При равномерной нагрузке среднее и действующее значения тока тиристора:

$$I'_{\text{ср.т}} = \frac{1}{2m} I_{\text{ср}} = \frac{\sqrt{2}}{\pi m} I_{\text{д}} = \frac{1}{\pi m} I_m; \quad (2)$$

$$I'_{\text{д.т}} = \frac{1}{\sqrt{2m}} I_{\text{д}} = \frac{1}{2\sqrt{m}} I_m, \quad (3)$$

где $I_{\text{ср}}$, $I_{\text{д}}$, I_m — среднее, действующее и максимальное значения тока нагрузки преобразователя соответственно;

m — число фаз вентильной группы.

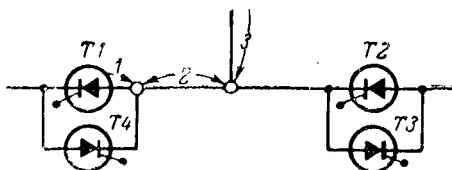


Рис. 1.

Для симметричного тиристора среднее и действующее значения тока:

$$I'_{\text{ср.ст}} = \frac{1}{m} I_{\text{ср}} = \frac{2}{\pi m} I_m; \quad (4)$$

$$I'_{\text{д.ст}} = \frac{1}{\sqrt{m}} I_{\text{д}} = \frac{1}{\sqrt{2m}} I_m. \quad (5)$$

Действующее значение тока вторичной обмотки трансформатора

$$I'_{\text{д.тр}} = \frac{\sqrt{2}}{\sqrt{m}} I_{\text{д}} = \frac{1}{\sqrt{m}} I_m. \quad (6)$$

При исследовании неравномерности распределения токовых нагрузок достаточно проанализировать их только для одного элемента каждого типа, рассмотрев все возможные сочетания влияющих факторов.

Эквивалентная схема для анализа токовых нагрузок (рис. 1) является ячейкой, из которых можно составить любые силовые цепи преобразователей с мостовыми вентильными группами. Для схемы с нулевыми вентильными группами достаточно только два тиристора эквивалентной схемы, например, $T1$ и $T2$.

Принимаем, что интервалы проводимости тиристоров $T1$ и $T2$ соответствуют положительным полуволнам тока нагрузки, а $T3$ и $T4$ — отрицательным. При этом фазы опорных напряжений каналов фазосмещающего устройства, управляющих $T1$ и $T3$, $T2$ и $T4$ совпадают, а опорные напряжения каналов, управляющих $T1$ и $T2$, находятся в противофазе.

В эквивалентной схеме можно выделить три участка, причем через первый протекает ток, равный току тиристора, через второй — току симметричного тиристора и через третий — току вторичной обмотки трансформатора. В преобразователе с нулевыми вентильными группами второй и третий участки совпадают.

Из схемы (рис. 1) следует, что

$$I_{\text{ср.т}} = I_{\text{ср.т1}} + I_{\text{ср.т2}}; \quad (7)$$

$$I_{\text{д.ст}} = \sqrt{I_{\text{д.т1}}^2 + I_{\text{д.т2}}^2}; \quad (8)$$

$$I_{\text{д.тр}} = \sqrt{I_{\text{д.т1}}^2 + I_{\text{д.т2}}^2 + I_{\text{д.т3}}^2 + I_{\text{д.т4}}^2}, \quad (9)$$

т. е. если тиристоры загружены по току равномерно, то симметричные тиристоры и вторичные обмотки трансформаторов также загружены равномерно.

Период повторяемости кривой тока тиристора (в общем случае не равный периоду тока нагрузки) — это такой наименьший отрезок времени, в котором содержится q периодов напряжения питающей сети и r периодов тока нагрузки

$$T_1 = qT_0 + rT, \quad (10)$$

где q и r — целые числа.

Обозначив

$$p = \frac{T}{T_0} = \frac{f_0}{f} = \frac{\omega_0}{\omega}, \quad (11)$$

из соотношения (10) получим:

$$p = \frac{q}{r}. \quad (12)$$

Период повторяемости для заданного значения p определяется из (12) в соответствии со следующим алгоритмом: последовательно подставляя вместо q числа натурального ряда, определяем значение r , равное целому числу.

Очевидно, что целые числа q и r могут быть найдены для любого рационального p . В случае, если p — иррациональное число, периода повторяемости не существует.

Положим, что параметр глубины регулирования, определяемый как отношение амплитуды напряжения управления к амплитуде опорного напряжения,

$$v = \frac{E_{my}}{E_{mop}} = 0. \quad (13)$$

При этом длительность интервалов проводимости тиристора

$$\tau = \frac{2\pi}{pm}. \quad (14)$$

Взаимное расположение интервалов проводимости тиристора и кривой тока нагрузки представим в виде дуг окружности, половина которой, лежащая выше горизонтальной оси, соответствует положительной полуwave тока нагрузки, а другая половина — отрицательной.

Поскольку из описания алгоритма следует, что q и r взаимно простые числа [Л. 2], а общее число дуг проводимости в периоде повторяемости равно q , центральный угол между началами двух соседних дуг проводимости тиристора

$$\varphi = \frac{2\pi}{q}. \quad (15)$$

Из (12), (14) и (15) получим:

$$\frac{\tau}{\varphi} = \frac{q}{pm} = \frac{r}{m}. \quad (16)$$

Диаграмма дуг проводимости тиристора (показаны жирной линией) при $q=6$, $r=1$, $m=3$ представлена на рис. 2.

Из (16) следует, что при $r < m$ дуги проводимости не заполняют полностью окружность диаграммы, как при $r = m$; при $r > m$ дуги перекрываются.

Представим отношение $\frac{r}{m}$ в виде

$$\frac{r}{m} = \left(\frac{r}{m}\right)' + \left(\frac{r}{m}\right)'', \quad (17)$$

где $\left(\frac{r}{m}\right)'$ и $\left(\frac{r}{m}\right)''$ — целая и дробная части.

В случае, если $r > m$, дуги проводимости $\left(\frac{r}{m}\right)'$ раз полностью заполняют окружность, а центральный угол, соответствующий дуге проводимости на незаполненной окружности,

$$\varphi_1 = \frac{2\pi}{q} \left(\frac{r}{m}\right)''. \quad (18)$$

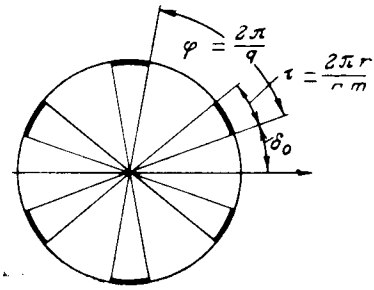


Рис. 2.

При определении среднего и действующего значений тока тиристора $T1$ необходимо учитывать только те дуги проводимости, которые лежат выше горизонтальной оси окружности диаграммы, так как ток через $T1$ протекает в положительные полупериоды тока нагрузки.

При четном q

$$I_{cp T1} = \frac{\sum_{k=1}^{\frac{q}{2}} \int_0^{\pi} \sin x dx + \sum_{k=1}^{\frac{q}{2}} \int_0^{\frac{2\pi}{q} \left(\frac{r}{m}\right)''} \sin \left[x + \delta_0 + \frac{2\pi}{q} (k-1) \right] dx}{2\pi r} \dots \rightarrow I_m, \quad (19)$$

где δ_0 — угол поворота радиуса, соединяющего центр окружности диаграммы с началом первой дуги проводимости тиристора, относительно горизонтальной положительной полуоси (рис. 2).

Угол δ_0 в (19) зависит от фазы напряжения управления относительно напряжения питающей сети и может принимать произвольные значения.

После преобразований из соотношения (19) получим:

$$I_{cp T1} = \frac{\left(\frac{r}{m}\right)' + \sin \left[\frac{\pi}{q} \left(\frac{r}{m}\right)'' \right] \sum_{k=1}^{\frac{q}{2}} \times \sin \left[\frac{\pi}{q} \left(\frac{r}{m}\right)'' + \delta_0 + \frac{2\pi}{q} (k-1) \right]}{\pi r} \dots \rightarrow I_m. \quad (20)$$

При нечетном q

$$I_{cp T1} = \frac{\left(\frac{r}{m}\right)' + \sin \left[\frac{\pi}{q} \left(\frac{r}{m}\right)'' \right] \sum_{k=1}^{\frac{q+1}{2}} \times \sin \left[\frac{\pi}{q} \left(\frac{r}{m}\right)'' + \delta_0 - \frac{2\pi}{q} (k-1) \right]}{\pi r} \dots \rightarrow I_m. \quad (21)$$

Аналогичные выражения могут быть получены и для действующего значения тока. Выражения для токов других тиристоров эквивалентной схемы отличаются от выражений, полученных для $T1$, только значением δ_0 . Очевидно, что если при некотором сочетании параметров значение $I_{cp T1}$ не зависит от δ_0 , то тиристоры и другие элементы силовой цепи загружены по току равномерно.

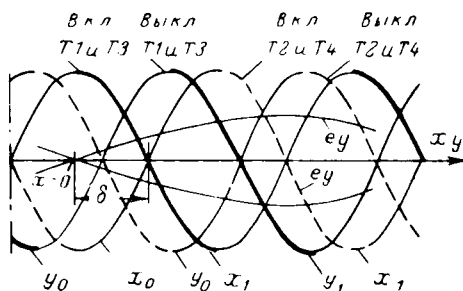


Рис. 3.

При значениях r , кратных m , т. е. когда $\left(\frac{r}{m}\right)' = 0$, из соотношений (2), (20) и (21) получим:

$$I_{\text{ср Т1}} = \frac{1}{\pi m} I_m = I'_{\text{ср Т}}. \quad (22)$$

Следовательно, при значениях r , кратных m , элементы силовой схемы нагружены по току равномерно.

Нетрудно показать, что при значениях r , не кратных m , выражения, стоящие под знаком суммы в (20) и (21), зависят от δ_0 . Поэтому при значениях r , не кратных m , элементы силовой цепи нагружены по току неравномерно.

Рассмотрим случай, когда амплитуда напряжения управления $v \neq 0$.

При $v \neq 0$ длительность интервалов проводимости тиристора отлична от $\frac{2\pi}{\omega m}$ и изменяется в течение

периода тока нагрузки. Характер изменения определяется формой кривой напряжения управления. Изменение длительности интервалов проводимости не приводит, однако, к неравномерной нагрузке тиристоров в случае, если r кратно m . Действительно, при значениях r , кратных m , и при $v=0$ окружность диаграммы, как было показано выше, $\frac{r}{m}$ раз полностью

заполнена интервалами проводимости. Это значит, что каждой синусоиде опорного напряжения включения тиристора, сдвинутой относительно начала какого-либо из периодов тока нагрузки на угол δ_n , соответствует сдвинутая на тот же угол δ_n относительно начала какого-либо другого периода тока нагрузки синусоида опорного напряжения выключения тиристора. Поэтому при $v \neq 0$ интервалы проводимости тиристора также $\frac{r}{m}$ раз полностью заполняют окружность диаграммы, что свидетельствует о равномерной нагрузке тиристоров.

Если r не кратно m , то при $v \neq 0$ неравномерность нагрузки элементов силовой цепи больше, чем при $v=0$. Отметим характер влияния $\left(\frac{r}{m}\right)'$ и q на степень неравномерности. Чем больше $\left(\frac{r}{m}\right)'$, тем больше число раз участки проводимости полностью заполняют окружность диаграммы.

Увеличение q соответствует увеличению числа участков проводимости на последней, не полностью заполненной окружности диаграммы, что приводит

к сужению пределов изменения выражений, стоящих под знаком суммы в (20) и (21), при изменении δ_0 .

В соответствии с приведенным выше определением коэффициенты загрузки по среднему и действующему значению тока тиристора и симметричного тиристора, а также по действующему значению тока обмотки трансформатора:

$$k_{\text{ср Т}} = \frac{I_{\text{ср Т}}}{I'_{\text{ср Т}}}, \quad (23)$$

$$k_{\text{дТ}} = \frac{I_{\text{дТ}}}{I'_{\text{дТ}}}, \quad (24)$$

$$k_{\text{ср.сТ}} = \frac{I_{\text{ср.сТ}}}{I'_{\text{ср.сТ}}}, \quad (25)$$

$$k_{\text{д.сТ}} = \frac{I_{\text{д.сТ}}}{I'_{\text{д.сТ}}}, \quad (26)$$

$$k_{\text{д.тР}} = \frac{I_{\text{д.тР}}}{I'_{\text{д.тР}}}. \quad (27)$$

При проектировании преобразователей частоты необходимо знать максимальные значения коэффициентов загрузки, с учетом которых выбираются элементы силовой цепи.

Ниже представлены основные этапы алгоритма для ЦВМ типа Минск-2, позволяющие выполнить расчеты максимальных значений коэффициентов загрузки при синусоидальной, прямоугольной и ступенчатой форме кривой напряжения управления при некотором заданном значении r .

1. Ввод исходных данных. Задаются значения параметров r , m , v , δ , ψ и пределы изменения параметров δ и ψ .

2. Определение периода повторяемости кривой тока нагрузки по (12).

3. Вычисление абсцисс включения и выключения тиристоров T1—T4 эквивалентной схемы, лежащих внутри интервала, равного периоду повторяемости.

4. Вычисление средних и действующих значений токов тиристора, симметричного тиристора и вторичной обмотки трансформатора.

Формулы, которые используются при расчетах по пп. 3 и 4, приведены ниже.

5. Вычисление коэффициентов загрузки по (23)—(27) и сравнение их с наибольшими значениями коэффициентов, найденными ранее для других сочетаний параметров. Если вычисленное значение коэффициента больше найденного ранее, то следующее сравнение производится с вновь найденным значением.

6. Увеличение параметра ψ на значение $\Delta\psi$. Повторение расчетов по пп. 4 и 5.

7. После того как проделаны расчеты для всех заданных значений ψ , увеличение параметра δ на значение $\Delta\delta$. Повторение расчетов по пп. 3—6.

8. Печать найденных максимальных значений коэффициентов нагрузки и окончательных значений параметров.

Рассмотрим определение абсциссы включения и выключения тиристоров эквивалентной схемы при синусоидальной форме напряжения управления (рис. 3). Число фаз вентильной группы $m=3$. По-

этому опорное напряжение выключения отстает от напряжения включения на угол $\frac{2\pi}{3}$. Опорное на-

пряжение, рабочие участки которого представлены жирными линиями, соответствуют тиристорам $T1$ и $T3$, а пунктирными линиями — тиристорам $T2$ и $T4$.

Абсциссы включения и выключения для тиристоров $T1$ и $T2$ определяют точки пересечения с соответствующими опорными синусоидами напряжения $+e^*_y$, а для тиристоров $T3$ и $T4$ — с кривой напряжения $-e^*_y$, поскольку на входы системы фазового управления положительной и отрицательной вентильных групп напряжение управления подается в противофазе.

Угол δ определяется как угол сдвига между напряжением управления и опорным напряжением включения тиристора $T1$ (рис. 3). Угол ψ отсчитывается от нулевого значения напряжения управления до нулевого значения тока нагрузки преобразователя.

Абсциссы включения x_k и выключения y_k определяются из следующих трансцендентных уравнений:

Для вентилей $T1$

$$v \sin \frac{x}{p} = -\sin [x - \delta - 2\pi(k-1)], \quad (28)$$

$$v \sin \frac{y}{p} = -\sin \left[y - \delta - \frac{2\pi}{3} - 2\pi(k-1) \right]; \quad (29)$$

для вентилей $T2$

$$v \sin \frac{x}{p} = -\sin [x - \delta - \pi - 2\pi(k-1)], \quad (30)$$

$$v \sin \frac{y}{p} = -\sin \left[x - \delta - \frac{5\pi}{3} - 2\pi(k-1) \right], \quad (31)$$

для вентилей $T3$

$$-v \sin \frac{x}{p} = -\sin [x - \delta - 2\pi(k-1)], \quad (32)$$

$$-v \sin \frac{y}{p} = -\sin \left[y - \delta - \frac{5\pi}{3} - 2\pi(k-1) \right], \quad (33)$$

для вентилей $T4$

$$-v \sin \frac{x}{p} = -\sin [x - \delta - \pi - 2\pi(k-1)], \quad (34)$$

$$-v \sin \frac{y}{p} = -\sin \left[y - \delta - \frac{5\pi}{3} - 2\pi(k-1) \right], \quad (35)$$

где $k=0, 1, 2, \dots, q$.

Аналогичным образом определяются абсциссы включения и выключения при прямоугольной и ступенчатой форме напряжения управления.

Положив $I_m=1$, запишем выражения для токов через элементы силовой цепи:

$$I_{ср\ T1} = \frac{1}{2\pi r p} F(s) \sum_k \int_{x_{kT1}}^{y_{kT1}} \left| \sin \left(\frac{x}{p} - \psi \right) \right| dx, \quad (36)$$

где

$$F(s) = \begin{cases} 1 & \text{при нечетном } s; \\ 0 & \text{при четном } s. \end{cases}$$

$$I_{дТ1} = \sqrt{\frac{1}{2\pi r p} F(s) \sum_k \int_{x_{kT1}}^{y_{kT1}} \sin^2 \left(\frac{x}{p} - \psi \right) dx}. \quad (37)$$

Для симметричного тиристора

$$I_{ср.сТ} = \frac{1}{2\pi r p} \left[F(s) \sum_k \int_{x_{kT1}}^{y_{kT1}} \left| \sin \left(\frac{x}{p} - \psi \right) \right| dx + F(s+1) \sum_k \int_{x_{kT4}}^{y_{kT4}} \left| \sin \left(\frac{x}{p} - \psi \right) \right| dx \right]; \quad (38)$$

$$I_{д.сТ} = \sqrt{\frac{1}{2\pi r p} \left[F(s) \sum_k \int_{x_{kT1}}^{y_{kT1}} \sin^2 \left(\frac{x}{p} - \psi \right) dx + F(s+1) \sum_k \int_{x_{kT2}}^{y_{kT2}} \sin^2 \left(\frac{x}{p} - \psi \right) dx \right]}. \quad (39)$$

Действующий ток обмотки трансформатора

$$I_{д.т\ p} = \sqrt{\frac{1}{2\pi r p} \left\{ F(s) \left[\sum_k \int_{x_{kT1}}^{y_{kT1}} \sin^2 \left(\frac{x}{p} - \psi \right) dx + \sum_k \int_{x_{kT2}}^{y_{kT2}} \sin^2 \left(\frac{x}{p} - \psi \right) dx \right] + F(s+1) \left[\sum_k \int_{x_{kT3}}^{y_{kT3}} \sin^2 \left(\frac{x}{p} - \psi \right) dx + \sum_k \int_{x_{kT4}}^{y_{kT4}} \sin^2 \left(\frac{x}{p} - \psi \right) dx \right] \right\}}. \quad (40)$$

При вычислении уравнений (36)–(40) необходимо брать только те значения x_k и y_k , которые лежат внутри рассматриваемого полупериода низкой частоты.

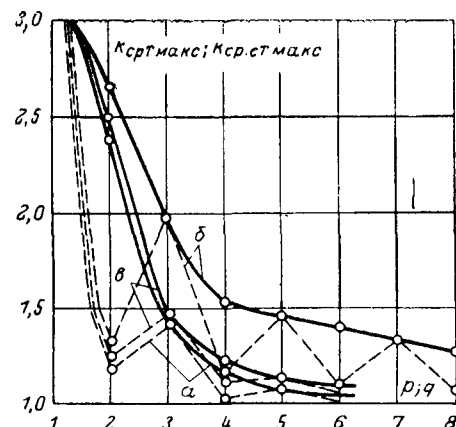


Рис. 4.

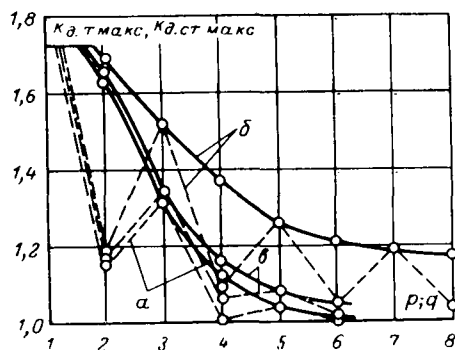


Рис. 5.

Для тиристоров $T1$ и $T2$ абсциссы начал x_n и окончаний $x_{ок}$ проводящих полупериодов определяются из соотношений:

$$x_{n T1} = p\psi + 2\pi p(s_1 - 1), \quad (41)$$

$$x_{ок T1} = p\psi + p\pi + 2\pi p(s_1 - 1), \quad (42)$$

где $s_1 = 1, 2, 3, \dots, r$ — номер периода тока нагрузки.

Для тиристоров $T3$ и $T4$

$$x_{n T3} = p\psi + p\pi + 2\pi(s_1 - 1); \quad (43)$$

$$x_{ок T3} = p\psi + 2\pi p s_1. \quad (44)$$

На рис. 4 и 5 представлены рассчитанные на ЦВМ кривые максимальных значений коэффициентов загрузки по среднему и действующему значению тока тиристора и симметричного тиристора (пунктирными линиями для симметричного тиристора); на рис. 6 — кривые максимальных значений коэффициентов загрузки обмотки трансформатора.

Приведенные кривые рассчитаны при $m=3$, $v=0,9$ и $r=1$ при синусоидальной (α), прямоугольной (δ) и ступенчатой (θ) форме кривой напряжения управления e_u . В этом случае неравномерность загрузки тиристорov наибольшая. Диапазон изменения ψ принят от 0 до $\frac{\pi}{2}$, а параметра δ — от 0 до 2π .

Анализ кривых позволяет сделать следующие выводы.

При $p < 3-4$ максимальные значения коэффициентов нагрузки резко возрастают и при дальнейшем уменьшении p достигают больших значений.

При четных значениях p максимальные значения коэффициентов загрузки тиристорov больше, чем для симметричных тиристорov. При нечетных значениях p коэффициенты загрузки тиристорov и симметричных тиристорov одинаковы и для последних изменяются в функции p немонотонно.

Элементы силовой цепи загружаются с наибольшей неравномерностью при прямоугольной форме напряжения управления и с наименьшей — при синусоидальной. При ступенчатой форме максимальные значения коэффициентов загрузки на 3—5% больше, чем при синусоидальной.

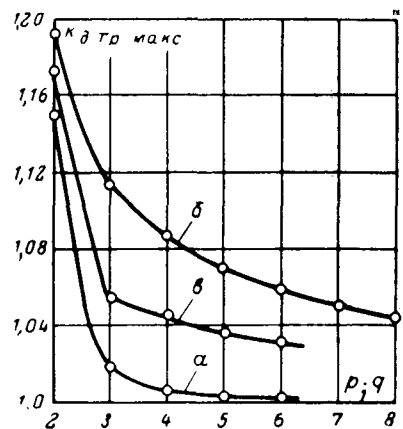


Рис. 6.

При $p < 1,5$ справедливы соотношения

$$k_{ср T \max} \cong k_{ср.с T \max} \cong 3, \quad (45)$$

$$k_{д T \max} \cong k_{д.с T \max} \cong \sqrt{3}, \quad (46)$$

т. е. почти весь ток нагрузки протекает только через один тиристор или симметричный тиристор силовой цепи.

При увеличении значения p (увеличении q) коэффициенты загрузки уменьшаются, приближаясь к единице.

Необходимо отметить, что полученные кривые определены при широком диапазоне изменения параметров δ и ψ . Если этот диапазон δ и ψ ограничить, максимальные значения коэффициентов загрузки будут меньше.

Проверка правильности результатов расчетов производилась следующим образом. При заданной форме напряжения управления и параметров δ и ψ строился график опорных напряжений и кривых напряжения управления, аналогичный рис. 3. Из графика определялись абсциссы включения и выключения тиристорov эквивалентной схемы. После этого при тех же значениях параметров выполнялся расчет абсцисс включения и выключения тиристорov на ЦВМ и полученные результаты сравнивались. Во всех случаях получено совпадение результатов расчетов.

Кроме этого, для нескольких значений ψ с использованием полученных абсцисс включения и выключения определялись значения коэффициентов загрузки. Полученные результаты сравнивались с рассчитанными на ЦВМ при тех же значениях параметров. Расхождение не превышало 5%.

Результаты, полученные при расчетах на ЦВМ, подтверждают выводы об условиях появления неравномерной загрузки тиристорov. При значениях r , кратных m , максимальные значения коэффициентов загрузки не зависят от v , δ , ψ и равны единице.

Литература

1. Бернштейн И. Я., Тиристорные преобразователи частоты без звена постоянного тока; изд-во «Энергия», 1968.
2. Бухштаб А. А., Теория чисел, изд-во «Просвещение», 1966.

[5.5.1969]



Параметрический резонанс в электроприводах механизмов поворота экскаваторов

Канд. техн. наук, доц. В. И. КЛЮЧЕВ

Московский энергетический институт

Одним из наиболее неблагоприятных факторов, вызывающих упругие колебания в механизмах поворота экскаваторов, является неравномерность хода, присущая реальной зубчатой передаче вследствие ограниченной точности изготовления зубьев, их износа, а также ряда других причин [Л. 1]. Кинематическая схема механизма поворота (рис. 1, а) наряду с редуктором P содержит цилиндрическую прямозубую передачу планетарного типа, состоящую из закрепленного на опорном устройстве зубчатого венца $ЗВ$ и оббегающей его шестерни $Ш$. Эта открытая пара, предназначенная для передачи крутящего момента на поворотную платформу экскаватора, имеет большой модуль зацепления, ухудшенные условия смазки и повышенный зазор. По данным исследований [Л. 1] подобные передачи даже при их относительно высокой точности изготовления характеризуются большой неравномерностью хода. По этой причине передаточное число механизма поворота при его работе не остается постоянным, а испытывает малые периодические отклонения относительно среднего значения с частотой перебега с зуба на зуб венцовой шестерни.

Анализ условий движения механизма поворота экскаватора при наличии таких возмущений может быть проведен на основании упрощенной расчетной схемы, представленной на рис. 1, б. Здесь инерционные массы J_1 и J_2 связаны жесткостью c_{12} через передачу с зависящим от времени передаточным числом $i = 1 + \Delta i(t)$. Жесткость c_{12} является результирующей, приведенной к валу двигателя жесткостью валопровода, учитывающей как крутильную жесткость его элементов, так и изгибную жесткость вала шестерни $Ш$, а также жесткость крепления редуктора и зубчатого венца.

Уравнения свободного движения рассматриваемой системы при отсутствии внешних сил удобно записать в виде уравнений Лагранжа:

$$\frac{d}{dt} \left(\frac{\partial L}{\partial \dot{q}_1} \right) - \frac{\partial L}{\partial q_1} = 0;$$

$$\frac{d}{dt} \left(\frac{\partial L}{\partial \dot{q}_2} \right) - \frac{\partial L}{\partial q_2} = 0.$$

Примем в качестве обобщенных координат $q_1 = \varphi_1$ и $q_2 = \varphi_2$. Тогда функцию Лагранжа можно записать так:

$$L = \frac{J_1 \dot{\varphi}_1^2}{2} + \frac{J_2 \dot{\varphi}_2^2}{2} - \frac{c_{12} (\varphi_1 - \varphi'_2)^2}{2}.$$

После подстановки этой функции в уравнения Лагранжа получим следующие уравнения движения системы:

$$\left. \begin{aligned} J_1 \frac{d\omega_1}{dt} + c_{12} (\varphi_1 - \varphi'_2) &= 0; \\ J_2 \frac{d\omega_2}{dt} - c_{12} (\varphi_1 - \varphi'_2) \frac{d\varphi'_2}{d\varphi_2} &= 0. \end{aligned} \right\} \quad (1)$$

Примем далее, что передаточное число изменяется по косинусоидальному закону с частотой Ω , зависящей от скорости вращения платформы:

$$i = 1 + \Delta i_M \cos \frac{z_n}{i_0} \omega_2 t = 1 + \Delta i_M \cos \Omega t,$$

где z_n — число зубьев венца; i_0 — общее передаточное число механизма.

При $\Omega = \text{const}$ справедливы соотношения:

$$\left. \begin{aligned} \omega'_2 &= \omega_2 + \omega_2 \Delta i_M \cos \Omega t; \\ \varphi'_2 &= \int_0^t \omega'_2 dt = \varphi_2 + \frac{i_0 \Delta i_M}{z_n} \sin \Omega t. \end{aligned} \right\} \quad (2)$$

Разрешим с учетом последнего соотношения систему уравнений (1) относительно момента M_{12} и после несложных преобразований, пренебрегая членом второго порядка малости (содержащим Δi_M^2), получим:

$$\frac{d^2 M_{12}}{dt^2} + (\Omega_{12}^2 + 2b \cos \Omega t) M_{12} = -c_{12} \omega_2 \frac{di}{dt}, \quad (3)$$

где $M_{12} = c_{12} (\varphi_1 - \varphi'_2)$ — упругий момент;

$\Omega_{12} = \sqrt{\frac{(J_1 + J_2) c_{12}}{J_1 J_2}}$ — частота свободных колебаний двухмассовой упругой системы;

$b = \frac{c_{12} \Delta i_M}{J_2}$ — малый параметр, обусловленный неравномерностью передачи крутящего момента.

Уравнение (3) есть уравнение Матье; изучению динамики систем, движение которых характеризуется этим уравнением, в современной механике уделено значительное внимание [Л. 2 и 3]. Решения уравнения (3) имеют колебательный характер. Поскольку колебания в данном случае возбуждаются не внешней периодической силой, а являются следствием периодических изменений параметра системы, подобные колебания в механизме принято называть параметрически возбуждаемыми. При совпадении частоты изменений параметра $\Omega = \frac{\omega_2}{i_0} \omega_2$,

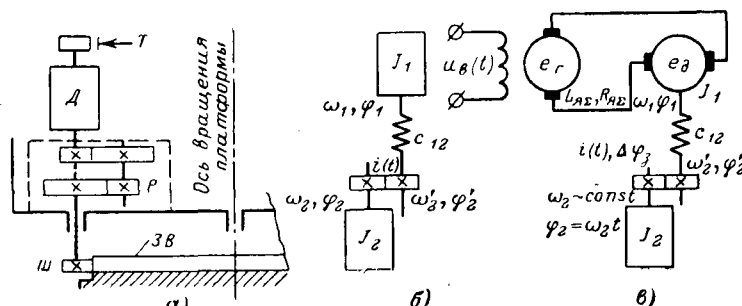
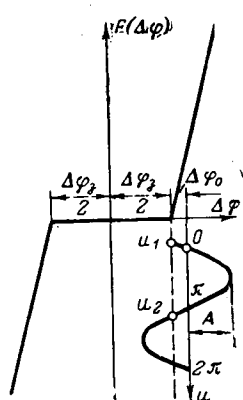


Рис. 1. Схемы механизма поворота.

а — кинематическая; б — механическая; в — расчетная электромеханическая.

Рис. 2. Зависимость $F(\Delta\varphi)$.

с частотой свободных колебаний Ω_{12} амплитуды колебаний неограниченно возрастают, т. е. здесь имеет место параметрический резонанс.

Колебания механической системы вызывают колебания э. д. с. двигателя, тока якоря и напряжения преобразователя. Частота свободных колебаний механизмов поворота экскаваторов по данным опытов составляет 10—25 1/сек. При такой частоте в системе Г—Д влияние обратных связей на рассматриваемые колебания вследствие электромагнитной инерции генератора незначительно.

Поэтому расчетная электроприводная схема однодвигательного электропривода механизма поворота экскаваторов по системе Г—Д имеет вид, изображенный на рис. 1, в.

Рассматривая приведенное в уравнении (3) выражение для частоты свободных колебаний, можно убедиться, что при $\gamma = \frac{J_1 + J_2}{J_1} = \frac{J_2}{J_1} > 5$, ее величина практически не зависит от J_2 . Это свидетельствует о том, что в рассматриваемых колебаниях влияние массы J_2 пренебрежимо мало и дает основания анализировать условия движения системы при неизменной скорости вращения платформы ω_2 .

Для анализа установившихся режимов работы привода с учетом зазора в передачах воспользуемся методом гармонической линеаризации нелинейностей [Л. 4]. В данном случае упругий момент M_{12} является нелинейной функцией $F(\Delta\varphi)$ разности углов $\Delta\varphi = \varphi_1 - \varphi_2$ (рис. 2). Если положить $\omega_2 = \text{const}$, то с учетом нелинейности динамика системы, представленной на рис. 1, в, будет характеризоваться следующими уравнениями:

$$\left. \begin{aligned} e_T &= c_e \omega_1 + i_n R_{я\pi} + L_{я\pi} \frac{di_n}{dt}; \\ c_m i_n - F(\Delta\varphi) &= J_1 \frac{d\omega_1}{dt}, \end{aligned} \right\} \quad (4)$$

где c_e и c_m — коэффициенты э. д. с. и момента двигателя; $R_{я\pi}$ и $L_{я\pi}$ — суммарные сопротивление и индуктивность якорной цепи.

Перейдя при нулевых начальных условиях к операторной форме, разрешим систему уравнений (4) относительно угла $\Delta\varphi$:

$$\begin{aligned} & \left(J_1 T_{я\pi} p^3 + J_1 p^2 + \frac{c_e c_m}{R_{я\pi}} p \right) \Delta\varphi(p) + \\ & + (1 + T_{я\pi} p) F(\Delta\varphi) = M_{ср} - \\ & - \left(\frac{c_e c_m}{R_{я\pi}} p + J_1 p^2 + J_1 T_{я\pi} p^3 \right) \Delta\varphi_2(p), \end{aligned} \quad (5)$$

где $\Delta\varphi_2(p) \doteq \Delta\varphi_2(t) = \frac{i_0 \Delta i_m}{z_b} \sin \Omega t$ — изображение возмущения, обусловленного неравномерностью хода в соответствии с уравнением (2);

$$M_{ср} = \frac{c_m}{R_{я\pi}} e_T - \frac{c_e c_m}{R_{я\pi}} \omega_2 \text{ — средний момент нагрузки.}$$

Для анализа установившихся режимов вынужденных колебаний решение (5) найдем в виде (начало координат на рис. 2 смещено на $\frac{\Delta\varphi_0}{2}$):

$$\Delta\varphi = \Delta\varphi_0 + A \sin \Omega t = \Delta\varphi_0 + \Delta\varphi_{\sim}. \quad (6)$$

При этом нелинейную функцию $F(\Delta\varphi)$, выделив постоянную составляющую и основную гармонику, заменим приближенным уравнением гармонической линеаризации, которое в данном частном случае имеет такой вид:

$$F(\Delta\varphi) = q_0(A, \Delta\varphi_0) + q_1(A, \Delta\varphi_0) \Delta\varphi_{\sim}, \quad (7)$$

где

$$q_0(A, \Delta\varphi_0) = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} F(\Delta\varphi_0 + A \sin u) du;$$

$$q_1(A, \Delta\varphi_0) = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} F(\Delta\varphi_0 + A \sin u) \sin u du.$$

Положим $\Omega t = u$ и с учетом обозначений, приведенных на рис. 2, вычислим коэффициенты уравнения (7), имея в виду, что обычно при наличии постоянной составляющей нагрузки зазор в противоположную движению сторону при колебаниях полностью не выбирается:

$$\begin{aligned} q_0(A, \Delta\varphi_0) &= \frac{1}{2\pi} \int_{u_1}^{u_2} c_{12} (\Delta\varphi_0 + A \sin u) du = \\ &= \frac{c_{12} A}{\pi} \sqrt{1 - \left(\frac{\Delta\varphi_0}{A} \right)^2} - \frac{c_{12} \Delta\varphi_0}{2} + \frac{c_{12} \Delta\varphi_0}{\pi} \arcsin \frac{\Delta\varphi_0}{A}; \end{aligned} \quad (8)$$

$$\begin{aligned} q_1(A, \Delta\varphi_0) &= \frac{1}{\pi A} \int_{u_1}^{u_2} c_{12} (\Delta\varphi_0 + A \sin u) \sin u du = \\ &= \frac{c_{12}}{2} - \frac{c_{12}}{\pi} \arcsin \frac{\Delta\varphi_0}{A} - \frac{c_{12} \Delta\varphi_0}{\pi A} \sqrt{1 - \left(\frac{\Delta\varphi_0}{A} \right)^2}. \end{aligned} \quad (9)$$

Уравнение (5) при подстановке в него гармонически линеаризованной функции (7) может быть записано в виде системы двух уравнений, отражающих порознь баланс постоянной и переменной составляющих решения. Эти уравнения для возможности более общего анализа целесообразно представить в относительных единицах и произвести ряд преобразований. Выполнив эти операции, получим:

$$\frac{a}{\pi} \sqrt{1 - \left(\frac{\delta_0}{a} \right)^2} - \frac{\delta_0}{2} + \frac{\delta_0}{\pi} \arcsin \frac{\delta_0}{a} = \mu_{ср}; \quad (10)$$

$$\begin{aligned} & \left[\frac{T_{я\pi}}{\Omega_0^2} p^3 + \frac{1}{\Omega_0^2} p^2 + \left(q T_{я\pi} + \frac{1}{T_{м\Omega_0^2}} \right) p + q \right] \mu_{12}(p) = \\ & = - \left(\frac{1}{T_{м\Omega_0^2}} p + \frac{1}{\Omega_0^2} p^2 + \frac{T_{я\pi}}{\Omega_0^2} p^3 \right) \Delta\mu_{\sim}(p), \end{aligned} \quad (11)$$

где

$$q = \frac{q_1}{c_{12}} = \frac{1}{2} - \frac{1}{\pi} \arcsin \frac{\delta_0}{a} - \frac{\delta_0}{\pi a} \sqrt{1 - \left(\frac{\delta_0}{a} \right)^2}; \quad (12)$$

$\mu_{12} = \frac{c_{12}\Delta\varphi}{M_{\text{стоп}}}$ — 1-я гармоника упругого момента, отнесенная к стопорному моменту валопровода $M_{\text{стоп}}$;

$$\Delta\mu = \frac{c_{12}\Delta\varphi_2(t)}{M_{\text{стоп}}} = \frac{c_{12}i_0\Delta i_m}{z_n M_{\text{стоп}}} \sin \Omega t = \Delta\mu_m \sin \Omega t; \quad (13)$$

$a = \frac{A}{\Delta\varphi_{\text{стоп}}} = \mu_{12\text{max}}$ — амплитуда периодической составляющей решения уравнения (6) в относительных единицах;

$\delta_0 = \frac{\Delta\varphi_0}{\Delta\varphi_{\text{стоп}}}$ — постоянная составляющая решения выражения (6), отнесенная к стопорному углу закручивания валопровода $\Delta\varphi_{\text{стоп}}$;

Рассмотрев уравнение (11), можно убедиться, что возмущения здесь являются производными от расчетного возмущающего момента $\Delta\mu$ и в соответствии с соотношениями (2) зависят от скорости вращения платформы. Иными словами, электромеханическая система механизма поворота при пуске подвергается возмущениям, возрастающим по мере увеличения скорости по закону, зависящему от ее параметров T_n , T_m и Ω_0 .

Уравнения (10) и (12) не зависят от частных параметров системы электропривода, поэтому при их решении можно получить обобщенные зависимости относительного коэффициента гармонической линеаризации q от относительной амплитуды колебаний a при значениях постоянной составляющей нагрузки $\mu_{cp} = \text{const}$. Эти зависимости представлены на рис. 3 сплошными линиями.

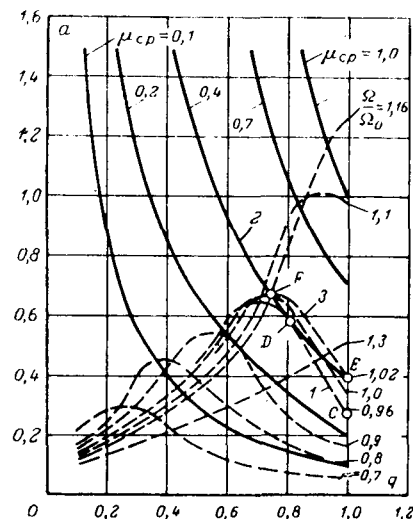
Согласно уравнению (11) уравнение амплитудно-частотной характеристики линеаризованной системы имеет следующий вид:

$$A_{\mu_{12}} = \frac{\mu_{12m}}{\Delta\mu_m} = \sqrt{\frac{T_n^2 \Omega^2 \left(\frac{1}{T_n T_m \Omega_0^2} - \frac{\Omega^2}{\Omega_0^2} \right)^2 + \left[q(a, \mu_{cp}) - \frac{\Omega^2}{\Omega_0^2} \right]^2 + T_n^2 \Omega^2 \left[q(a, \mu_{cp}) + \frac{\left(\frac{\Omega^2}{\Omega_0^2} \right)^2}{T_n T_m \Omega_0^2} \right]^2}} \quad (14)$$

Таким образом, в исследуемой нелинейной системе амплитуды вынужденных колебаний при данной частоте возмущений зависят от постоянной составляющей нагрузки передач μ_{cp} и от величины амплитуды возмущающего воздействия $\Delta\mu_m$. Решение этой нелинейной задачи может быть получено графо-аналитическим путем.

На рис. 3, где представлены зависимости $q=f(a)$ при $\mu_{cp} = \text{const}$, построены рассчитанные по формуле (14) зависимости $a=f(q)$ при $\Omega/\Omega_0 = \text{const}$, для $T_n = 0,1 \text{ сек}$, $T_m = 0,06 \text{ сек}$, $\Omega_0 = 22 \frac{1}{\text{сек}}$ и $\Delta\mu_m = 0,15$.

Решения рассматриваемой задачи характеризуют точки пересечения этих зависимостей. Рассмотрим, какой



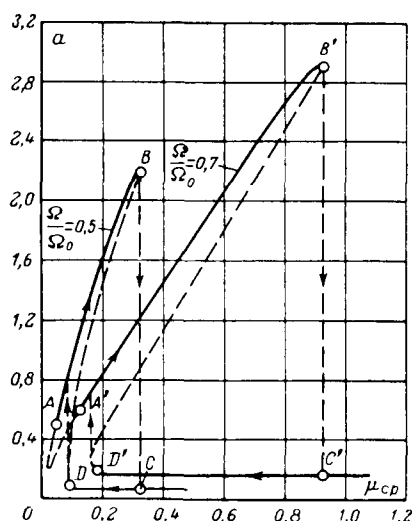
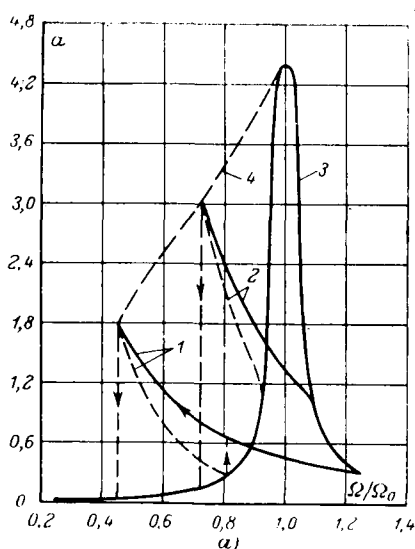


Рис. 5. Характеристики слабо демпфированной механической системы с зазором при $\Omega_0 = 22$ 1/сек, $\Delta\mu_m = 0,15$ и $T_m = 1,3$.

a — амплитудно-частотные; b — $a = f(\mu_{ср})$ при $\frac{\Omega}{\Omega_0} = \text{const}$.

1 — $\mu_{ср} = 0,2$; 2 — $\mu_{ср} = 1$; 3 — линейная система.

возрастает до значений, достаточных для возникновения зазоров при данной нагрузке $\mu_{ср} = 0,4$. На рис. 3 этой частоте соответствует кривая 3, которая пересекается с кривой 2 в точках E и F. Здесь нелинейная система имеет два решения: точка F соответствует установившимся колебаниям с зазорообразованием, а точка E — линейной системе. При дальнейшем увеличении частоты имеют место устойчивые зазорообразования с амплитудами, соответствующими кривой 3'' (рис. 4), которые однозначно определяются средней нагрузкой и величиной возмущений. В точке B, где $a = \mu_{ср}$, образования зазоров прекращаются и амплитуды колебаний при дальнейшем увеличении частоты определяются линейной резонансной кривой 3 (рис. 4).

При уменьшении частоты значительные амплитуды колебаний с образованиями зазоров сохраня-

ются и на участке FD (рис. 4), т. е. резонансные нелинейные колебания возникают и в области меньших частот.

Уменьшение средней нагрузки передач вызывает уменьшение амплитуд нелинейных колебаний, а область существования колебаний с образованиями зазоров еще больше перемещается в сторону меньших частот. Нелинейность колебаний ограничивает их амплитуду в зоне резонанса и расширяет область резонанса в тем большей степени, чем меньше средняя нагрузка $\mu_{ср}$ (кривая 3' на рис. 4). При больших средних нагрузках влияние нелинейности незначительно и колебания практически определяются амплитудно-частотной характеристикой линейной системы (кривые 3 и 3'' на рис. 4). Кривые 2' и 2'' на рис. 4 соответствуют при тех же остальных параметрах уменьшенной постоянной T_m . При неизменной T_y это изменение равносильно уменьшению индуктивности якорной цепи, что приводит к увеличению демпфирующей способности привода. Сравнивая эти кривые с кривыми 3' и 3'', можно заключить, что увеличение демпфирующей способности привода в области резонанса при малой средней нагрузке передач $\mu_{ср}$ незначительно ограничивает амплитуды нелинейных колебаний. Однако перемещение резонансных колебаний в область частот, меньших Ω_0 , с увеличением демпфирующей способности привода заметно уменьшается.

При пренебрежимо малых индуктивностях якорной цепи ($T_y = 0,03$ сек, $T_m = 0,03$ сек) влияние нелинейности почти не обнаруживается. Зависимость амплитуды от коэффициента гармонической линеаризации здесь выражена слабо, поэтому максимальные амплитуды колебаний при реальных средних нагрузках определяются резонансной кривой 1 линейной системы (рис. 4).

Преимущественное распространение на экскаваторах находит многодвигательный привод поворота с последовательным соединением двигателей. В этом случае условия параметрического возбуждения колебаний в значительной степени определяются размещением поворотных редукторов, от которого зависит сдвиг по фазе между возмущениями на каждом валопроводе механизма. Если возмущения на всех валопроводах синфазны, то колебания э. д. с. двигателей вызывают колебания тока якоря и имеет место демпфирование колебаний электроприводом со всеми особенностями, которые были выше установлены. При противофазных возмущениях на валах, например, двух последовательно соединенных двигателей, суммарная их э. д. с. остается постоянной и демпфирование колебаний электроприводом полностью исключается. В этом случае колебания упругих моментов уравниваются на зубчатом венце и принятое выше условие $\omega_2 = \text{const}$ выполняется точно.

Амплитудно-частотные характеристики, рассчитанные для этого случая при $\Omega_0 = 22$ 1/сек, $T_y = 0$, $\Delta\mu_m = 0,15$ и $T_m = 1,3$ сек, построены на рис. 5,а. Значение $T_m = 1,3$ сек учитывает по данным опытов затухание, обусловленное наличием демпфирующих факторов в механизме поворота. Из рассмотрения рис. 5,а видно, что все отмеченные выше особенности нелинейных колебаний при слабом демпфировании выражены наиболее остро. Несложный ана-

лиз показывает, что вследствие неоднозначности характеристик наиболее опасные колебания могут возникать при торможениях электропривода, так как в этом случае зона резонанса расширяется, а максимум амплитуд перемещается в зону меньших частот. Относительно небольшая неравномерность хода ($\Delta\mu_m=0,15$) создает условия для развития колебаний, амплитуды которых при $\mu_{ср}=1$ могут в 3 раза превышать среднюю нагрузку.

Процессы нагружения передач при неизменной частоте возмущений иллюстрируются кривыми, изображенными на рис. 5,б. При частоте $\frac{\Omega}{\Omega_0}=0,5$

колебания с образованиями зазоров, неизбежно возникающие при малой средней нагрузке передач, с увеличением нагрузки быстро возрастают в соответствии с кривой АВ. В точке В образования зазоров прекращаются, амплитуда колебаний в линейной системе уменьшается до значения, соответствующего точке С. При уменьшении нагрузки амплитуда остается небольшой и зазоры возникают лишь в точке D, а возникнув, увеличиваются до значений, соответствующих кривой АВ. При большей частоте ($\frac{\Omega}{\Omega_0}=0,7$) аналогичные переходы из одного состояния в другое обозначены точками А'В'С'D'. Максимумы кривых, показанных на рис. 5,б, лежат на пунктирной кривой 4, приведенной на рис. 5,а, которая ограничивает максимально возможные амплитуды колебаний при $\Delta\mu_m=0,15$.

Рассмотренный процесс полностью проявляется при медленном изменении нагрузки. Если же, например, при частоте $\frac{\Omega}{\Omega_0}=0,7$ увеличить нагрузку от нуля до $\mu_{ср}=1$ скачком, колебания могут не получить развития, зазорообразование не возникнут и амплитуды колебаний установятся в соответствии с участком С'D' (рис. 4,а). Поэтому при переключениях привода на торможение в зоне скоростей, соответствующих частоте возмущений $\frac{\Omega}{\Omega_0}=0,5 \div 0,9$, желательно быстрое нарастание тормозного тока якоря, а следовательно, и средней нагрузки передач.

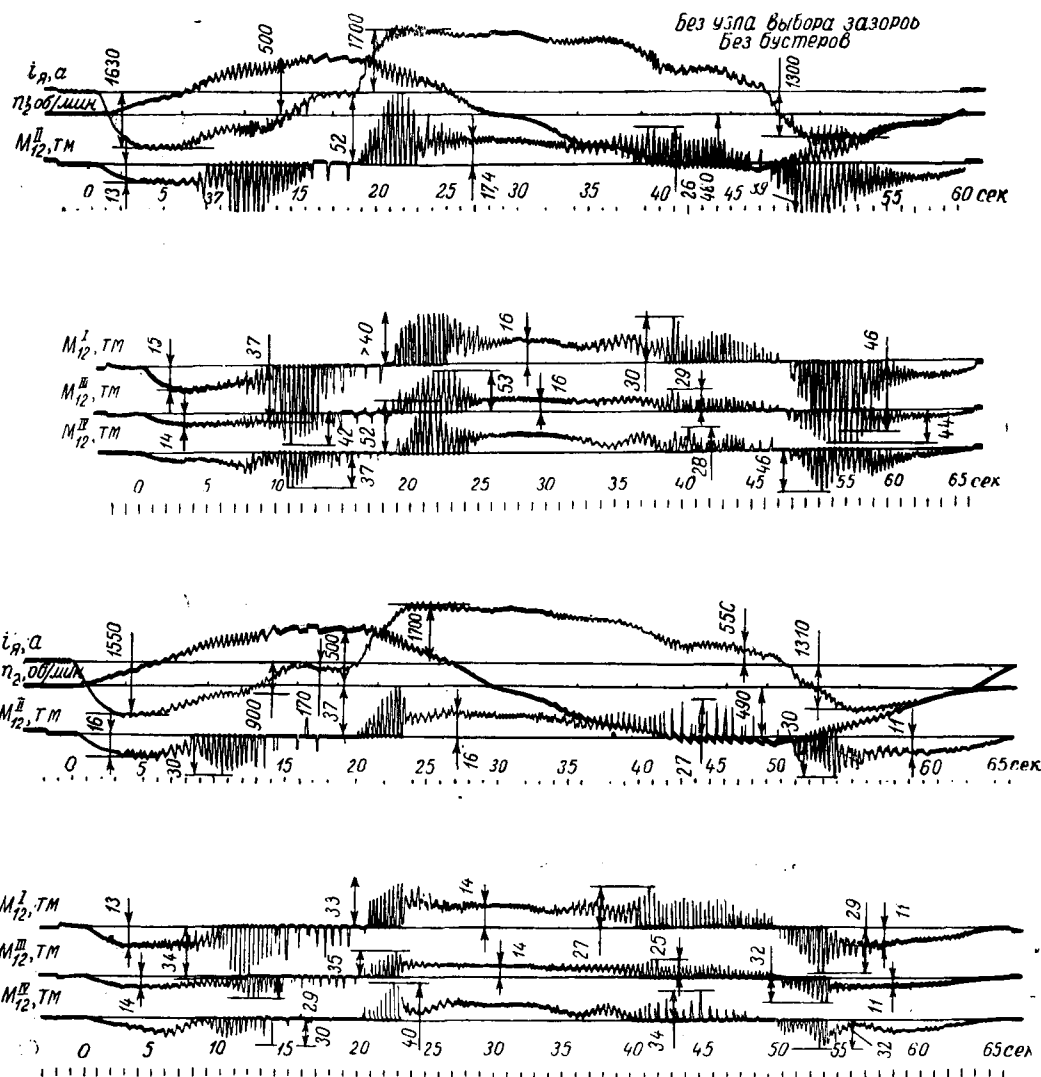


Рис. 6. Осциллограммы переходных процессов электропривода поворота экскаватора ЭШ-15/90А.

Ограничение производной момента торможения за счет замедления темпа нарастания тока якоря, которое, как правило, способствует уменьшению динамических нагрузок механической части привода, для недемпфированной параметрически возбуждаемой системы с зазором может быть причиной устойчивого развития резонансных колебаний с образованиями зазоров.

Начальные участки кривых, показанных на рис. 5,б, показаны пунктиром, ибо при отсутствии нагрузки зазор является фактором, демпфирующим колебания, и устойчивые колебания наступают лишь при некотором конечном значении средней нагрузки передач.

Проведенный анализ подтверждается материалами промышленных испытаний электроприводов механизма поворота. На рис. 6,а в качестве примера изображена осциллограмма пуска, реверса и торможения электропривода механизма поворота, полученная при испытаниях экскаватора ЭШ-15/90А.

Запись моментов M_{12}^I , M_{12}^{II} , M_{12}^{III} и M_{12}^{IV} на выходных валах редукторов производилась с помощью полупроводниковых тензодатчиков. Кроме этих ве-

личин, на осциллограмме изображены кривые тока якоря и скорости вращения одного двигателя. Осциллограмма подтверждает отмеченные выше особенности процесса. Резонанс затягивается при торможении; максимум упругого момента, учитывая, что $M_{\text{стоп}} = 17 \text{ тс} \cdot \text{м}$, достигает при этом трехкратного значения по отношению к стопорному моменту.

На рис. 6,б представлена аналогичная осциллограмма, снятая при испытаниях того же механизма в случае, когда для реализации демпфирующей способности электропривода колеблющиеся в противофазе двигателя шунтированы якорями машин постоянного тока, валы которых жестко между собой связаны. Этот так называемый «бустерный» агрегат из двигателей типа ДП-82 вращается вхолостую и обеспечивает параметры демпфирующего контура, соответствующие кривым 3, 3', 3'' и 3''', показанным на рис. 4. Демпфирование ограничивает амплитуды колебаний и уменьшает перемещение резонанса в сторону меньших частот. Однако вследствие значительной индуктивности демпфирующего контура максимум переменной составляющей нагрузки остается значительным ($a \approx 1$).

Вывод. Для ограничения динамических нагрузок при проектировании электроприводов механизма поворота необходимо стремиться к максимальной реализации демпфирующей способности привода. С этой целью необходимо отказаться от последовательного соединения двигателей при многодвигательном приводе, использовать компенсированные электрические машины, избегать применения быстродействующих систем токоограничения, препятствующих колебаниям тока якоря и тем самым ослабляющих демпфирование механических колебаний.

Литература

1. Buckingham - Olah, Stirnräder mit geraden Zähnen, Berlin, 1932.
2. Болотин В. В., Динамическая устойчивость упругих систем, Гостехиздат, 1956.
3. Ден - Гартог, Механические колебания, Перев. с англ., Физматгиз, 1960.
4. Старикова М. В., Автоколебания и скользящий режим в системах автоматического регулирования, Машгиз, 1962.

[24.3.1969]



УДК 62-523.8

Сравнение систем управления импульсными регуляторами на диодных переключающих и логических элементах

Проф. Н. Н. СИДОРОВ, канд. техн. наук В. И. НЕКРАСОВ,
инженеры Б. Ю. ЛЕВИТСКИЙ и А. Я. ЯКУШЕВ
Ленинград

Рассмотрены системы управления импульсными регуляторами, предназначенными для электрического подвижного состава. Однако выводы статьи могут быть распространены и на другие установки с импульсным регулированием.

Основными качественными показателями рассматриваемых систем управления являются: надежность, быстродействие, помехоустойчивость и термостабильность.

Надежность системы управления должна быть не ниже надежности тиристорного преобразователя. На надежность элементов аппаратуры управления подвижным составом существенное влияние оказывают такие факторы внешней среды как влажность, колебания температуры и давления и др., а также специфические условия эксплуатации, связанные с неизбежными ударными воздействиями и вибрациями.

Приведем некоторые данные о надежности систем управления по материалам Национальных симпозиумов в США¹.

На рис. 1 приведен график в полулогарифмических координатах, который позволяет ориентиро-

вочно оценить степень влияния различных неблагоприятных факторов эксплуатации на надежность управляющих систем. Приняты следующие обозначения: $k_\lambda = \frac{\lambda}{\lambda_0}$ — относительная средняя интенсив-

ность отказов; значения k_λ для абсцисс, обозначенных на графике точками 1, 2, ..., 9, соответствуют условиям работы следующих установок: 1 — лабораторных, 2 — наземных, 3 — корабельных, 4 — автомобильных, 5 — железнодорожных, 6 — высокогорных, 7 — самолетных, 8 — управляемых снарядов, 9 — современных ракет.

Из рис. 1 следует, что системы управления железнодорожным транспортом должны иметь сопропорциональный запас по условиям безотказной работы сравнительно с лабораторными установками, работающими в стационарных условиях.

Системы управления импульсными регуляторами могут быть построены: на транзисторах с использованием диодных переключающих и магнитных элементов; на стандартных логических и функциональных элементах с использованием магнитных элементов и диодов; на диодных переключающих элементах (диоды управляемые, переключающие и опорные) с применением магнитных элементов.

¹ Маликов И. М., Надежность элементов электронной аппаратуры, Изд. ЛЭТИ, 1967.

В табл. 1 указаны сравнительные данные параметров транзисторов и диодных переключающих элементов.

Диодные переключающие устройства уступают транзисторам по наибольшей частоте переключений, но превосходят по k_p , что особенно важно для систем управления.

На рис. 2 изображена функциональная схема широтно-дискретного управления тиристорным регулятором и его принципиальная силовая схема.

Задающий генератор ЗГ вырабатывает синхронизирующие импульсы с постоянной частотой повторения, которые подаются на тиристорный усилитель импульсов гашения УГ для управления вентилем гашения ВГ и на устройство считывания датчика тока ДТ. В том случае, когда ток двигателя I_d меньше тока уставки $I_{уст}$, датчик тока выдает импульс управления на логический элемент И. Если на И одновременно приходит и синхронизирующий импульс от ЗГ, то с И импульс передается на устройство задержки УЗ, где на некоторую часть периода управления импульс задерживается и только после этого передается на тиристорный усилитель импульсов отпирания УО главных вентилях ГВ. Ток двигателей контролируется в начале каждого периода, и при $I_d < I_{уст}$ коэффициент заполнения k_3 главных вентилях будет максимальным, а при $I_d > I_{уст}$ коэффициент $k_3 \approx 0$.

Пунктиром на рис. 2 выделены блоки на логических элементах типа ЭТ (рис. 3,а) и на диодных переключающих элементах (рис. 4,а).

Временная диаграмма выходных напряжений относительно эмиттерной цепи всех логических элементов ЭТ изображена на рис. 3,б. Функции ЗГ и УЗ выполняет ЭТ-В02, а функции И — ЭТ-Л01. Так как оба элемента имеют слабые выходные сигналы, то требуется применение усилителей ЭТ-У01. Сдвиг импульсов управления УО относительно импульсов УГ осуществляется выбором соответствующей ширины выходных импульсов ЭТ-В02, определяемой значениями C' и C'' . Датчик тока ДТ построен на магнитном усилителе с выходом, пропорциональным среднему току. Функциональный элемент ЭТ-Ф02 релейно срабатывает при достижении током значения уставки.

Временная диаграмма работы схемы с применением диодных переключающих элементов (рис. 4,а) показана на рис. 4,б

Задающий генератор ЗГ выполнен по схеме релаксатора стабилитроном в цепи управления. Син-

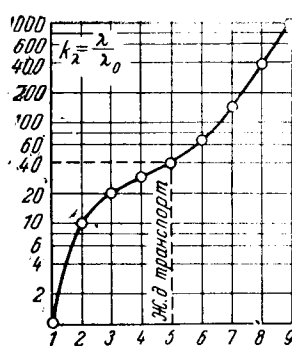


Рис. 1.

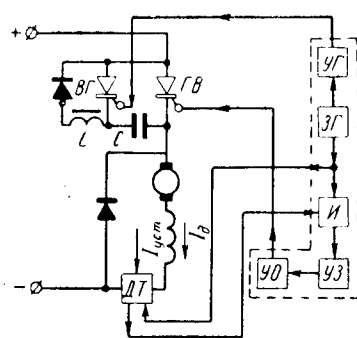
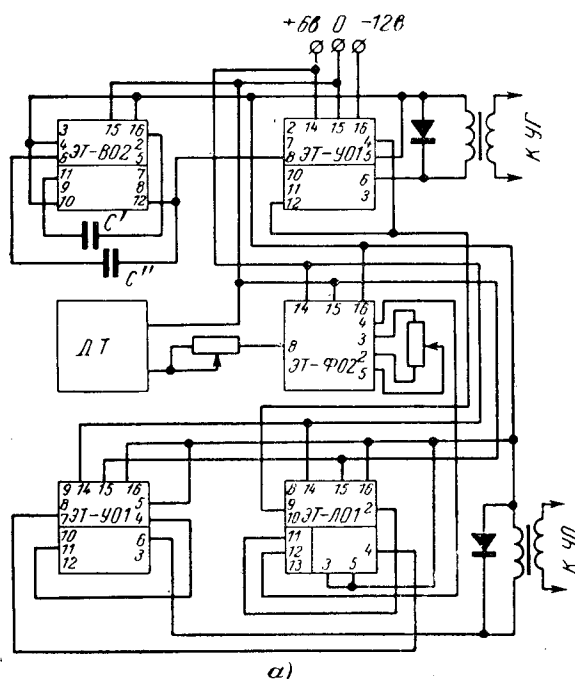


Рис. 2.



а)

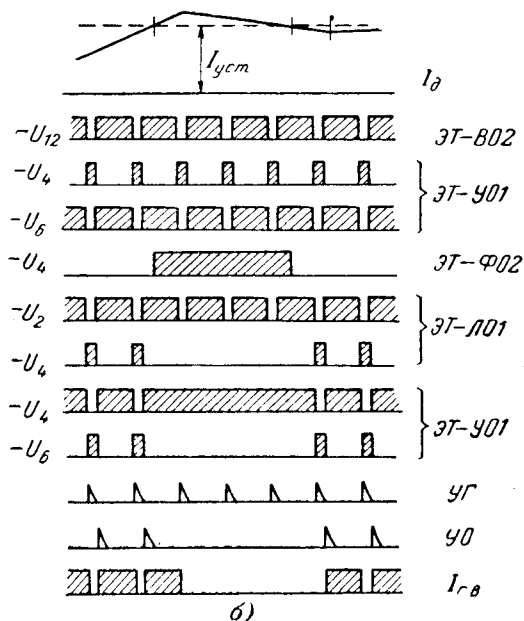


Рис. 3.

Таблица 1

Наименование параметра	Транзисторы	Диодные переключающие элементы
Коэффициент усиления по току k_i	10—50	20—1 000
Коэффициент усиления по мощности переключения k_p	20—50	10^5 — 10^{10}
Допустимое напряжение переключения, в	20—60	10—300
Наибольшая частота переключений, Мгц		до 10 кгц
Интенсивность отказов λ_0 , $1/ч$	(3—4) 10^{-6}	$5 \cdot 10^{-6}$
Коэффициент температурной неустойчивости, $\%/^{\circ}C$	до 0,3	до 0,3

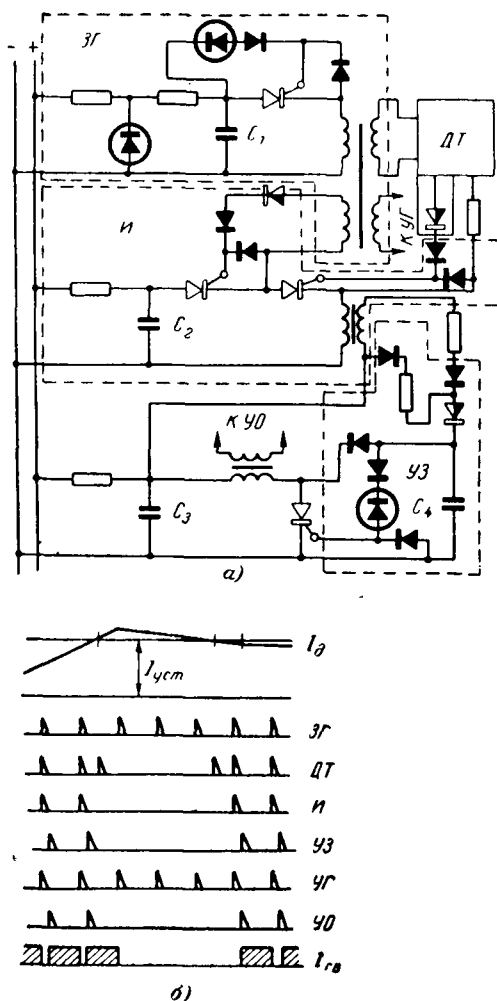


Рис. 4.

хронизирующие импульсы со вторичной обмотки выходного трансформатора подаются на запуск тиристорного усилителя импульсов гашения УГ, на обмотку считывания датчика тока и на управление логическим устройством задержки УЗ, представляющим собой релаксационный генератор, запускаемый выходным импульсом от устройства И.

Отличительная особенность режима работы тиристорных и диодов в данной схеме заключается в том, что за время периода управления они нагружены кратковременно в течение длительности импульса управления. В дальнейшем при расчетах коэффициент нагрузки диодов и тиристоров $k_n = 0,1$. Транзисторы же нагружены большую часть периода управления, и поэтому для них в схеме на логических элементах $k_n = 0,5$.

Надежность этих вариантов систем управления рассчитана для температур окружающей среды $+20$ и $+60^\circ\text{C}$. Сначала определялась эксплуатационная интенсивность отказов отдельных элементов.

$$\lambda_a = \lambda_0 \alpha, \quad (1)$$

где λ_0 — интенсивность отказов элемента, работающего в нормальных условиях под номинальной нагрузкой; $\alpha = f(k_n, T^\circ)$ — эксплуатационный коэффициент, учитывающий изменение интенсивности отказов при отклонениях температуры и нагрузки от номинальных значений.

В табл. 2 приведены численные значения λ_0 , α_{20° , α_{60° и λ_a для различных элементов, входящих в рассмотренные схемы; количество элементов в каждой схеме указано в табл. 3.

Для периода нормальной работы интенсивность отказов λ_c системы управления равна

$$\lambda_c = \sum_{i=1}^n \lambda_i, \quad (2)$$

где λ_i — интенсивность отказов i -го элемента системы; среднее время безотказной работы системы

$$T = \frac{1}{\lambda_c}. \quad (3)$$

Результаты расчета λ_c и T для обоих вариантов систем управления с применением данных табл. 2 и 3 сведены в табл. 4.

Расчеты выполнены без учета датчика тока и устройств питания. Устройство питания системы управления с логическими элементами значительно сложнее, чем для схемы с диодными переключателями.

Таблица 2

Наименование элементов	$\lambda_0 \cdot 10^{-6}, 1/\text{ч}$	α		$\lambda_a \cdot 10^{-6}, 1/\text{ч}$	
		20°C	60°C	20°C	60°C
Сопротивления ВС	1,0	0,42	0,82	0,42	0,82
Потенциометры	1,3	0,42	0,82	0,545	1,07
Конденсаторы бумажные	1,8	0,1	0,2	0,18	0,36
Конденсаторы электролитические	2,4	0,1	0,2	0,24	0,48
Диоды					
$k_n = 0,1$		0,25	0,39	0,50	0,78
$k_n = 0,5$	2,0	0,42	1,1	0,84	2,20
Стабилитроны, тиристоры, динисторы	5,0	0,25	0,39	1,25	1,95
Транзисторы малоомощные	3,0	0,35	0,5	1,05	1,50
Трансформаторы импульсные	0,235	—	—	0,235	0,235

Таблица 3

Наименование элементов	Количество
Схема на логических элементах типа ЭТ	
Транзисторы	10
Диоды	11
Сопротивления	37
Потенциометры	2
Конденсаторы	2
Импульсные трансформаторы	2
Всего	64
Из них полупроводниковых элементов	22
Схема на диодных переключающих элементах	
Тиристоры, динисторы, стабилитроны	8
Диоды	11
Сопротивления	6
Конденсаторы	3
Импульсные трансформаторы	3
Всего	30
Из них полупроводниковых элементов	19

Таблица 4

Условия работы	Обозначения	На логических элементах	На диодных переключающих элементах
Лабораторные	$\lambda_c, 1/\mu$ при 20°C	$37,2 \cdot 10^{-6}$	$19,3 \cdot 10^{-6}$
	$\lambda_c, 1/\mu$ при 60°C	$71,9 \cdot 10^{-6}$	$24,9 \cdot 10^{-6}$
	$T_0 = \frac{1}{\lambda_c}, \mu$ при 20°C	27,0 тыс. μ	51,9 тыс. μ
	$T_0 = \frac{1}{\lambda_c}, \mu$ при 60°C	13,9 тыс. μ	53,2 тыс. μ
Железнодорожного транспорта	T_a, μ при 20°C	675 μ	1 300 μ
	T_a, μ при 60°C	350 μ	830 μ

чающими элементами, так как логические элементы требуют два уровня стабилизированного напряжения 6 и 12 в. Между тем, питание второй схемы может быть обеспечено от одного источника с одним уровнем напряжения. Стабилизированное напряжение требуется только для питания задающего генератора. Датчик тока в схеме с диодными переключающими элементами значительно проще, чем в схеме с логическими элементами, так как не требует инвертирования напряжения.

Если при расчете учесть устройства питания и датчики тока, то преимущества по степени надежности системы управления с диодными переключающими элементами будут еще более ощутимыми.

Схема на диодных переключающих элементах имеет еще то преимущество, что она более помехо-

устойчива по сравнению со схемой на логических элементах. Уровень сигналов управления логическими элементами соизмерим с наводимыми э. д. с. в подводящих проводах. Это требует экранирования проводов и самих блоков управления. Диодные переключающие элементы могут быть выбраны с уровнем переключений, намного большим уровня шумов, что позволяет значительно упростить мероприятия по экранированию. Вместе с тем они не теряют релейно ключевых свойств в нормированном диапазоне температур для электропитательной аппаратуры.

Выводы. 1. Схемы, выполненные на переключающих диодах, имеют в 1,2—2 раза меньше элементов по сравнению со схемами на логических элементах.

2. Продолжительность безотказной работы предлагаемых схем управления в 1,9—2,4 раза выше схем с применением транзисторов.

3. Способность тиристорных и динисторных работать только в ключевом режиме позволяет упростить системы питания и устранить необходимость температурной компенсации.

4. Относительно высокий уровень напряжения управления тиристорных и переключающих диодов обеспечивает высокую помехоустойчивость схем.

5. Для удобного синтеза систем управления импульсными регуляторами для электроподвижного состава и упрощения их эксплуатации целесообразно разработать и наладить изготовление стандартных ячеек с применением переключающих диодов и тиристорных.

[5.5.1969]



УДК 62-523.2

О системе синфазного вращения с релейным управлением по углу рассогласования

А. К. ПОПОВ

Объединенный институт
ядерных исследований

Постановка задачи. Нередко требуется обеспечить слежение вращающейся инерционной нагрузки за задающим углом, изменяющимся по закону $\varphi_a = \omega_a t$, где ω_a — угловая скорость, t — время. При этом предполагается, что, во-первых, допустимые отклонения угла поворота нагрузки от задающего угла должны быть малы и, во-вторых, скорость изменения задающего угла достаточно велика и изменяется очень слабо. Оба эти предположения означают, что в систему регулирования практически невозможно ввести управление ни по изменению задающей скорости, ни по отклонению скорости нагрузки от задающей из-за нечувствительности аппаратуры. Естественно, эти предположения затрудняют реализацию следящей системы высокой точности.

Пусть движение системы характеризуется уравнениями

$$\left. \begin{aligned} \frac{d\omega}{dt} &= \frac{M(\omega)}{J} = \frac{M + m\omega}{J}; \\ \frac{d\varphi}{dt} &= \omega, \end{aligned} \right\} \quad (1)$$

где φ — угол рассогласования (разность между углом поворота нагрузки и задающим углом); ω — отклонение скорости вращения нагрузки от скорости изменения задающего угла; t — время; J — момент инерции системы; $M(\omega) = M + m\omega$ — динамический момент (разность между моментом двигателя и моментом нагрузки); M — значение динамического момента при $\omega = 0$; m — производная динамического момента по скорости.

Рассмотрим поведение системы при управлении только по углу рассогласования.

Выделение области устойчивости на плоскости параметров управления. Сделаем еще одно предпо-

ложение, усложняющее реализацию закона управления. Допустим, что не представляется возможным регистрировать величину угла рассогласования в любой момент времени, а удастся регистрировать лишь моменты перехода угла рассогласования из зоны $(2\pi n \div 2\pi n + \pi)$ в зону $(2\pi n \div 2\pi n - \pi)$ и наоборот, где n — равняется $\pm 0, 1, 2$ и т. п. Тогда примем следующий легко реализуемый закон управления:

$$\left. \begin{aligned} M &= M_1 > 0, m = m_1 \text{ при } \text{sign}(\sin \varphi) = -1; \\ M &= M_2 < 0, m = m_2 \text{ при } \text{sign}(\sin \varphi) = 1. \end{aligned} \right\} \quad (2)$$

Исследование удобно вести на фазовой плоскости φ, ω [Л. 1]:

$$\frac{d\omega}{d\varphi} = \frac{M + m\omega}{J\omega}. \quad (3)$$

Фазовую плоскость такой системы удобно представить как развертку цилиндра, по образующей которого откладывается ω , а по окружности поперечного сечения — φ . При этом полный обход по окружности соответствует изменению угла рассогласования на величину 2π . Фазовые траектории характеризуются уравнениями, получаемыми из выражений (2) и (3):

$$\varphi - \varphi_0 = \frac{JM_1}{m_1^2} \left(\frac{m_1}{M_1} \omega - \ln \left[\frac{m_1}{M_1} \omega + 1 \right] \right) \quad (4)$$

при $\text{sign}(\sin \varphi) = -1$;

$$\varphi - \varphi_0 = \frac{JM_2}{m_2^2} \left(\frac{m_2}{M_2} \omega - \ln \left[\frac{m_2}{M_2} \omega + 1 \right] \right) \quad (5)$$

при $\text{sign}(\sin \varphi) = 1$,

где φ_0 — угол рассогласования при $\omega = 0$.

Качественная картина траекторий на такой фазовой плоскости представлена на рис. 1.

Допустим, что по каким-либо соображениям выбраны значения m_2 и M_2 . Ограничимся случаем, когда $m_2 \leq 0$. Требуется подобрать значения m_1 и M_1 , при которых система устойчива (втягивается в синхронизм), т. е. изображающая точка на фазовой плоскости стремится к какой-либо из точек с координатами $\varphi = 2\pi n$ (n равняется $\pm 0, 1, 2, \dots$), $\omega = 0$.

Подставим в уравнение (5) значение разности $\varphi_0 - \varphi = \pi$ и определим по нему соответствующие

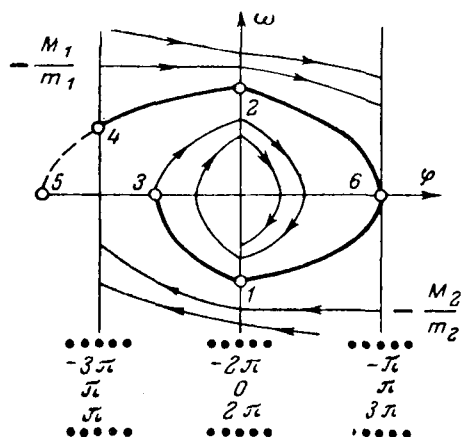


Рис. 1. Фазовая плоскость.

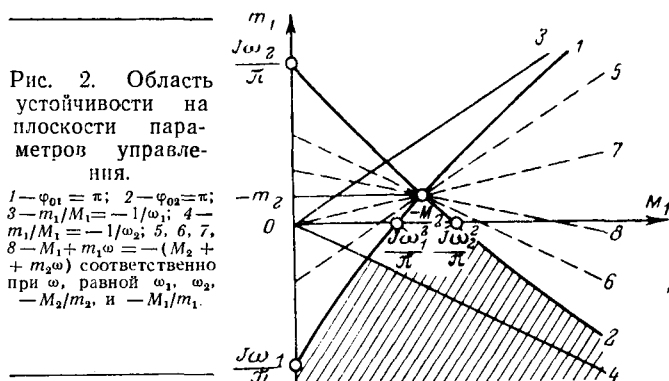


Рис. 2. Область устойчивости на плоскости параметров управления.

1 — $\varphi_{01} = \pi$; 2 — $\varphi_{02} = \pi$; 3 — $m_1/M_1 = -1/\omega_1$; 4 — $m_1/M_1 = -1/\omega_2$; 5, 6, 7, 8 — $M_1 + m_1\omega = -(M_2 + m_2\omega)$ соответственно при ω , равной $\omega_1, \omega_2, -M_2/m_2$, и $-M_1/m_1$.

этой разности значения скоростей $\omega_1 < 0$ и $\omega_2 > 0$ (точки 1 и 2 на рис. 1). Для обеспечения устойчивости системы достаточно выбрать такие значения m_1 и M_1 , чтобы одновременно выполнялись три следующих условия:

I.

$$\varphi_{01} = \frac{JM_1}{m_1^2} \left(\frac{m_1}{M_1} \omega_1 - \ln \left| \frac{m_1}{M_1} \omega_1 + 1 \right| \right) < \pi; \quad (6)$$

II.

$$-M_1/m_1 \leq \omega_2 \quad (7a)$$

либо при $-M_1/m_1 > \omega_2$:

$$\varphi_{02} = \frac{JM_1}{m_1^2} \left(\frac{m_1}{M_1} \omega_2 - \ln \left| \frac{m_1}{M_1} \omega_2 + 1 \right| \right) > \pi; \quad (7b)$$

III.

$$m_1 \leq 0. \quad (8)$$

Из выражений (6) и (7b) после замены неравенств равенствами можно получить значения m_1 и M_1 , при которых система находится на границе устойчивости. На рис. 2 в координатах M_1 и m_1 изображены граничные кривые. Представить ход этих кривых нетрудно, так как каждая из них имеет по три характерных точки, легко определяемых по формуле (3), и асимптоты, как это видно из уравнения (6) и (7b).

Прежде всего граничные кривые пересекаются в точке с координатами $M_1 = -M_2$ и $m_1 = -m_2$. Кроме того, кривая $\varphi_{01} = \pi$ содержит точки с координатами $M_1 = 0$; $m_1 = J\omega_1/\pi < 0$ и $M_1 = J\omega_1^2/2\pi$; $m_1 = 0$ и имеет асимптоту $m_1/M_1 = -1/\omega_1 > 0$, а кривая $\varphi_{02} = \pi$ содержит точки $M_1 = 0$; $m_1 = J\omega_2/\pi > 0$ и $M_1 = J\omega_2^2/2\pi$; $m_1 = 0$ и имеет асимптоту $m_1/M_1 = -1/\omega_2 < 0$. Условия (6) и (7b) удовлетворяются правее кривой $\varphi_{01} = \pi$ и левее кривой $\varphi_{02} = \pi$. На рис. 2 устойчивая область заштрихована.

Аналогичные рассуждения можно провести для случая, когда по каким-либо соображениям задаются значения m_1 и M_1 и требуется выбрать значения m_2 и M_2 .

Реле времени как элемент, увеличивающий затухание переходного процесса. Итак, для определенной области значений M_1 и m_1 система входит

¹ Из равенств (6) и (7b) следует, что при любых фиксированных значениях отношения m_1/M_1 значения углов φ_{01} и φ_{02} обратно пропорциональны $|m_1|$, т. е. на любом луче, исходящем из начала координат (рис. 2), значения этих углов уменьшаются с увеличением модуля m_1 .

в синхронизм, и фазовые траектории «навиваются» на какую-либо из точек с координатами $\varphi = 2\pi n$ (n равно $\pm 0, 1, 2, \dots$) и $\omega = 0$. Однако вблизи этой точки, когда модуль величины $m\omega$ в уравнении (3) становится малым по сравнению с модулем M , переходный процесс имеет малые затухания. Фазовые траектории при этом мало отличаются от парабол:

$$\varphi = \frac{J}{2M} \omega^2 + \varphi_0. \quad (9)$$

Если ввести в управляющее устройство реле времени, то при амплитуде колебаний угла рассогласования, меньшей $\Delta\varphi$, где $0 < \Delta\varphi < \pi$, можно вместо выражения (2) использовать следующий закон управления:

$$\left. \begin{aligned} M &= M_3 > M_1 \\ M &= M_1 > 0 \end{aligned} \right\} \text{ при } 2\pi n - \Delta\varphi < \varphi < 2\pi n \text{ и}$$

$$\left\{ \begin{aligned} t_1 &\leq t < t_1 + \tau_1; \\ t &\geq t_1 + \tau_1; \end{aligned} \right. \quad (10a) \quad (10b)$$

$$\left. \begin{aligned} M &= M_4 < M_2 \\ M &= M_2 < 0 \end{aligned} \right\} \text{ при } 2\pi n < \varphi < 2\pi n + \Delta\varphi \text{ и}$$

$$\left\{ \begin{aligned} t_2 &\leq t < t_2 + \tau_2; \\ t &\geq t_2 + \tau_2, \end{aligned} \right. \quad (10b) \quad (10г)$$

где τ_1 и τ_2 — постоянные выдержки реле времени; t_1 и t_2 — моменты, когда угол рассогласования становится равным $2\pi n$ соответственно при уменьшении и увеличении φ ; n — любая из величин ряда $\dots -2, -1, 0, 1, 2, \dots$

Для этого закона управления картина фазовых траекторий, которые при пренебрежении $m\omega$ стали кусками парабол, представлена на рис. 3. Изображающая точка, попадающая на ось $\varphi = 2\pi n$ справа, перемещается согласно выражению (10а) до полупрямой

$$\varphi_{\tau_1} = \omega\tau_1 - \frac{M_3}{2J} \tau_1^2,$$

где

$$\varphi_{\tau_1} = \varphi - 2\pi n \leq 0,$$

и далее согласно выражению (10б) или до оси $\varphi = 2\pi n$ в верхней полуплоскости и далее согласно выражению (10в).

Изображающая точка, попадающая на ось $\varphi = 2\pi n$ слева, перемещается согласно (10в) до полупрямой² $\varphi_{\tau_2} = \omega\tau_2 - \frac{M_4}{2J} \tau_2^2$, $\varphi_{\tau_2} = \varphi - 2\pi n \geq 0$ (и далее согласно выражению (10г)) или до оси $\varphi = 2\pi n$ в нижней полуплоскости. Изображающая точка стремится к предельному циклу, амплитуда скорости которого равна наименьшей из двух величин: $M_3\tau_1/2J$ или $-M_4\tau_2/2J$. При подстановке ее в уравнение (9) при $M = M_3$ и $M = M_4$ получаются наибольшие установившиеся отклонения угла рассогласования. Если задаться этими наибольшими отклонениями, то

² Уравнения полупрямых получаются, если систему уравнений (1), в которой считается $m=0$, проинтегрировать при начальных условиях $t_0=0$, $\varphi_0=2\pi n$, ω_0 и подставить вместо t значения выдержек времени τ_1 и τ_2 . Эти полупрямые являются частями касательных к траекториям, проходящим через начало координат (пунктир на рис. 3).

Рис. 3. Фазовый портрет при использовании в системе управления реле времени.
 $a = M_3\tau_1^2/8J$; $b = -M_4\tau_2^2/8J$;
 $c = M_3\tau_1/2J$; $d = -M_4\tau_2/2J$;

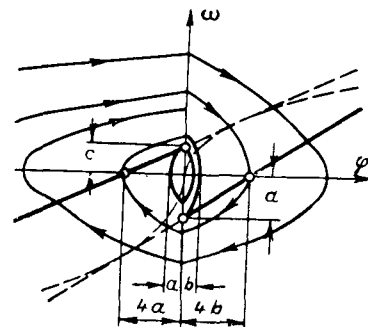
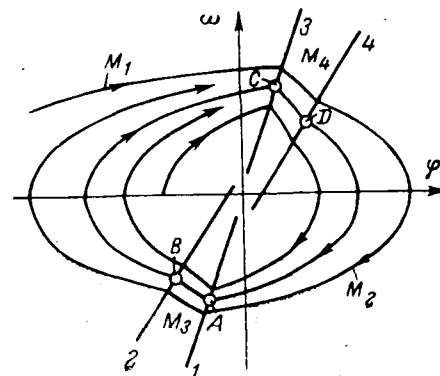


Рис. 4. Фазовый портрет при наличии запаздывания в срабатывании релейного элемента.



можно подобрать величины составляющих динамических моментов M_3 и M_4 и выдержек времени τ_1 и τ_2 .

Таким образом, применение в управляющем устройстве реле времени приводит к тому, что система из практически незатухающей становится системой с четко выраженным затуханием вплоть до колебаний допустимо малой амплитуды.

Если срабатывание релейного элемента в управляющем устройстве происходит с некоторым запаздыванием τ , то фазовый портрет изменяется и приобретает вид, показанный на рис. 4. Линии на фазовой плоскости, на которых происходят переключения управляющих воздействий, по-прежнему остаются полупрямыми, но смещаются по часовой стрелке. Этим прямым, обозначенным на рис. 4 цифрами 1, 2, 3, 4, соответствуют следующие уравнения:

$$\varphi_{\tau} = \omega\tau - M_3\tau^2/2J, \quad (\varphi_{\tau} = \varphi - 2\pi n < 0);$$

$$\varphi_{\tau_1} = \omega(\tau + \tau_1) - (M_2\tau^2 + M_3\tau_1^2 + 2M_3\tau\tau_1)/2J, \\ (\varphi_{\tau_1} = \varphi - 2\pi n \leq 0);$$

$$\varphi_{\tau} = \omega\tau - M_1\tau^2/2J, \quad (\varphi_{\tau} = \varphi - 2\pi n > 0);$$

$$\varphi_{\tau_2} = \omega(\tau + \tau_2) - (M_1\tau^2 + M_4\tau_2^2 + 2M_4\tau\tau_2)/2J; \\ (\varphi_{\tau_2} = \varphi - 2\pi n \geq 0).$$

Естественно запаздывание ухудшает качество системы, увеличивая амплитуды установившихся колебаний. На рис. 4 буквами ABCD обозначен устойчивый предельный цикл. Предельные циклы удобно находить графически, если по оси ординат откладывать скорость в квадратичном масштабе,

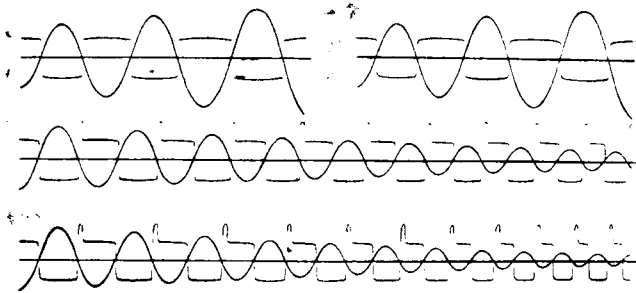


Рис. 5. Осциллограммы системы с релейным элементом, обладающим запаздыванием, и системы с экспоненциальным изменением момента.

т. е. значения $\omega^2 \text{sign } \omega$. В этом случае траектории изображающей точки будут представлять из себя не параболы, а прямые линии.

На рис. 5 изображены осциллограммы переходных процессов двух систем. В первой — релейный элемент срабатывает с запаздыванием 0,02 сек. Во второй — релейный элемент срабатывает без запаздывания, но момент изменяется не скачком, а по экспоненте с постоянной времени 0,02 сек, т. е. формируется на выходе дополнительного инерционного звена.

Верхние осциллограммы относятся к этим системам без реле времени в управляющем устройстве. Системы при этом неустойчивы. Средняя — относится к системе с релейным элементом с запаздыванием и с реле времени в управляющем устройстве с выдержкой 0,14 сек. Нижняя — относится к системе с экспоненциальным изменением момента и с реле времени в управляющем устройстве с той же выдержкой 0,14 сек.

Как и следовало ожидать³, отрицательное влияние инерционного звена на качество системы слабее, чем влияние звена запаздывания.

Выводы. При релейном управлении только по углу рассогласования можно легко выделить область значений параметров управления, при которых система входит в синхронизм при большом угле рассогласования.

Введение в управляющее устройство реле времени обеспечивает хорошее затухание переходного процесса при малом угле рассогласования.

³ Вопросы смещения линии переключения при запаздывании и при экспоненциальном изменении момента для обычной релейной системы рассмотрены в работе [Л. 2].

Приложение. Неравенство (6) означает, что траектория, определяемая выражением (4) и проходящая через точку 1 (рис. 1), должна пересекать ось $\omega=0$ в точке 3, для которой $\varphi_{01}=\varphi_1-\varphi_3<\pi$. Неравенства (7) означают, что либо должно выполняться условие $-M_1/m_1 \leq \omega_2$, либо, если оно не выполняется, определяемая выражением (4) и проходящая через точку 2 (рис. 1) траектория должна как бы исходить из точки 5, для которой $\omega_5=0$ и $\varphi_{02}=\varphi_2-\varphi_5>\pi$.

Для вхождения системы в синхронизм необходимость выполнения этих условий, т. е. наличие на фазовой плоскости траектории 42613, очевидна. Убедимся в достаточности условий (6) — (8).

Для вхождения в синхронизм снизу, т. е. при отрицательных значениях ω , достаточно при выполнении условия (6) потребовать выполнения неравенства:

$$-\left(\frac{d\omega}{d\varphi}\right)_1 > \left(\frac{d\omega}{d\varphi}\right)_2 \text{ при } -\frac{M_2}{m_2} < \omega < \omega_1 < 0. \quad (\text{П-1})$$

Для вхождения в синхронизм сверху достаточно при выполнении условия (7б) потребовать выполнения неравенства:

$$-\left(\frac{d\omega}{d\varphi}\right)_1 > \left(\frac{d\omega}{d\varphi}\right)_2 \text{ при } 0 < \omega_2 < \omega < -\frac{M_1}{m_1}, \quad (\text{П-2})$$

где

$$\begin{aligned} \left(\frac{d\omega}{d\varphi}\right)_1 &= \frac{M_1 + m_1\omega}{J\omega}; \\ \left(\frac{d\omega}{d\varphi}\right)_2 &= \frac{M_2 + m_2\omega}{J\omega}. \end{aligned}$$

Области, в которых выполняются условия вхождения системы в синхронизм, показаны на рис. 2. Условие (П-1) выполняется ниже прямых 5 и 7, условие (П-2) — ниже прямых 6 и 8, условия (6) и (7б) — ниже кривых 1 и 2 соответственно. Условие (7а) выполняется ниже прямой 4 (асимптоты кривой 2).

Таким образом, условия (П-1) и (П-2) автоматически выполняются при удовлетворении условий (6) и (7). Условия (6) и (7) являются достаточными для вхождения изображающей точки в район какой-либо из точек с координатами $\varphi=2\pi n$ (n равно $\pm 0, 1, 2 \dots$) и $\omega=0$. Выполнение, кроме того, условия (8) достаточно для того, чтобы изображающая точка не только входила в этот район, но и стремилась к точке с указанными координатами, т. е. чтобы была исключена возможность существования предельного цикла внутри области, ограниченной отрезком траектории 613 (рис. 1).

Литература

1. Андронов А. А. и др., Теория колебаний, Физматгиз, 1959.
2. Рабинович Л. В., Влияние параметров релейного следящего привода на границы областей фазового пространства, Труды Московского авиационного института, вып. 146, Оборонгиз, 1962.

[28.2.1969]



Гармонический анализ выпрямленного напряжения вентильных преобразователей с учетом переходных процессов, сопровождающих коммутацию вентилей

Канд. техн. наук Ю. С. КРАЙЧИК и инж. Ж. И. ВОРОНИНА

Ленинград

При расчете гармоник выпрямленного напряжения вентильных преобразователей обычно допускают, что в моменты зажигания и погасания вентилей это напряжение изменяется скачком (рис. 1, а).

Но из-за собственных емкостей оборудования преобразовательных схем, а также из-за специальных емкостных устройств, применяемых в некоторых схемах, в реальных условиях скачкообразных изменений выпрямленного напряжения не происходит, а коммутации вызывают переходные процессы — аperiodические или колебательные (рис. 1, б и в).

Влияние переходных процессов на среднее значение выпрямленного напряжения в большинстве случаев несущественно, однако при анализе гармоник их необходимо учитывать. В настоящее время это вызвано широким распространением преобразовательных установок высокого напряжения, для которых обоснование работы изоляции в условиях длительного воздействия высокого напряжения несинусоидальной формы является одним из основных технических требований к оборудованию.

Процессы перезаряда емкостей, обуславливающие переходные процессы в преобразовательных схемах, протекают обычно настолько быстро, что к моменту зажигания или погасания очередного вентиля их уже можно считать полностью закончившимися. Таким образом, эти процессы не меняют коммутационных интервалов, и так как внутри каждого интервала преобразовательная схема линейна, то реальные кривые выпрямленного напряжения $u(\theta)$ можно рассматривать как результат наложения составляющих $\Delta u_i(\theta)$, вызванных процессами перезаряда емкостей, на идеализированную кривую $u_{ид}(\theta)$, построенную классическими методами [Л. 1—3], т. е. для мгновенных значений выпрямленного напряжения запишем:

$$u(\theta) = u_{ид}(\theta) + \Delta u(\theta), \quad (1)$$

и для комплексной амплитуды каждой гармоники

$$\dot{U}_v = \dot{U}_{идv} + \Delta \dot{U}_v, \quad (2)$$

где v — ее порядок.

Идеализированную кривую выпрямленного напряжения $u_{ид}(\theta)$ и ее гармоники $\dot{U}_{идv}$ считаем заданными.

Пусть $U_{скi}$ — значения, а θ_i — моменты скачков выпрямленного напряжения в течение периода его повторяемости — $\frac{2\pi}{m}(i=1, \dots, k)$. Тогда комплексная составляющая v -й гармоники

$$\Delta \dot{U}_v = \sum_{i=1}^k \Delta \dot{U}_{vi} e^{-jv\theta_i}, \quad (3)$$

где $\Delta \dot{U}_{vi}$ — составляющая, обусловленная переходными процессами $\Delta u_i(\theta)$ после i -го скачка напряжения в каждом периоде повторяемости и определяемая по выражению

$$\Delta \dot{U}_{vi} = \frac{m}{\pi} \int_0^{\theta_{i+1} - \theta_i} \Delta u_i(\theta) e^{-jv\theta} d\theta. \quad (4)$$

Сделанное выше допущение относительно скорости протекания рассматриваемых процессов позволяет заменить верхний предел на $+\infty$.

При аperiodических процессах составляющие $\Delta u_i(\theta)$ достаточно точно описываются уравнением

$$\Delta u_i(\theta) = -U_{скi} e^{-\beta_i \theta}, \quad (5a)$$

а при колебательном характере

$$\Delta u_i(\theta) = -U_{скi} \frac{\cos(v_{0i}\theta + \xi_i)}{\cos \xi_i} e^{-\beta_i \theta}, \quad (5б)$$

где v_{0i} и β_i — частота собственных колебаний и затухание процесса после i -го скачка выпрямленного напряжения;

$$\xi_i = \arctg \frac{\beta_i}{v_{0i}}. \quad (6)$$

Отрицательный знак в (5, а и б) показывает, что составляющие $\Delta u_i(\theta)$ в первый момент имеют обратную полярность по отношению к скачкам $U_{скi}$. Подставив значения (5, а и б) в (4), получим для аperiodических процессов

$$\Delta \dot{U}_{vi} = -\frac{mU_{скi}}{\pi} \frac{1}{\beta_i + jv}; \quad (7a)$$

для колебательных

$$\Delta \dot{U}_{vi} = -\frac{mU_{скi}}{\pi} \frac{jv}{(\beta_i + jv)^2 + v_{0i}^2}. \quad (7б)$$

Можно записать полученные составляющие в следующей единой форме

$$\Delta \dot{U}_{vi} = -\frac{mU_{скi}}{\pi \mu_i \beta_i} \cos \varphi_{vi} e^{-jv\theta_i}, \quad (8)$$

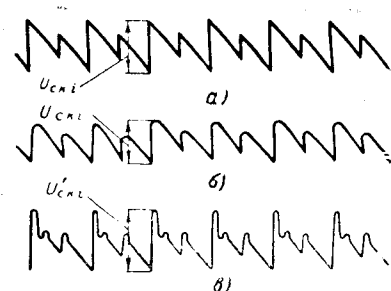


Рис. 1.

где при аperiодических процессах

$$\mu_i = 1; \operatorname{tg} \varphi_{vi} = \frac{\nu}{\beta_i}, \quad (9a)$$

а при колебательных

$$\mu_i = 2, \operatorname{tg} \varphi_{vi} = \frac{\nu^2 - (\beta_i^2 + \nu_{0i}^2)}{2\nu\beta_i}. \quad (9б)$$

Полученные формулы показывают, что с ростом порядкового номера гармоник модуль составляющей, учитывающей аperiодические процессы после i -го скачка, монотонно уменьшается, имея наибольшее значение при $\nu = m$

$$|\Delta U_{vi}|_{\max} = \frac{m U_{cki}}{\pi \sqrt{\beta_i^2 + m^2}}. \quad (10a)$$

Модуль же поправки, учитывающей колебательные процессы, изменяется немонотонно и достигает максимума при $\nu = \sqrt{\nu_{0i}^2 + \beta_i^2}$, причем значение его не зависит от частоты собственных колебаний

$$|\Delta U_{vi}|_{\max} = \frac{m U_{cki}}{2\pi\beta_i}. \quad (10б)$$

Пример 1. Рассмотрим гармоники выпрямленного напряжения в режиме холостого хода. В этом режиме идеализированная кривая выпрямленного напряжения имеет один скачок за период повторяемости ($k=1$). Значение скачка

$$U_{ck} = 2\sqrt{3} E_{\Phi m} \sin \frac{\pi}{m} \sin \alpha = 2E_{g0} \frac{\pi}{m} \sin \alpha, \quad (11)$$

а комплексная амплитуда гармоник этой кривой

$$\dot{U}_{vнд} = 2E_{g0} \frac{-\cos \alpha - j\nu \sin \alpha}{\nu^2 - 1}, \quad (12)$$

где $E_{\Phi m}$ — амплитуда фазного напряжения, подводимого к преобразователю; α — угол зажигания вентилей; $E_{g0} = \frac{m}{\pi} \sin \frac{\pi}{m} \sqrt{3} E_{\Phi m}$ — выпрямленное напряжение в неуправляемом режиме холостого хода.

В результате для комплексной амплитуды гармоник выпрямленного напряжения получим:

$$\dot{U}_v = 2E_{g0} \sin \alpha \left[-\frac{\operatorname{ctg} \alpha}{\nu^2 - 1} - \frac{\cos^2 \varphi}{\mu\beta} - j \left(\frac{\nu}{\nu^2 - 1} - \frac{\sin 2\varphi}{2\mu\beta} \right) \right],$$

Исследование модуля этого выражения с учетом связей (9a и б) показывает, что переходные процессы, сопровождающие коммутацию вентилей, в данном режиме приводят к увеличению амплитуд всех гармоник в диапазоне низких порядков ($\nu < \nu_{кр}$) и уменьшению их в диапазоне высоких ($\nu > \nu_{кр}$). Границы диапазонов определяются формулами

$$\nu_{кр}^2 = \begin{cases} 2\beta \operatorname{ctg} \alpha - 1 & \text{— при аperiодических процессах;} \\ 4\beta \operatorname{ctg} \alpha - 1 + 2(\beta^2 + \nu_0^2) & \text{— при колебательных процессах.} \end{cases}$$

На рис. 2 показаны эти границы для $0 < \alpha < 90$ при $\beta = 9,2$ для аperiодического процесса (a) и $\beta = 9,2$, $\nu_0 = 24$ — для колебательного (б) (таким значениям β и ν_0 при колебательном процессе соответствует $U'_{ck} = 1,3U_{ck}$, рис. 1,б).

Таблица 1

Переходные процессы после скачков напря- жения	ν							
	6	12	18	24	30	36	42	48
Не учитывались	21,3	9,8	6,4	4,7	3,8	3,1	2,7	2,4
Аperiодические	21,4	7,9	4,4	3,0	2,2	1,7	1,5	1,4
Колебательные	21,8	11,0	8,4	6,3	4,0	3,4	1,8	1,3

В табл. 1 при тех же значениях параметров β и ν_0 и при $\alpha = 20^\circ$ приведены гармоники выпрямленного напряжения шестифазного преобразователя (в процентах к фазному напряжению на стороне переменного тока), полученные с учетом и без учета переходных процессов, сопровождающих скачки напряжения.

Пример 2. Рассмотрим гармоники выпрямленного напряжения в режиме очередного горения двух и трех вентилей преобразователя при идеальном сглаженном выпрямленном токе. В этом режиме $k=2$; $\theta_1 = \alpha$; $\theta_2 = \alpha + \gamma$ (γ — угол коммутации).

$$\left. \begin{aligned} U_{ck1} &= E_{g0} \frac{\pi}{m} \sin \alpha; \\ U_{ck2} &= E_{g0} \frac{\pi}{m} \sin (\alpha + \gamma). \end{aligned} \right\} \quad (13)$$

$$\dot{U}_{vнд} = \frac{E_{g0}}{2} \left[\left(\frac{e^{-j\alpha}}{\nu+1} - \frac{e^{j\alpha}}{\nu-1} \right) e^{-j\nu\alpha} + \left(\frac{e^{-j(\alpha+\gamma)}}{\nu+1} - \frac{e^{j(\alpha+\gamma)}}{\nu-1} \right) e^{-j\nu(\alpha+\gamma)} \right]. \quad (14)$$

Последнее соотношение является записью в комплексной форме известных формул [Л. 1]. За начало отсчета времени здесь принят момент прохождения фазной э. д. с. через максимум.

По (3) и (8) найдем комплексную составляющую ν -й гармоники выпрямленного напряжения:

$$\Delta \dot{U}_v = -\frac{E_{g0}}{2} \left\{ \frac{\sin \alpha \cos \varphi_{v1}}{\mu_1 \beta_1} e^{-j(\varphi_{v1} + \nu\alpha)} + \frac{\sin (\alpha + \gamma) \cos \varphi_{v2}}{\mu_2 \beta_2} e^{-j[\varphi_{v2} + \nu(\alpha + \gamma)]} \right\}. \quad (15)$$

Складывая (14) и (15), получим комплексную амплитуду ν -й гармоники

$$\dot{U}_v = \frac{E_{g0}}{2} \left\{ \left(\frac{e^{-j\alpha}}{\nu+1} - \frac{e^{j\alpha}}{\nu-1} - \frac{\sin \alpha \cos \varphi_{v1}}{\mu_1 \beta_1} e^{-j\varphi_{v1}} \right) e^{-j\nu\alpha} + \left[\frac{e^{-j(\alpha+\gamma)}}{\nu+1} - \frac{e^{j(\alpha+\gamma)}}{\nu-1} - \frac{\sin (\alpha + \gamma) \cos \varphi_{v2}}{\mu_2 \beta_2} e^{-j\varphi_{v2}} \right] e^{-j\nu(\alpha+\gamma)} \right\}. \quad (16)$$

Выражение (16) представляет собой обобщение свойства гармоник выпрямленного напряжения при идеальном сглаживании, заключающегося в том, что комплекс каждой гармоники в нагрузочном режиме является полусуммой комплексов соответствующих гармоник двух фиктивных режимов холостого хода с углами зажигания в одном α , а в другом $\alpha + \gamma$. Это свойство, рассмотренное в [Л. 1], для гармоник идеализированной кривой выпрямленного напряжения, сохраняется при принятых нами допущениях и в случае учета переходных процессов, сопровождающих коммутацию вентилей.

В табл. 2 приведены гармоники выпрямленного напряжения того же преобразователя, что и в табл. 1 при $\alpha = 20^\circ$, $\gamma = 25^\circ$.

Таблица 2

Переходные процессы после скачков напря- жения	ν							
	6	12	18	24	30	36	42	48
Не учитывались	14,9	12,5	7,5	4,1	5,6	1,7	4,2	2,1
Аperiодические	12,7	8,9	3,9	1,7	1,9	0,4	2,9	0,4
Колебательные	15,5	15,3	11,0	6,6	6,9	1,4	2,4	1,0

Из табл. 1 и 2 видно, что реальные гармоники выпрямленного напряжения значительно отличаются от гармоник, полученных по идеализированной кривой выпрямленного напряжения. Это отличие является важным при рассмотрении многих практических вопросов, например, при разработке фильтров, анализе работы устройств измерения и защиты, оценке наводок на линии связи или иные подверженные влиянию цепи. Необходимо отметить, что при использовании гармоник, полученных по идеализированной кривой, некоторые расчеты оказываются принципиально невыполнимыми. Так например, потери мощности в изоляции, характеризующие тепловыделение в ней, определяются всеми гармониками воздействующего напряжения:

$$P = \sum_{\nu} U_{\nu}^2 y_{\nu} \operatorname{tg} \delta_{\nu}, \quad (17)$$

где y_{ν} — емкостная проводимость изоляции на частоте ν -й гармоники; δ_{ν} — угол диэлектрических потерь на этой частоте.

Идеализированную кривую выпрямленного напряжения с периодическими разрывами первого рода можно разложить на гармоники U_{ν} , которые при $\nu \rightarrow \infty$ убывают со скоростью $\frac{1}{\nu}$ [Л. 4]. Емкостная проводимость y_{ν} до очень высоких частот растет пропорционально ν . Угол δ_{ν} имеет более сложную частотную характеристику и ограничен снизу некоторой положительной величиной δ_{\min} . Исходя из этого, по (17) при $\nu \rightarrow \infty$ получим:

$$P = \sum_{\nu} \left(\frac{1}{\nu} \right)^2 \nu \operatorname{tg} \delta_{\nu} > \operatorname{tg} \delta_{\min} \sum_{\nu} \frac{1}{\nu} \rightarrow \infty.$$

◇ ◇ ◇

Отсюда видно, что расчет является некорректным: при увеличении числа рассматриваемых гармоник его результат неограниченно возрастает. В действительности величина потерь остается конечной именно потому, что в реальных условиях изменение выпрямленного напряжения происходит не скачкообразно, а непрерывно.

Введение поправок, рекомендованных в данной статье, учитывает эту непрерывность, отражая тем самым фактически более быстрое убывание гармоник с ростом их порядкового номера.

Выводы 1. При гармоническом анализе выпрямленного напряжения вентильных преобразователей необходимо учитывать переходные процессы, реально сопровождающие коммутацию вентилей. Это может в несколько раз уменьшить расчетные значения одних гармоник и увеличить расчетные значения других. При учете указанных процессов обнаруживается гораздо более быстрое убывание гармоник с ростом их порядкового номера. Выявляется сильная их зависимость от характера демпфирования процессов.

2. Влияние переходных процессов, сопровождающих коммутацию вентилей, рекомендуется учитывать путем добавления к комплексам гармоник выпрямленного напряжения, полученным обычными методами составляющей, зависящей от значения и моментов возникновения скачков напряжения, а также от собственной частоты и затухания вызываемых ими переходных процессов.

Литература

1. Круг К. А., Электромагнитные процессы в установках с управляемыми ртутными выпрямителями, ОНТИ, 1935.
2. Костенко М. П. и др., Электромагнитные процессы в системах с мощными выпрямительными установками, Изд-во АН СССР, 1946.
3. Глинтерник С. Р., Электромагнитные процессы и режимы мощных статических преобразователей, изд-во «Наука», 1968.
4. Смирнов В. И., Курс высшей математики, т. 2, Гостехиздат, 1951.

[17.6.1969]

УДК 62-523

Схемы с синхронным переключателем для подавления квадратурной составляющей напряжения

Канд. техн. наук В. И. ГОСТЕВ

Киев

Увеличение чувствительности усилителей несущей частоты систем автоматического регулирования приводит к специфическим трудностям при проектировании этих систем. Так, уровни помех в точных системах переменного тока, в частности уровень «квадратурной» помехи, могут значительно превосходить полезный сигнал. Часто требуются специальные схемы подавления и компенсации «квадратурной» составляющей напряжения, которая сдвинута по фазе на 90° относительно фазы полезного сигнала.

Под схемой подавления «квадратурной» составляющей напряжения обычно понимают схему, ко-

торая непосредственно уменьшает эту составляющую, пропуская без значительного ослабления прямую (рабочую) составляющую. При компенсационной же схеме подавляют прямую составляющую в цепи обратной связи и осуществляют селективную обратную связь по «квадратурной» составляющей.

В [Л. 1 и 2] проанализированы схемы компенсации «квадратурной» составляющей напряжения, использующие цепи с синхронным переключателем в обратной связи усилителя переменного тока. Иногда оказывается целесообразным применение схем подавления «квадратурной» составляющей на-

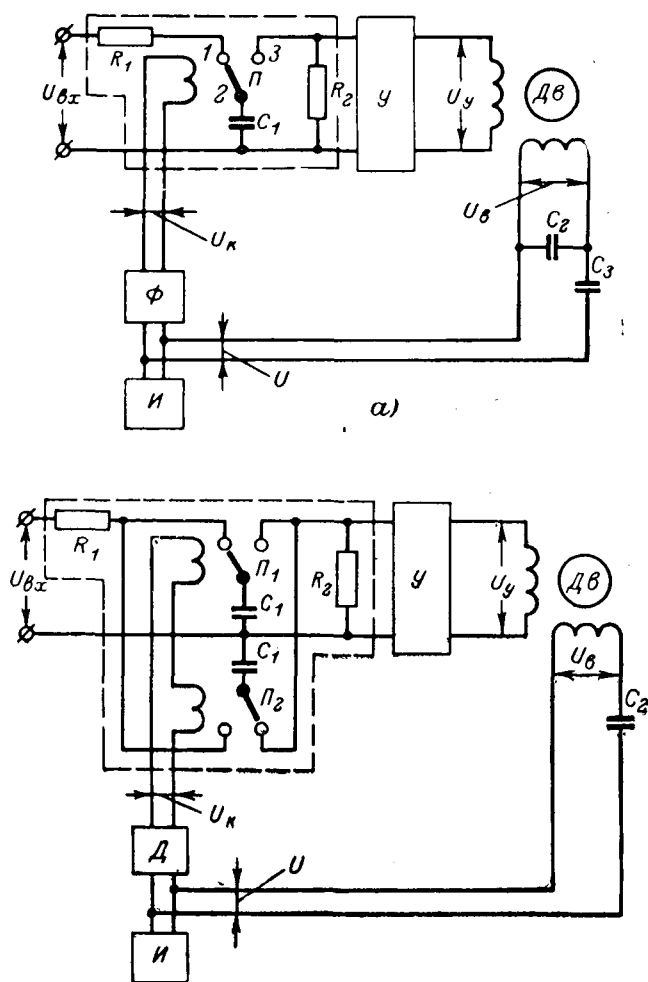


Рис. 1.

пряжения, использующих цепи с синхронным переключателем, непосредственно на входе усилителя.

Описанные в [Л. 3 и 4] схемы подавления с последовательным включением в прямой канал усилителя значительно увеличивают постоянную времени системы регулирования и ослабляют полезный сигнал.

Ниже рассмотрены схемы подавления «квадратурной» составляющей напряжения, значение постоянной времени запаздывания полезного сигнала которых не превышает одного периода несущей частоты, коэффициент передачи полезного сигнала близок к единице и которые полностью подавляют указанную составляющую.

Схемы (рис. 1, а, б) состоят из четырехполюсника с одним или двумя синхронными переключателями, выходного усилителя Y и асинхронного двухфазного двигателя D .

На вход четырехполюсника поступает амплитудно-модулированное напряжение

$$u_{\text{вх}}(t) = F(t) \sin(\omega_n t + \theta),$$

где $F(t)$ — огибающая входного сигнала; ω_n — несущая частота; θ — фаза входной несущей относительно моментов замыкания контактов 1—2 переключателя P (или разность фаз между входной не-

сущей и несущей напряжения, питающего обмотку возбуждения переключателя).

Если контакты 1 и 2 и 2 и 3 последовательно замыкаются ровно на полпериода несущей частоты и напряжение на входе четырехполюсника $u_{\text{вх}}(\bar{t}) = E_0 \sin(2\pi \bar{t} + \theta)$, то при $\bar{t} > 0$ выходное напряжение четырехполюсника записывается в виде [Л. 2 и 5]:

$$u_{\text{вых}}(\bar{t}) = u_{\text{вх}}[n, \epsilon] = E_0 K \left[1 - e^{-\frac{T(n+1)}{T_1}} \right] = E_0 K [1 - e^{0.5q_1(n+1)}], \quad (1)$$

где

$$\bar{t} = \frac{t}{T} = n + \epsilon; \quad T = \frac{2\pi}{\omega_n}; \quad 0.5 \leq \epsilon < 1; \quad n = 0, 1, 2, \dots$$

$$K = -\frac{q_1}{q_1^2 + 4\pi^2} (2\pi \cos \theta + q_1 \sin \theta) \operatorname{cth} \left(-\frac{q_1}{4} \right); \quad (2)$$

$$q_1 = -\frac{T}{R_1 C_1} = \frac{2T}{T_1}; \quad T_1 = 2R_1 C_1. \quad (3)$$

Выходное напряжение представляет собой прямоугольные импульсы, зависящие от параметра q_1 и фазового угла θ . Постоянная времени T_1 определяет инерционные свойства четырехполюсника. Для медленно изменяющейся огибающей входного сигнала $F(t)$ (по сравнению с несущей частотой) четырехполюсник является инерционным звеном с эквивалентной передаточной функцией

$$K_{\text{вхв}}(p) \approx \frac{K}{1 + T_1 p}. \quad (4)$$

В [Л. 2] показано, что при

$$\theta = \theta_{\text{max}} = \operatorname{arctg} \left(\frac{q_1}{2\pi} \right) \quad (5)$$

коэффициент K имеет максимальное значение, а при

$$\theta = \theta_{\text{min}} = \operatorname{arctg} \left(-\frac{2\pi}{q_1} \right), \quad (5a)$$

т. е. четырехполюсник с синхронным переключателем пропускает с максимальным коэффициентом передачи составляющую входного напряжения на несущей $\sin(\omega_n t + \theta_{\text{max}})$ и полностью подавляет составляющую входного напряжения на несущей

$$\sin(\omega_n t + \theta_{\text{min}}) = \cos(\omega_n t + \theta_{\text{max}}).$$

Подставляя значение q_1 и соответствующее ему θ_{max} в (2), определим максимальный коэффициент передачи схемы:

$$K_{\text{max}} = -\frac{q_1}{q_1^2 + 4\pi^2} (2\pi \cos \theta_{\text{max}} + q_1 \sin \theta_{\text{max}}) \times \operatorname{cth} \left(-\frac{q_1}{4} \right) = -\frac{q_1 \operatorname{cth} \left(-\frac{q_1}{4} \right)}{\sqrt{q_1^2 + 4\pi^2}}, \quad (6)$$

тогда

$$K = K_{\text{max}} \cos(\theta + \theta_{\text{max}}). \quad (6a)$$

Выражение (6a) по существу характеризует зависимость амплитуды выходного напряжения схемы от фазового угла θ (при постоянных амплитудах входного сигнала) и показывает, что схема является фазовым различителем.

При $R_1 C_1 \rightarrow 0$, $T_1 \rightarrow 0$ и $K_{\text{max}} \rightarrow 1$.

Таким образом, используя четырехполюсник с синхронным переключателем, можно создать схемы полного подавления «квадратурной» составляющей напряжения.

Из приведенных соотношений видно, что для этого необходимо, чтобы постоянная времени T_1 имела минимальное значение, а фазовый угол θ был максимальным (θ_{\max}).

Так как входное сопротивление усилителя $R_2 \neq \infty$, то выражение (1) будет справедливо, если значение емкости C_1 выбрано из условия прямоугольной формы импульса выходного напряжения несущей частоты. Практически полагая, что спад прямоугольного импульса длительностью $0,5T$ не более 1%, т. е.

$$e^{-\frac{0,5T}{R_2 C_1}} \geq 0,99 \text{ или } \frac{T}{2R_2 C_1} \leq 0,01,$$

определяем значение емкости конденсатора C_1 :

$$C_1 \geq \frac{50T}{R_2} = \frac{50}{f_n R_2}.$$

Для того чтобы запаздывание полезного сигнала было меньше периода несущей частоты T , сопротивление R_1 выбирается из соотношения

$$2R_1 C_1 \leq \frac{T}{2},$$

т. е. с учетом (7) должно быть

$$R_1 \leq 0,005R_2.$$

Для полупроводниковых переключателей минимальное значение $R_1 = 50 \div 100 \text{ ом}$, а для электро-механических — равно нулю.

Максимальное значение θ_{\max} достигается сдвигом фазы несущей напряжения питания обмотки возбуждения синхронного переключателя или фазы несущей входного сигнала.

Первый вариант представлен на рис. 1,а. На вход четырехполюсника поступает сигнал рассогласования системы переменного тока $u_{\text{вх}}(t) = a(t) \sin \omega_n t + b(t) \cos \omega_n t$, где $a(t)$ — огибающая рабочей, а $b(t)$ — огибающая квадратурной составляющих. Обмотка возбуждения переключателя Π питается напряжением $u_{\text{к}}(t) = U_{\text{к}} \sin(\omega_n t - \theta_{\max})$, которое получается сдвигом фазы напряжения $u(t) = U \sin \omega_n t$ основного источника питания Π фазосдвигающей цепью Φ . Напряжение на сопротивлении R_2 представляет собой прямоугольные импульсы с амплитудой, примерно равной $K_{\max} a(t)$.

Учитывая, что обычно усилитель $У$ обладает резонансными свойствами (выделяет первую гармонику из напряжения на сопротивлении R_2), напряжение на обмотке управления двигателя $u_{\text{у}}(t) = K_{\text{у}} G_{\text{уп}}(t) \sin(\omega_n t - \theta_{\max})$, где

$$G_{\text{уп}}(t) \approx \frac{2}{\pi} K_{\max} a(t) \text{ и } K_{\text{у}} \text{ — коэффициент усилителя.}$$

Таким образом, при питании обмотки возбуждения двигателя напряжением $u_{\text{в}}(t) = U_{\text{в}} \cos(\omega_n t - \theta_{\max})$ на обмотку управления двигателя поступает напряжение, пропорциональное только рабочей составляющей входного сигнала рассогласования $a(t) \sin \omega_n t$.

Второй вариант представлен на рис. 1,б. Здесь обмотки возбуждения синхронных переключателей

$\Pi 1$ и $\Pi 2$ питаются коммутирующим напряжением $u_{\text{к}}(t) = U_{\text{к}} \sin \omega_n t$ от делителя напряжения D , а несущие сигнала рассогласования $u_{\text{вх}}(t)$ сдвинуты по фазе на угол θ_{\max} . Если сигнал рассогласования $u_{\text{вх}}(t)$ поступает на вход схемы рис. 1,б с выхода сельсинной пары (например, в следящей системе с сельсинами, как элементами сравнения или измерения), то сдвиг его несущих осуществляется сдвигом фазы напряжения питания сельсинов. При медленно изменяющихся огибающих $a(t)$ и $b(t)$ (по сравнению с несущей частотой) сдвиг фазы несущих рабочей и «квадратурной» составляющих осуществляется включением фазосдвигающей цепи непосредственно перед четырехполюсником. Напряжение на обмотке управления двигателя в этом варианте $u_{\text{у}}(t) = K_{\text{у}} G_{\text{уп}}(t) \sin \omega_n t$, а на обмотке возбуждения — $u_{\text{в}}(t) = U_{\text{в}} \cos \omega_n t$.

Пример. Рассчитаем схему подавления выполнения второго варианта (рис. 3,а) на транзисторах типа МП-16А (рис. 3,а). Входное сопротивление усилителя $R_2 = 100 \text{ ком}$. Несущая частота $f_n = 400 \text{ гц}$. Значение амплитуды $U_{\text{к}}$ на переходах база — коллектор транзисторов составляет 1 в. При открытых транзисторах $T1, T2$ и $T7, T8$ транзисторы $T3, T4$ и $T5, T6$ закрыты и наоборот.

На основании (7) и (8) $C_1 \geq 1,25 \text{ мкф}$. Принимаем $C_1 = 2 \text{ мкф}$, $R_1 \leq 500 \text{ ом}$. Однако его значение ограничивается сопротивлением полупроводникового переключателя, т. е. сопротивлением каждого компенсированного транзисторного ключа $T1, T2$ и $T5, T6$ в открытом состоянии $R_1 = r_{\text{ок}} = 100 \text{ ом}$. Таким образом, принимаем $R_1 = r_{\text{ок}} = 100 \text{ ом}$.

Далее на основании (3) определяем:

$$q_1 = -\frac{T}{R_1 C_1} = \frac{1}{400 \cdot 100 \cdot 2 \cdot 10^{-6}} = -12,5;$$

$$T_1 = 2R_1 C_1 = 2 \cdot 100 \cdot 2 \cdot 10^{-6} = 0,0004 \text{ сек.}$$

Из (5) и (6) для $q_1 = -12,5$ находим

$$\theta_{\max} \approx -63^\circ \text{ и } K_{\max} \approx 0,9.$$

Фазовый угол θ_{\max} обеспечивается фазосдвигающей цепью, состоящей из трансформатора $Tr1$, сопротивления R_{Φ} и конденсатора C_{Φ} . При малом значении сопротивления вторичной обмотки $Tr1$ параметры R_{Φ} и C_{Φ} выбираются из соотношения: $\theta_{\max} = -2 \arctg \omega_n R_{\Phi} C_{\Phi}$. Для данной схемы принято $C_{\Phi} = 0,5 \text{ мкф}$, $R_{\Phi} = 1,5 \text{ ком}$.

Для экспериментального исследования подавления «квадратурной» составляющей напряжения (рис. 2) был использован предварительный усилитель следящей системы, выполненный на лампах и обладающий хорошей линейностью. Параметры фазосдвигающего контура $R_1 = 10 \text{ ком}$, $C_1 = 0,5 \text{ мкф}$. Амплитудное значение напряжения на вторичной обмотке трансформатора $Tr1$ регулировалось от 0 до 25 в и фаза его от 0 до 170° .

Были получены экспериментальные зависимости $K = f(\theta)$, которые хорошо согласуются с рассчитанными по (6а). Из рассмотрения зависимости амплитуды выходного сигнала от амплитуды синфазной составляющей входного напряжения

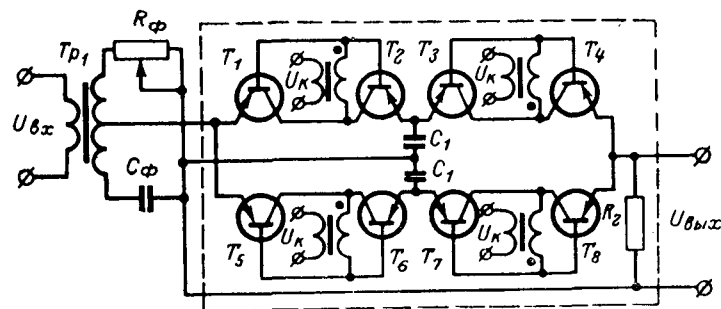


Рис. 2.

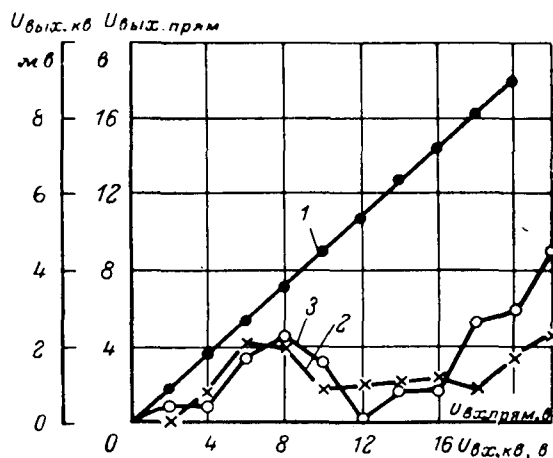


Рис. 3.

(рис. 3, кривая 1) видно, что схема обладает хорошей линейностью при амплитудных значениях входных сигналов до 25 в.

Из опытов выяснилось, что если остаточное напряжение схемы при $U_{вх}=0$ составляет 0,15–0,3 мВ, то при подаче «квадратурного» напряжения с амплитудными значениями до 25 в (эфф.), остаточное напряжение возрастает до 2,5–5 мВ. При этом не существует определенной зависимости между остаточным напряжением на входе схемы и входной «квадратурной» составляющей. При любой амплитуде «квадратурной» составляющей небольшим изменением фазы можно ском-

пенсировать остаточное напряжение до минимального. На рис. 3 показаны экспериментальные зависимости выходного напряжения схемы при подаче на вход «квадратурного» напряжения до 25 в (эфф.). Кривая 2 соответствует настройке схемы на минимум $U_{вых.кв}$ при $U_{вх.кв}=2$ в (эфф.), кривая 3 — при $U_{вх.кв}=12$ в (эфф.). Следует отметить, что выходное напряжение схемы, обусловленное прямой (синфазной) составляющей, во всем диапазоне входных сигналов от 0 до 25 в (эфф.) превышает более чем в 10^3 раз выходное напряжение схемы, обусловленное «квадратурной» составляющей.

Были проведены также исследования динамических свойств схемы рис. 2, которые показали, что схема практически не вносит запаздывания полезного сигнала при $\Omega_{max}/\omega_n \leq 0,1$, где Ω_{max} — максимальная угловая частота огибающей входного сигнала.

Литература

1. Гостев В. И., Устройство компенсации квадратурной составляющей, Авторское свидетельство № 189908, «Бюллетень изобретений», 1967, № 1.
2. Гостев В. И., К анализу одной схемы компенсации «квадратурной» составляющей напряжения, «Электричество», 1967, № 3.
3. Веселов В. А. и др., Транзисторные подавители квадратурной помехи в следящих системах переменного тока, ЛДНТП, Л., 1965.
4. Gogia J. K., Guyeska J. G., Quadrature rejection system, Патент США № 3.085.166, апрель, 1963 г.
5. Гостев В. И., Корректирующие четырехполюсники с прерывателями, изд-во «Техника», Киев, 1965.

[23.6.1969]



Вниманию читателей!

К 100-летию со дня рождения В. И. Ленина выходит книга «ЭЛЕКТРИФИКАЦИЯ СССР»

под общей редакцией министра энергетики и электрификации СССР
П. С. Непорожного. Изд. 2-е, переработанное. М., «Энергия», 50 л.
15 000 экз. 4 р.

В книге рассказывается о ленинском плане электрификации — плане ГОЭЛРО и о претворении его в жизнь. Показаны основные этапы развития энергетики и электрификации СССР — теплоэнергетики, гидроэнергетики, энергетических систем, а также электрификации промышленности, транспорта и сельского хозяйства.

Книга рассчитана на широкие круги инженерно-технических работников.

Книжные магазины принимают заказы на это издание. Книга объявлена в плане 1969 г., позиция 1.

Расчет неоднородных нелинейных цепочных схем на основе эквивалентной замены их линиями с нелинейными распределенными параметрами

Э. Г. ФАЙНШТЕЙН и С. Т. ТОЛМАЧЕВ

Криворожский горнорудный институт

Многие явления в различных сетях (вентиляционных, тепловых, гидравлических и т. д.) можно более или менее точно отобразить в виде электрической схемы замещения. Это обстоятельство послужило причиной широкого использования методов расчета электрических нелинейных цепей для исследования явлений и режимов в сложных системах проветривания, системах газоснабжения и т. д. [Л. 1—4].

Сложность этих систем в последние годы возросла настолько, что их анализ и синтез известными методами и средствами требует больших затрат времени и труда. Применение ЦВМ во многих случаях позволяет резко сократить эти затраты. Вместе с тем задачи расчета часто оказываются не столь сложными, чтобы было оправдано применение ЦВМ, и не настолько простыми, чтобы их решать в приемлемые сроки и с требуемой точностью другими средствами на основе обычных методов.

К таким задачам следует отнести в первую очередь расчет схем, известных под названием цепочных. Цепочной будем считать схему, в которой все контуры (за исключением, может быть, граничных) имеют одинаковую структуру и расположены один за другим так, что каждый из них имеет, по крайней мере, одну ветвь, входящую в предшествующий и последующий контуры. Примеры цепочных схем приведены на рис. 1.

Следует отметить, что схемы подобного вида имеют широкое распространение на практике. Достаточно сказать, что схемы проветривания мощных очистных блоков шахт имеют цепочную топологию, причем число ячеек в этих схемах может достигать 30 [Л. 1 и 3].

Элементы рассматриваемых схем нелинейны. С достаточной степенью точности их характеристики могут быть аппроксимированы степенными полиномами. Например, для вентиляционных, гидравлических и других сетей в качестве характеристик обычно используются квадратичные параболы.

Точный анализ схемы может быть произведен на основе решения системы нелинейных алгебраических уравнений. Однако уже при небольшом числе контуров решение этой системы весьма затруднено ввиду отсутствия эффективных методов определения первоначального приближения.

Применение метода преобразований для решения рассматриваемых задач также наталкивается на большие трудности. В большинстве случаев задача преобразования нелинейного многополюсника (например, треугольника в эквивалентную звезду) вообще не имеет решения. В тех же немногочисленных частных случаях, где преобразование возможно, его практическая реализация осложнена тем, что характеристики элементов эквивалентной схемы уже не аналогичны характеристикам исходной, а являются сложными недифференцируемыми функциями.

Наконец, применение моделей-аналогов требует большого числа структурных нелинейных элементов. Такие модели достаточно дороги, громоздки, и точность их невелика. Характерный недостаток моделей, численных методов и графических вычислений, который часто затрудняет их использование, — невозможность получения общих аналитических решений.

Вместе с тем специфическая топология рассматриваемых схем наталкивает на мысль о возможности применения специальных методов расчета. Антиподом метода преобразований, суть которого состоит в замене схемы с большим числом элементов

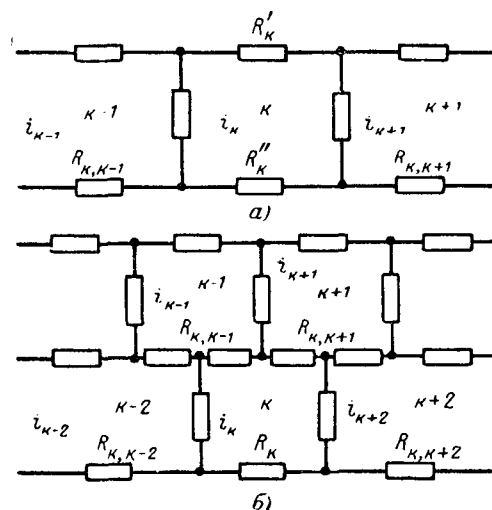


Рис. 1.

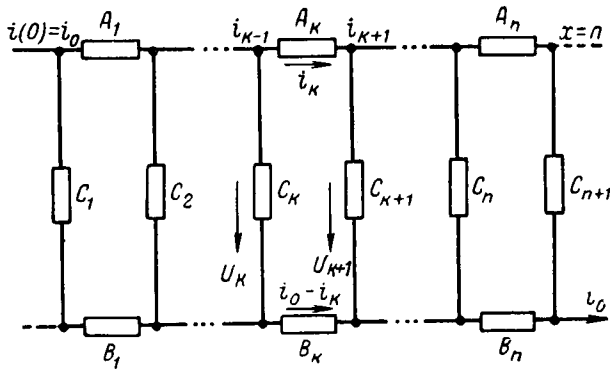


Рис. 2.

эквивалентной схемой более простой структуры, является эквивалентная замена схем с дискретными элементами схемами с непрерывно распределенными параметрами, имеющими аналогичные характеристики. Хотя такая идеализация в принципе известна, ее общие основы применительно к задачам анализа и синтеза цепей не разработаны, даже возможности использования в указанных целях не освещаются в известных нам курсах теории цепей.

Перейдем к выводу основных расчетных уравнений. Пусть задана произвольная цепочная схема. Спротивления ветвей схемы являются известными функциями параметров и токов в ветвях

$$R_k = \varphi_k(i_k, a_{1k}, a_{2k}, \dots, a_{jk}, \dots). \quad (1)$$

Следует заметить, что предлагаемый метод может быть использован и в случае, когда

$$R_k = \varphi_k(i_k, i_{k-s}, a_{1k}, a_{2k}, \dots, a_{jk}, \dots); \quad s=1, 2, \dots, p, \quad (2)$$

т. е. когда сопротивления зависят от токов в нескольких ветвях, что имеет особое значение для расчета электрических цепей с полупроводниковыми элементами.

Уравнения, описывающие режим в этой схеме, могут быть составлены на основе законов Кирхгофа или других известных методов и записаны в виде следующей системы уравнений:

$$F(i_{k-r}, i_{k-r+1}, \dots, i_k, \dots, i_{k+r-1}, i_{k+r}) = 0; \quad k=r, r+1, \dots, n+r, \quad (3)$$

где n — число контуров цепочной схемы; $2r$ ($2r < n$) — число ветвей контура k , общих с другими контурами.

В общем случае неизвестными могут быть контурные токи, токи в ветвях, напряжения и другие величины, поэтому систему уравнений цепочной схемы целесообразно записать в виде:

$$F(y_{k-r}, y_{k-r+1}, \dots, y_k, y_{k+r-1}, y_{k+r}, A_k, B_k, C_k) = 0; \quad k=r, r+1, \dots, r+n. \quad (4)$$

Здесь A_k, B_k, C_k, \dots — коэффициенты, зависящие от a_{jk} .

Для того чтобы решение уравнения (4) было определенным, должны быть заданы $2r$ значений последовательности y_k , например:

$$y_0, y_1, \dots, y_{2r-1},$$

либо

$$y_0, y_1, \dots, y_{r-1}; y_{n-r+1}, \dots, y_n.$$

Систему уравнений (4) цепочной схемы можно также рассматривать как разностную схему, приближающую дифференциальное уравнение порядка $2r$. Для составления этого уравнения в (4) следует произвести ряд преобразований.

1. Заменим в (4) все переменные через y_k и соответствующие разности:

$$\left. \begin{aligned} \Delta y_k &= y_k - y_{k-1}; \\ \Delta^2 y_k &= \Delta y_{k+1} - \Delta y_k = y_{k+1} - 2y_k + y_{k-1}; \\ \Delta^3 y_k &= \Delta^2 y_{k+1} - \Delta^2 y_k = y_{k+2} - 3y_{k+1} + 3y_k - y_{k-1}; \\ \Delta^4 y_k &= \Delta^3 y_{k+1} - \Delta^3 y_k = y_{k+3} - 4y_{k+2} + 6y_{k+1} - 4y_k + y_{k-1}. \end{aligned} \right\} \quad (5)$$

2. Учитывая, что производные, в свою очередь, связаны в силу теоремы Лагранжа с разностями соответствующего порядка отношениями:

$$\left. \begin{aligned} \Delta y_k &= y'(\xi_1) h; \\ \Delta^2 y_k &= y''(\xi_2) h^2; \\ &\dots \dots \dots \\ \Delta^{2r} y_k &= y^{(2r)}(\xi_{2r}) h^{2r}, \end{aligned} \right\} \quad (6)$$

где h — шаг разностной схемы, а ξ_j — некоторая точка в промежутке $[k, k-1]$ или $[k+1, k]$, заменим разности в (4) выражениями (6).

3. Дискретный аргумент разностной схемы k заменим непрерывным x ($0 \leq x \leq n$). При достаточно большом n можно считать, что

$$\left. \begin{aligned} y'(\xi_1) &= y'(x); \\ y''(\xi_2) &= y''(x); \\ &\dots \dots \dots \end{aligned} \right\}$$

4. Решетчатые функции дискретного аргумента A_k, B_k, C_k, \dots аппроксимируем подходящими непрерывными функциями аргумента x : $A(x), B(x), C(x), \dots$. Заметим, что на способ аппроксимации не накладываются специальные ограничения: функции $A(x), B(x), C(x), \dots$ могут быть различными (ступенчатыми, кусочно-ломанными и т. д.). Для отыскания этих функций может быть также использована та или иная интерполяционная формула.

В результате указанных преобразований получим дифференциальное уравнение:

$$\Phi[y^{2r}, y^{2r-1}, \dots, y', y, A(x), B(x), \dots] = 0. \quad (7)$$

Граничные условия для (7) будут иметь вид:

$$y(0), y'(0), \dots, y^{2r-1}(0)$$

или

$$y(0), y'(0), \dots, y^{r-1}(0); y(n), y'(n), \dots, y^{r-1}(n).$$

В качестве примера, иллюстрирующего сказанное, рассмотрим расчет цепочной схемы (рис. 2), питающейся от источника тока. Отметим попутно, что эта схема имеет большое распространение и в курсах вентиляции известна под названием многодиагональной [Л. 1—4]. Параметры элементов схемы обозначены на рис. 2.

Уравнения состояния для k -го контура можно записать в виде:

$$\left. \begin{aligned} u_k - u_{k+1} &= A_k i_k^2 - B_k (i_0 - i_k)^2; \\ i_{k-1} - i_k &= C_k^{1/2} u_k^{1/2}. \end{aligned} \right\} \quad (8)$$

Применительно к рассматриваемым сетям расхода коэффициенты A_k , B_k , $1/C_k$ имеют смысл так называемых аэродинамических сопротивлений.

Переходя к разностям и разделив на h , получаем:

$$\left. \begin{aligned} -\frac{\Delta u_k}{h} &= \frac{A_k}{h} i_k^2 - \frac{B_k}{h} (i_0 - i_k)^2; \\ -\frac{\Delta i_k}{h} &= \frac{C_k^{1/2}}{h} u_k^{1/2}. \end{aligned} \right\} \quad (9)$$

При достаточно большом n (малом $h = \frac{1}{n}$) заменим систему (9) приближающими ее дифференциальными уравнениями:

$$\left. \begin{aligned} -\frac{du}{dx} &= a(x) i^2 - b(x) (i_0 - i)^2; \\ -\frac{di}{dx} &= c(x)^{1/2} u^{1/2}. \end{aligned} \right\} \quad (10)$$

Дифференцируя второе уравнение системы (10) и производя соответствующие преобразования при граничных условиях $i(0) = i_0$ и $i(n) = 0$, получаем:

$$\begin{aligned} i'' &= \frac{1}{2} \frac{c'(x)}{c(x)} i' - \\ -\frac{1}{2i'} c(x) [a(x) i^2 - b(x) (i_0 - i)^2] &= 0. \end{aligned} \quad (11)$$

Таким образом, расчет схемы сведен к краевой задаче.

В отношении переменных коэффициентов $a(x)$, $b(x)$ и $c(x)$ заметим, что они получены путем аппроксимации решетчатых функций:

$$a_k = \frac{A_k}{h} = A_k n; \quad b_k = B_k n; \quad c_k = \frac{C_k}{h^2} = C_k n^2. \quad (12)$$

В дальнейшем числовые расчеты выполнены в системе относительных единиц для вариантов, примерно соответствующих реальным схемам:

$$\begin{aligned} 1. \quad A_k &= 0,715 = \text{const}; \\ B_k &= 1,5 = \text{const}; \quad C_k = \frac{1}{60} = \text{const}; \\ 2. \quad A_k &= 0,5 + 0,09k; \\ B_k &= 2 - 1,8k; \quad C_k = \frac{1}{60} = \text{const}; \\ 3. \quad A_k &= 1,0 = \text{const}; \\ B_k &= 2,0 = \text{const}; \quad C_k = \frac{1}{100 - 9k}. \end{aligned}$$

На рис. 3 приведены кривые, соответствующие решениям уравнения (11) для указанных случаев, и нанесены точки, рассчитанные для исходной схемы на ЦВМ на основе системы нелинейных алгебраических уравнений (4). Нетрудно видеть хорошее совпадение результатов даже при относительно небольшом числе контуров схемы ($n=9$).

Заметим, что в случае 1, т. е. для однородной цепочной схемы, уравнение (11) значительно упрощается и приводится к уравнению первого порядка:

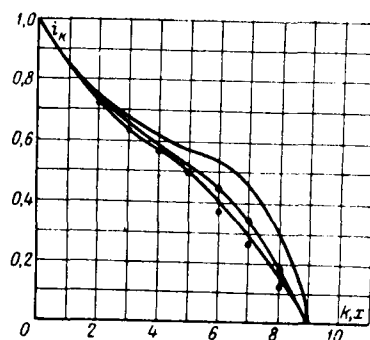


Рис. 3.

рощается и приводится к уравнению первого порядка:

$$i' = -\sqrt[3]{\frac{1}{2} c \varphi(i) + C}, \quad (13)$$

где

$$\varphi(i) = \frac{1}{3} (a - b) i^3 - b i^2 - b i.$$

Важное практическое значение имеет решение обратной задачи: обеспечение требуемого закона распределения некоторого фактора в тех или иных элементах схемы [Л. 3]. Например, для рассматриваемой схемы (рис. 2) обычно требуется обеспечить постоянство тока в диагоналях C_k . При этом закон изменения тока в ветвях A_k будет иметь вид:

$$i_k = i_0 - k, \quad (14)$$

или для эквивалентной схемы ($i_0 = 1$, $0 \leq x \leq 1$):

$$i = 1 - x. \quad (15)$$

Подставляя (15) в (11) и обозначая $m(x) = \frac{1}{c(x)}$, получаем:

$$m'(x) = a(x) (1 - x)^2 - b(x) x^2. \quad (16)$$

Уравнение (16) выражает необходимую связь между параметрами при рассматриваемом законе изменения тока вдоль цепи. Для однозначного определения параметров $a(x)$, $b(x)$ и $c(x)$ необходимы дополнительные условия.

Например, если $A_k = A = \text{const}$ и $C_k = C = \text{const}$, то обеспечить постоянство тока в диагоналях возможно лишь в том идеальном случае, когда

$$B_k = A \left(\frac{n-k}{n} \right)^2.$$

При $A_k = A$ и $B_k = B$

$$\frac{1}{C_k} = M_k = \frac{1}{3} [A(n-k)^3 - Bk^3] + M_0,$$

где M_0 — произвольная постоянная.

Общая задача синтеза нелинейной цепочной схемы, обеспечивающей заданный закон распределения величин в ее элементах, при достижении оптимального значения некоторого критерия и заданных ограничений, сводится к задаче нелинейного программирования. Как известно, решение последней связано со значительными, подчас непреодолимыми трудностями. Замена цепочной схемы неоднородной линией с распределенными параметрами позволяет решать задачу синтеза прямыми методами вариационного анализа.

Выводы. 1. Решение дифференциального уравнения (7) может быть получено не только численными, но и аналитическими методами приближенного интегрирования (например, с помощью степенных рядов, методом Чаплыгина и т. д.).

2. Решение (7) может быть выполнено на АВМ. При этом число интегрирующих блоков, равное $2r$, значительно меньше числа нелинейных блоков n , необходимых при решении на АВМ системы (4).

3. Часто расчет схемы на основе системы (4) при решении задачи на небольших вычислительных машинах с малым объемом памяти оказывается невозможным. В то же время решение уравнения (7) не встречает принципиальных затруднений.

4. Замена дискретной схемы эквивалентной не-

прерывной, описываемой (7), позволяет применить для анализа свойств схемы аппарат исследования дифференциальных уравнений, и осуществить синтез оптимальной схемы прямыми методами вариационного анализа.

Литература

1. Хивренко А. Ф. и др., Проветривание железорудных шахт, изд-во «Техника», Киев, 1967.
2. Хасилев В. Я., Линейные и линеаризованные преобразования гидравлических сетей, Известия АН СССР, «Энергетика и транспорт», 1964, № 2.
3. Багриновский А. Д., Равномерное распределение воздуха в диагональных соединениях выработок, «Горный журнал», 1961, № 5.
4. Цой С., Метод расчета сложной диагональной схемы проветривания, Труды ИГД, Изд-во АН КазССР, Алма-Ата, 1960, т. 4.

[8.7.1969]



УДК 621.3.013.8:621.3.016.351

Режим генераторов с недовозбуждением при определенном коэффициенте запаса статической устойчивости

Канд. техн. наук Б. Л. КОНСТАНТИНОВ

Болгария

Эксплуатация системы 220 кВ в НРБ показала, что линии, слабо загруженные активной мощностью, но значительно реактивной емкостью, затрудняют регулирование напряжения и перетоков реактивной мощности в часы минимума. Так как в системе средства компенсации избыточной реактивной мощности пока отсутствуют, то в часы минимума напряжение на шинах некоторых узловых подстанций достигает 116—117% номинального, что вызывает нарушения режима работы оборудования. Все это, а также учитывая предстоящий ввод новых линий 220 кВ, требует срочных мероприятий по ограничению повышения напряжения.

Как одно из средств был предложен перевод в часы некоторых генераторов или станций в режим работы с недовозбуждением.

Однако при работе генераторов с недовозбуждением существуют два важных ограничения — увеличение нагрева в зоне лобовых соединений под воздействием результирующих магнитных потоков и уменьшение запаса статической и динамической устойчивости агрегата вследствие увеличенного угла между векторами продольной э. д. с. генератора и напряжения системы δ уменьшенной э. д. с. генератора. Ниже анализируется режим работы генератора при ограничении лишь по статической устойчивости и без учета активных сопротивлений влияния автоматического регулятора возбуждения.

Коэффициент запаса статической устойчивости k генератора (рис. 1)

$$k = \frac{P_m - P}{P} = \frac{1}{\sin \delta} - 1. \quad (1)$$

Очевидно при желаемом постоянном коэффициенте k в режиме с недовозбуждением значения P и Q генератора должны изменяться так, чтобы угол δ оставался постоянным.

Из упрощенной векторной диаграммы рассматриваемой схемы при принятой номинальной мощности $S_{ном}$ и номинальном напряжении $U_{ном}$ генератора, как базисных величинах, следует:

$$\begin{aligned} U_c &= U_r \sqrt{(1 + x_c q_*)^2 + (x_c p_*)^2} \text{ и} \\ E_q &= U_r \sqrt{(1 - x_d q_*)^2 + (x_d p_*)^2}, \end{aligned} \quad (2)$$

где

$$\left. \begin{aligned} x_d &= X_d \frac{S_{н\Gamma}}{U_{н\Gamma}^2}; \quad x_c = X_c \frac{S_{н\Gamma}}{U_{н\Gamma}^2}; \\ p_* &= \frac{P}{S_{н\Gamma}} \left(\frac{U_{н\Gamma}}{U_r} \right)^2 = \frac{P}{U_r^2}; \quad q_* = \frac{Q}{S_{н\Gamma}} \left(\frac{U_{н\Gamma}}{U_r} \right)^2 = \frac{Q}{U_r^2}. \end{aligned} \right\} \quad (3)$$

Так как активная мощность неявнополюсного генератора определяется выражением

$$P = \frac{E_q U_c}{X_d + X_c} \sin \delta,$$

то с учетом (3) возможно записать:

$$U_r^2 (x_d + x_c) p_* = E_q U_c \sin \delta. \quad (4)$$

Подставив в последнее равенство значения E_q и U_c из (2), после преобразований запишем:

$$\begin{aligned} p_*^2 &= q_*^2 + \frac{1}{\operatorname{tg} \delta} \left(\frac{1}{x_d} + \frac{1}{x_c} \right) p_* + \\ &+ \left(\frac{1}{x_c} - \frac{1}{x_d} \right) q_* - \frac{1}{x_d x_c} = 0. \end{aligned}$$

Возвращаясь к обозначениям (3), получаем окончательную зависимость:

$$\left[p + U_r^2 \frac{x_d + x_c}{2x_d x_c \operatorname{tg} \delta} \right]^2 + \left[q + U_r^2 \frac{x_d - x_c}{2x_d x_c} \right]^2 = \left[U_r^2 \frac{x_d + x_c}{2x_d x_c \sin \delta} \right]^2, \quad (5)$$

где положив $\delta = \frac{\pi}{2}$, можно найти границу статической устойчивости генератора в режиме с недозвозбуждением, т. е. частный случай $k=0$, рассмотренный в [Л. 1 и 2].

Из (5) с учетом (1) следует:

$$q_{\max} = \sqrt{\left[U_r^2 \frac{x_d + x_c}{2x_d x_c} + \frac{p}{k + 1 + \sqrt{k(k+2)}} \right]^2 - \left[U_r^2 \frac{x_d + x_c}{2x_d x_c} - \frac{p}{k + 1 + \sqrt{k(k+2)}} \right]^2 - U_r^2 \frac{x_d - x_c}{2x_d x_c}}, \quad (6)$$

где q_{\max} — максимальная реактивная мощность, потребляемая генератором из системы при коэффициенте запаса статической устойчивости k и отдаваемой активной мощности p . В частном случае при $q=0$ имеем выражение для максимальной активной мощности, отдаваемой генератором в систему при постоянном коэффициенте запаса статической устойчивости k

$$p_0 = U_r^2 \frac{x_d + x_c}{2x_d x_c} \left(\sqrt{k(k+2)} + \frac{4x_d x_c}{(x_d + x_c)^2} - \sqrt{k(k-2)} \right). \quad (7)$$

А при $p=0$ из (6) следует известная зависимость

$$q_0 = \frac{U_r^2}{x_d}$$

и тогда

$$q_{\max} \approx q_0 \left(1 - \frac{p}{p_0} \right).$$

Известно, что генераторы не могут длительно работать в режиме с недозвозбуждением при произвольной малой активной нагрузке. Обозначив минимальную длительно допустимую активную мощность генератора p_d , из (8) определим наибольший допустимый коэффициент запаса статической устойчивости k :

$$k = \sqrt{1 + \left[\frac{U_r^4 - x_d x_c p_d^2}{(x_d + x_c) U_r^2 p_d} \right]^2} - 1. \quad (8)$$

В первом приближении полученные зависимости (4)–(8) возможно применять и для анализа режима работы явнополюсных машин, заменив в формулах x_d , x_q . Для более же точного рассмотрения будем исходить из выражения

$$P = \frac{E_d U_c}{X_{d\sigma}} \sin \delta + \frac{U_c^2}{2} \frac{X_d - X_q}{X_{d\sigma} X_{q\sigma}} \sin 2\delta, \quad (9)$$

где $X_{d\sigma} = X_d + X_c$ и $X_{q\sigma} = X_q + X_c$.

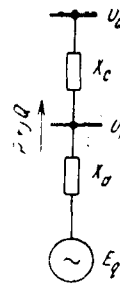


Рис. 1. Схема генератора, работающего на систему.

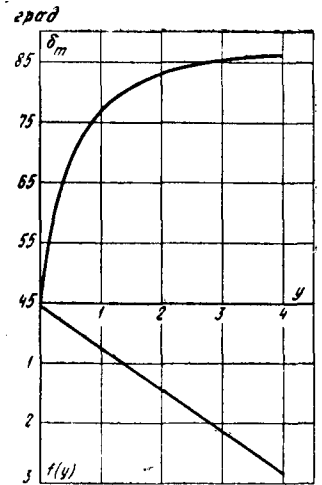


Рис. 2. Зависимости $\delta_m = \varphi(y)$ и $f(y)$.

Следует отметить, что в режиме с большим недозвозбуждением максимальная активная мощность (предел статической устойчивости) P_m соответствует меньшему $\frac{\pi}{2}$. Значение этого угла с учетом

(3) определяется по выражению:

$$\delta_m = \arccos \left(\sqrt{y^2 + \frac{1}{2}} - y \right), \quad (10)$$

где

$$y = \frac{x_{q\sigma}}{4(x_d - x_q)} \frac{E_q}{U_c}.$$

Тогда выражение для максимальной активной мощности машины можно записать в виде:

$$P_{*m} = 5,65 \frac{x_d - x_q}{X_{d\sigma} X_{q\sigma}} \left(\frac{U_c}{U_r} \right)^2 f(y), \quad (11)$$

где

$$f(y) = (y + 0,25 \cos \delta_m) \sqrt{y \cos \delta_m + 0,25}.$$

Эти зависимости (рис. 2) позволяют определить коэффициент запаса статической устойчивости k при данном режиме через отношения $\frac{P_{*m}}{P_*}$, поскольку выражение k через δ согласно (1) затруднительно. Необходимо также отметить, что по формуле (11) возможно быстро уточнить приближенный результат, полученный из (6).

Как известно, явнополюсный генератор может отдавать мощность в систему и когда $E_q=0$, т. е. без возбуждения, если, конечно, не существуют ограничения для подобного режима. В этом случае характеристики мощности

$$\left. \begin{aligned} P &= \frac{U_c^2}{2} \frac{X_d - X_q}{X_{d\sigma} X_{q\sigma}} \sin 2\delta; \\ Q &= \frac{U_c^2}{2} \left[\frac{1}{X_{q\sigma}} + \frac{1}{X_{d\sigma}} - \left(\frac{1}{X_{q\sigma}} - \frac{1}{X_{d\sigma}} \right) \cos 2\delta \right] \end{aligned} \right\} \quad (12)$$

Исключив из этих уравнений U_c^2 , получим зависимость

$$p = q \frac{(x_d - x_q) \sin 2\delta}{x_{d\sigma} + x_{q\sigma} - (x_d - x_q) \cos 2\delta}, \quad (13)$$

которая очень характерна для работы явнополюсного генератора без возбуждения. Это принципи-

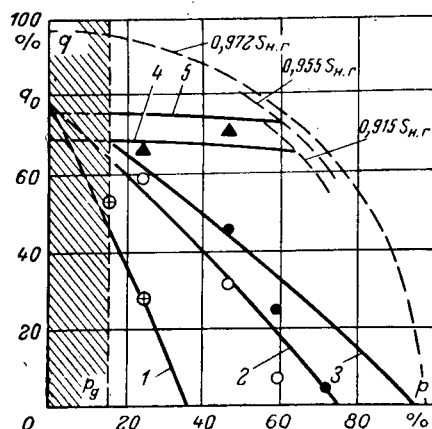


Рис. 3. Расчетные характеристики и опытные результаты для генератора $S_{ном}=32$ Мва; $U_{ном}=10,5$ кВ, $\cos \varphi_{ном}=0,8$; $x_d=150\%$; $x_q=120\%$; $x_c=10\%$.
 \oplus — $k=1,16$ и $U_r=0,972$;
 \odot — $k=0,36$; \bullet — $k=0,22$; \blacktriangle — нарушение устойчивости.

альное отличие от случая $E_q \neq 0$ показывает, что для режима работы генератора без возбуждения зависимость (5) несправедлива.

Как видно из (12), с увеличением значения Q возрастает P , что при неизменном напряжении U_c возможно лишь с увеличением угла δ . При этом в относительно узких пределах изменений значений Q , т. е. в интервале

$$\frac{U_c^2}{X_{d\Sigma}} \leq Q < \frac{U_c^2}{X_{q\Sigma}},$$

коэффициент k меняется от ∞ до 0. Однако с переводом генератора в режим с недовозбуждением (или без возбуждения) одновременно со снижением напряжения U_c , то происходит уменьшение допустимого значения P и k , что может привести к нарушению синхронизма.

Таким образом, при работе в рассматриваемом режиме, а также учитывая минимальную нагрузку системы в этот период, активная мощность генератора может быть ограничена лишь значением равным мощности электрических потерь в нем.

Полученные выражения были проверены экспериментально (рис. 3); кривые 1, 2 и 3 построены соответственно для значений k , равных 1,16; 0,36; 0,22. Зависимости 4 и 5 представляют собой границы статической устойчивости при $k=0$ и напряжениях, близких к $U_{ном}$.

При достижении генератором номинальной мощности ($p=0,8$; $q=0,6$) было зафиксировано, что $U_r=0,972$. Так как для этого режима $y=2,69$, то по кривой рис. 2 определяется $\delta_m=84,7^\circ$ и $f(y)=1,90$, после чего из (6) и (12) находится $q_{max}=0,473$ и $p_{*m}=1,37$, т. е. $k=0,62$.

Учитывая, что минимальная активная мощность, допустимая по условиям охлаждения $P_d=0,156$, то при $k=0,62$ и $U_r=0,972$ была определена максимальная реактивная мощность $q_{max}=0,58$. Для этого режима $y=0,265$ и из рис. 2 были найдены значения $\delta_m=60,3^\circ$ и $k=0,33$. Область недопустимой работы по условиям охлаждения на рис. 3 заштрихована.

Выводы. 1. Представленная методика позволяет рассчитывать допустимые режимы работы генератора с недовозбуждением при любом коэффициенте запаса статической устойчивости. В пределах сделанных упрощений полученная точность достаточно для практики, однако необходимо также проведение испытаний для определения температурных ограничений в указанном режиме.

2. Приведенные выражения и кривые позволяют определить максимальную реактивную мощность, которую генератор может потреблять из системы при работе в режиме с недовозбуждением.

3. Если нет ограничений при работе недовозбужденного генератора и необходимо потреблять большую реактивную мощность, целесообразно с точки зрения статической устойчивости ограничивать активную мощность генератора его электрическими потерями.

Литература

1. Гумин М. И. и Урин В. Д., Работа синхронных генераторов с недовозбуждением, «Электрические станции», 1966, № 10.
2. Adams G., McClure I., Underexcited operation of turbogenerators, Trans., AIEE, v. 67, pt. III, 1948.
3. Константинов В. Л., К вопросу о приближенном аналитическом решении уравнения качаний синхронной машины, «Электричество», 1958, № 5.

[13.8.1969]



Световая система управления высоковольтными воздушными выключателями

Н. М. АДОНЬЕВ, В. В. АФАНАСЬЕВ и Л. Н. КАРПЕНКО

Ленинград

В последнее время большое внимание уделяется проблемам уменьшения времени срабатывания высоковольтных выключателей, что вызвано возрастанием мощностей, передаваемых по линиям электропередач. Уменьшить это время можно, например, за счет сокращения времени прохождения командного импульса на отключение или включение контактов выключателя. Применение светового управления выключателями позволяет практически мгновенно передать командный импульс с потенциала земли на потенциал линии передачи при любых классах напряжения.

Принципиальная схема передатчика и приемника световой системы управления представлена на рис. 1. При поступлении команды «Пуск» в передатчике открывается тиристор D и по первичной обмотке трансформатора Tr проходит импульс зарядного тока конденсатора C_2 . После этого тиристор закрывается, а наведенный во вторичной обмотке трансформатора Tr высоковольтный импульс поджигает световую ксеноновую импульсную лампу L типа ИКФ-20 или ИКФ-50. Конденсатор C_1 разряжается на лампу L , вызывая ее свечение. Время свечения лампы определяется емкостью C_1 , активным и индуктивным сопротивлениями соединительных проводов и импульсной лампы.

После полного погасания лампы и деионизации наполняющего ее газа начинается заряд конденсатора C_1 передатчика через ограничивающее сопротивление R_1 . Время, прошедшее с момента поступления команды «Пуск» до окончания заряда конденсатора C_1 (т. е. наименьшее возможное время между двумя следующими одна за другой командами), определяется выражением:

$$t = t_{\text{вкл}} + t_{\text{гор}} + t_{\text{зар}}, \quad (1)$$

где $t_{\text{вкл}} = 5 \div 10$ мксек — время включения тиристора D ; $t_{\text{гор}}$ — время от момента включения тиристора до момента полной деионизации газа в лампе; $t_{\text{зар}} = (3 \div 3,5) R_1 C_1$ — время заряда конденсатора C_1 .

Время $t_{\text{гор}}$ зависит как от параметров контура C_1 — L , так и от величины питающего напряжения U и R_1 . При малых величинах R_1 увеличивается составляющая тока от сети через горящую лампу L . Эта составляющая может резко увеличить время $t_{\text{гор}}$, которое при слишком больших значениях R_1 практически не зависит от последнего, но при этом резко возрастает время $t_{\text{зар}}$. Как показали эксперименты, при $R_{\text{общ}} = 500 \div 550$ ом сумма $t_{\text{гор}} + t_{\text{зар}}$ в (1) будет минимальной.

Световой импульс лампы L принимается фотодиодом D_1 приемника (рис. 1). Фотодиод подключен к цепи база—эмиттер транзистора T_3 типа n - p - n и работает в фотовентильном режиме. Вырабатываемый фотодиодом сигнал усиливается транзисторами T_3 — T_1 и открывает тиристор D_2 . Через открытый тиристор D_2 протекает ток батареи B_2 и вызывает срабатывание электромагнита ЭМ. После

срабатывания электромагнита перекидываются контакты переключателя Π , меняющие полярность на его катушке. В момент перебрасывания цепь тиристора D_2 на некоторое время оказывается разомкнутой. Этого времени достаточно для того, чтобы тиристор D_2 закрылся, после чего схема приемника готова к следующему срабатыванию.

В передатчике перед импульсной лампой L и в приемнике перед фотодиодом D_1 установлены линзы, позволяющие сконцентрировать световой поток и повысить к. п. д. передачи. Изменение силы света I во время вспышки различных импульсных ламп при различных параметрах питания имеет общую для всех условий характерную форму. В связи с этим отношение освечивания вспышки

$\frac{\int_0^\infty I dt}{J_a \tau}$ к произведению амплитуды силы света J_a на длительность вспышки τ (время, в течение которого сила света находится на уровне, превышающем $0,35 J_a$) для самых различных условий имеет одинаковую величину [Л. 1]:

$$\frac{\int_0^\infty I dt}{J_a \tau} = 0,86 \pm 0,04. \quad (2)$$

Световая отдача разряда θ может быть записана в виде уравнения

$$\theta = \frac{\omega \int_0^\infty I dt}{\frac{CU^2}{2}} = D\eta, \quad (3)$$

где ω — отношение световой энергии к освечиванию в данном направлении, близкое к 4π ; $D = 0,75$ — коэффициент пропорциональности для ксеноновых трубчатых ламп, работающих при начальных электрических градиентах до ~ 500 в/см; η — к. п. д. источника излучения.

При $E = 9$ в/см и радиусе трубки лампы $r = 0,2$ см $\eta = 15 \div 18\%$. Учитывая (2) и (3), получим:

$$J_a = \frac{D\eta CU^2}{\omega \cdot 0,86\tau}. \quad (4)$$

Световой поток, падающий на линзу и фотодиод приемника, может быть определен по уравнению:

$$\Phi = \frac{J_a R_{\text{л.пер}}^2 \pi R_{\text{л.пр}}^2}{f^2 (R_{\text{л.пер}}^2 + L^2 \operatorname{tg}^2 \alpha + 2LR_{\text{л.пер}} \operatorname{tg} \alpha)}, \quad (5)$$

где $R_{\text{л.пер}}$ — радиус линзы передатчика; $R_{\text{л.пр}}$ — радиус линзы приемника; f — фокусное расстояние линзы передатчика; L — расстояние между передатчиком и приемником; α — угол расхождения светового потока, прошедшего линзу передатчика.

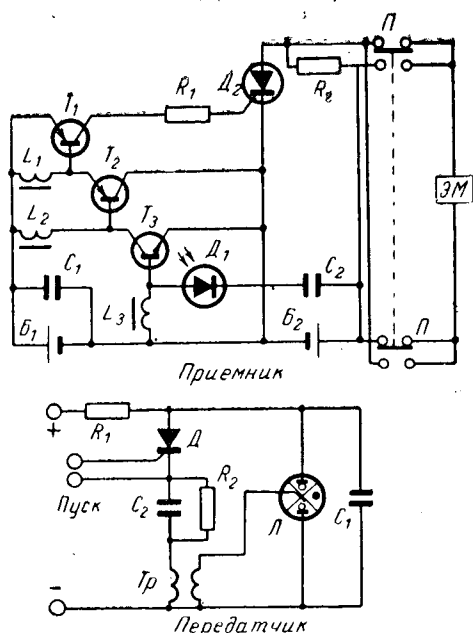


Рис. 1. Принципиальная схема системы светового управления.

Полученное выражение не учитывает потерь светового потока в линзах и передающей среде. Эти потери ничтожно малы по сравнению с величиной потока Φ .

Из (5) видно, что для увеличения светового потока Φ желательно применение линз с большими диаметрами. Кроме того, для передатчика линза должна быть с наименьшим фокусным расстоянием.

Наличие в схеме приемника кремниевых фотодиодов позволяет использовать их в линейном режиме при довольно больших значениях светового потока. Чувствительность по току в нагрузке фотодиода ($K_{\Phi,н}$), работающего в вентильном режиме в линейной области, можно определить по формуле [Л. 2]:

$$K_{\Phi,н} = \frac{K_{\Phi}}{1 + \frac{R_{нq}I_T}{AkT}}, \quad (6)$$

где K_{Φ} — интегральная чувствительность фотодиода; $R_{н}$ — сопротивление нагрузки; q — заряд электрона; T — абсолютная температура; I_T — темновой ток (ток насыщения n - p перехода); k — постоянная Больцмана; A — коэффициент, имеющий значение от единицы до четырех (для германиевых фотодиодов он равен единице, для кремниевых ~ 2).

При поступлении светового сигнала $K_{\Phi,н}$ будет меняться с изменением освещенности фотодиода, так как сопротивление нагрузки $R_{н}$ представляет собой эмиттерный переход транзистора T_3 (рис. 1) и может быть определено по выражению:

$$R_{н} = \frac{\varphi}{I_{э,о} \left(e^{\frac{q\varphi}{kT}} - 1 \right)},$$

где φ — напряжение на эмиттерном переходе; $I_{э,о}$ — обратный ток эмиттера.

В дальнейших расчетах за $R_{н}$ принимается некоторая средняя величина сопротивления эмиттер-

ного перехода, не изменяемая при поступлении светового сигнала на фотодиод приемника.

Следует отметить, что сопротивление шунтирующей индуктивности очень велико для быстрого переменного сигнала, вырабатываемого фотодиодом, и в расчете может не учитываться.

Таким образом, ток базы транзистора T_3 (амплитудное значение) может быть определен по выражению:

$$i_b = \frac{K_{\Phi} D \tau C U^2 R_{л, пер}^2 \pi R_{л, пер}^2}{\left(1 + \frac{R_{нq} I_T}{AkT} \right) \omega \cdot 0,86 \tau f^2 (R_{л, пер}^2 + L^2 \operatorname{tg}^2 \alpha + 2 L R_{л, пер} \operatorname{tg} \alpha)}. \quad (7)$$

Ток управления I_y тиристора D_2 до момента насыщения транзистора T_1 может быть записан в виде уравнения:

$$I_y \approx \beta_1 \beta_2 \beta_3 i_b, \quad (8)$$

где β_1 , β_2 , β_3 — коэффициенты усиления по току транзисторов.

После насыщения транзистора T_1 значение тока I_y остается неизменным, пока транзисторы T_1 — T_3 через индуктивности не будут заперты, даже несмотря на наличие сигнала фотодиода. Значение тока I_y после насыщения транзистора T_1 может быть найдено из выражения:

$$I_y = \frac{U_{Б1} - 0,25}{R_1 + R_y}, \quad (9)$$

где $U_{Б1}$ — напряжение батареи B_1 ; R_y — сопротивление управляющего перехода.

Приемник световой системы управления находится на потенциале линии электропередачи, и доступ к нему возможен лишь во время ремонтных работ или профилактических осмотров выключателя, которые могут производиться один—два раза в год. Поэтому требуется такая емкость питающих батарей B_1 и B_2 приемника, которой хватает на работу без смены и подзаряда в течение не менее чем одного года.

Определим емкость батарей B_1 и B_2 , необходимую для работы приемника в течение 9000 ч и для 2000 срабатываний, произведенных за это время.

Как видно из рис. 2, ток утечки (ток, потребляемый от батареи B_1) усилительной части схемы

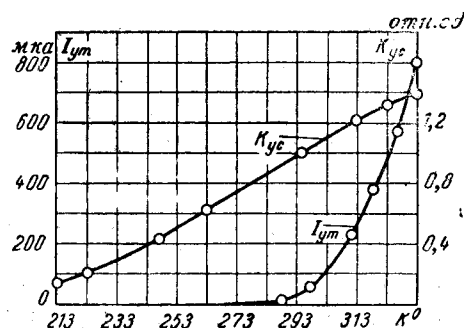


Рис. 2. Зависимость тока утечки ($I_{ут}$) и коэффициента усиления ($K_{ус}$) усилительной части приемника от температуры окружающей среды.

приемника значительно зависит от температуры окружающей среды. Если принять среднюю температуру за год $+25^{\circ}\text{C}$, то количество электричества, требуемое для покрытия токов утечки

$$Q_{\text{ут}} = I_{\text{ут}} t = 0,45 \text{ а} \cdot \text{ч.} \quad (10)$$

Количество электричества, затраченное на 2000 срабатываний, с учетом (7) и (9) можно записать в виде:

$$Q_{\text{ср}} = 2000 \left(\frac{U_{\text{Б1}} - 0,25}{R_1 + R_y} + i_{\text{Б}} \beta_1 \beta_2 + i_{\text{Б}} \beta_3 \right) \times \\ \times t_{\text{упр}} \frac{1}{3600} = 2,22 \cdot 10^{-5} \text{ а} \cdot \text{ч}, \quad (11)$$

где $t_{\text{упр}}$ — время протекания тока по цепи управления тиристора и коллекторным цепям транзисторов приемника.

Суммируя (10) и (11), получим емкость, необходимую для обеспечения работы усилительной части схемы приемника:

$$Q_{\text{ус}} = Q_{\text{ут}} + Q_{\text{ср}} = 0,45 \text{ а} \cdot \text{ч.} \quad (12)$$

Емкость, необходимая для питания силовой части схемы приемника (рис. 1), складывается из емкости, требующейся для 2000 срабатываний электромагнита, и емкости, необходимой для покрытия тока утечки конденсатора C_2 и тиристора D_2 .

В приемнике установлен специально разработанный быстродействующий поляризованный электромагнит на большие усилия, потребляющий энергию только в момент срабатывания. Якорь его удерживается в двух возможных фиксированных положениях поляризующим магнитным потоком постоянного магнита, собранного из ферритовых шайб. Материал шайб — феррит бария марки 2БА. Электромагнит рассчитан на открывание пускового клапана диаметром до 13 мм с рабочим давлением до 20 атм и ходом клапана до 4 мм. При предельных параметрах клапана время срабатывания электромагнита составляет ~ 4 мсек.

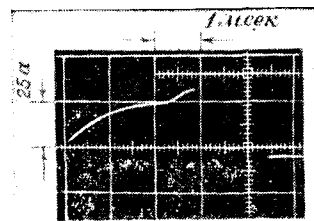
На рис. 3 приведена осциллограмма тока в обмотке электромагнита при срабатывании. Как видно из осциллограммы, движение якоря кончается через время $t_{\text{ср}} = 2,3$ мсек, а ток рвется контактами переключателя через $t' = 0,6$ мсек после окончания движения якоря. Протекание тока в обмотке электромагнита некоторое время после окончания движения якоря положительно сказывается на его работе, так как в этом случае якорь надежно залипает и затем удерживается поляризующим магнитным потоком постоянного магнита. Если считать, что в течение $5 \cdot 10^{-3}$ сек в обмотке электромагнита протекает ток $I_{\text{ЭМ}} = 50$ а, то для 2000 срабатываний потребуется

$$Q_{\text{ЭМ}} = 2000 I_{\text{ЭМ}} t \frac{1}{3600} = 0,14 \text{ а} \cdot \text{ч.} \quad (13)$$

Ток утечки I_{C_2} батареи конденсаторов $C_2 = 1500$ мкф в приемнике, составленной из конденсаторов типа МБГО 20 мкф $\times 400$ в, при температуре окружающей среды $T = 25^{\circ}\text{C}$ и напряжении на конденсаторах $U = 150 \div 200$ в составляет $(23-30) 10^{-6}$ а.

Ток утечки $I_{\text{утД2}}$ тиристора типа ВКДУ-50 класса

Рис. 3. Типичная осциллограмма тока в обмотке поляризованного электромагнита.



4,5 при $U = 150-200$ в и при температуре окружающей среды $T = 25^{\circ}\text{C}$ составляет $\sim 0,5$ мка. Зная токи утечки и учитывая $Q_{\text{ЭМ}}$ согласно (13), определяем количество электричества, необходимое для работы силовой части приемника в течение 9000 ч:

$$Q_{\text{срл}} = (I_{C_2} + I_{\text{утД2}}) 9000 + Q_{\text{ЭМ}} = 0,414 \text{ а} \cdot \text{ч.} \quad (14)$$

Емкость установленных батарей B_1 и B_2 складывается из емкости, необходимой для питания усилительной и силовой частей приемной схемы, и емкости, идущей на саморазряд батарей.

Для питания схемы приемника можно применять элементы, емкость которых в конце гарантийного 18-ти месячного срока хранения составляет $\sim 1,8-2,0$ а \cdot час.

Надо отметить, что подобные элементы имеют большое внутреннее сопротивление и не позволяют получить ток, необходимый для срабатывания приемника. Для того чтобы обеспечить нужное значение тока, установлены конденсаторы C_1 и C_2 , шунтирующие источники питания (рис. 1). В момент срабатывания конденсаторы являются источниками энергии с малым внутренним активным сопротивлением. По окончании срабатывания происходит их заряд от батарей B_1 и B_2 .

Световая система управления должна обеспечивать надежную передачу команд как при оперативном включении или отключении выключателя, так и в режиме АПВ. В режиме АПВ между командами на отключение и включение проходит время не менее 0,25 сек. Если же выключатель включается на короткое замыкание, то это время определяется суммой собственного времени включения выключателя и времени срабатывания релейной защиты (~ 60 мсек). Из сказанного можно сделать вывод, что передатчик и приемник должны быть готовы к срабатыванию не позднее, чем через 60 мсек после поступления команды, т. е. за 60 мсек должен успеть зарядиться конденсатор C_2 приемника, который почти полностью разряжается на обмотку электромагнита при срабатывании.

С понижением температуры окружающей среды до -50°C значительно возрастает внутреннее сопротивление химических источников тока и конденсатор C_2 не успевает полностью зарядиться. В этом случае в качестве источника питания B_2 можно использовать никель-кадмиевые аккумуляторы, имеющие незначительный саморазряд, работоспособность при температуре до -50°C и малое внутреннее сопротивление [Л. 3].

Для районов с очень низкой температурой целесообразно применение схемы приемника, представ-

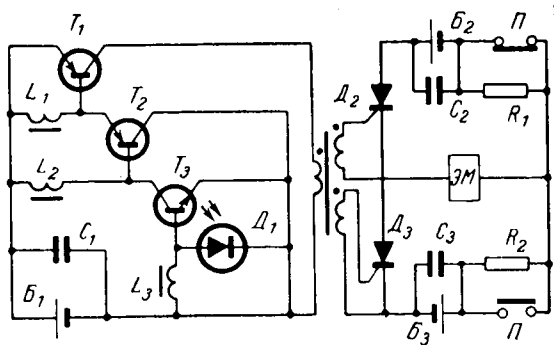


Рис. 4. Схема приемника световой системы управления, предназначенная для работы с химическими источниками тока, имеющими большое внутреннее сопротивление.

ленной на рис. 4. Усилительная часть этой схемы остается такой же, как и на рис. 1. Импульсом тока управления, проходящего через импульсный трансформатор ИТ, открываются тиристоры D_2 или D_3 (в зависимости от того, цепь которого замкнута перекидным мостиком переключателя П), что вызывает срабатывание электромагнита ЭМ. При этом мостик переключателя П замыкает ранее разомкнутые контакты, и схема приемника оказывается сразу же готовой к следующему срабатыванию.

Понижение температуры окружающей среды вызывает уменьшение коэффициентов усиления транзисторов T_1 — T_3 приемника и увеличение тока управления тиристоров. На рис. 2 приведена зависимость коэффициента усиления усилительной части приемника от температуры окружающей среды. Коэффициент усиления приемника при 23°C принят за единицу. При температуре -60°C абсолютная величина коэффициента усиления вполне достаточна, чтобы тиристоры в приемнике (рис. 1 и 4) надежно открывались.

Проверка работоспособности световой системы управления производилась при расстоянии между

передатчиком и приемником 20 м и температуре окружающей среды $-70 \div +75^\circ\text{C}$. Однако при таких предельных температурах нельзя рекомендовать работу системы, так как гарантированный интервал рабочих температур для полупроводниковых приборов, применяемых в системе управления, — $-50 \div +60^\circ\text{C}$.

К достоинствам разработанной схемы следует отнести возможность работы ее при значительных уровнях постоянной засветки фотодиода приемника, так как он находится в режиме короткого замыкания по постоянному току, а чувствительность фотодиода к переменному сигналу в этом случае остается практически неизменной [Л. 2]. Но следует отметить, что длительная эксплуатация системы управления с постоянной засветкой нежелательна, так как при этом сокращается срок службы фотодиода.

Выводы. 1. Рассмотренная система управления может быть применена на высоковольтных выключателях и другой высоковольтной аппаратуре любых классов напряжений.

2. Система светового управления имеет малое время срабатывания, практически не зависящее от температуры окружающей среды.

3. Приемник и передатчик световой системы управления отличаются простотой схемы, потребляют малое количество энергии, помехоустойчивы и имеют малую стоимость.

Литература

1. Маршак И. С., Импульсные источники света, Госэнергоиздат, 1963.
2. Горохов В. А., Работа фотодиода в вентильном режиме, сб. «Полупроводниковые приборы и их применение», под ред. Я. А. Федотова, изд-во «Советское радио», вып. 7, 1961.
3. Романов В. В. и Хашев Ю. М., Химические источники тока, изд-во «Советское радио», 1968.

[12.6.1969]



Об оптимизации городских распределительных сетей 6—10 кВ

Инж. Л. В. ЕГИАЗАРЯН

Армянский научно-исследовательский институт энергетики

Распространенным средством оптимизации режимов работы городских электрических сетей является метод разрезов [Л. 1]. Для нахождения мест разрезов необходимо прежде всего найти токораспределение в сложной замкнутой сети при известных и равных между собой напряжениях питающих пунктов. Решение этой задачи, описываемой системой линейных алгебраических уравнений, для сетей с большим числом узловых точек связано с трудностями обработки информации значительно-го объема.

Весьма удобной для определения токораспределения в больших сетях оказывается универсальная сеточная модель УСМ-1, тем более при выборе разрезов в городской сети, где высокая точность ЦВМ не требуется (точность решения может быть 0,1%).

Определение токов в ветвях сети и последующий выбор оптимальных разрезов представляет собой сложную задачу, состоящую в переработке большого числа данных, их нанесения на схему замещения сети, выборе независимых контуров, осуществлении разрезов, подсчете потерь мощности в замкнутой и разомкнутой сетях. В статье описывается алгоритм автоматической реализации на ЦВМ указанных выше расчетов. Исходная информация в данном случае представляется в памяти ЦВМ «Урал-3» четырьмя значащими цифрами, а для ввода в машину — обычно таблицами сопротивлений ветвей, нагрузок узловых пунктов, соединений схемы и пр.

Эти таблицы представляют собой графы сети. Поскольку предлагаемый алгоритм выбора независимых контуров оперирует сразу целыми массивами исходных данных, то при изложении воспользуемся обозначениями и терминами теории графов.

Граф заданной сети имеет вид

$$G=[Y, B],$$

где Y — совокупность некоторых элементов (в случае электрической сети — ее узлы) x, y, \dots ; B — множество упорядоченных пар (x, y) элементов (ветвей электрической схемы).

Пропускная способность и узловой сигнал в графе электрической сети могут быть представлены сопротивлением и током ветви, напряжением и током нагрузки узла. При этом пропускная способность элемента C выразится через множества — совокупности чисел R, I :

$$C_R=[R(x, y)] \text{ и } C_I=[I(x, y)],$$

а узловой сигнал элемента C' — множествами — совокупностями U и I' :

$$C'_U=[U(x)] \text{ и } C'_I=[I'(x)].$$

Для экономного использования ОЗУ ЦВМ и сокращения времени счета данные параметров и конфигурации сети представляются в виде таких графов, элементы которых содержат и значение пара-

метра, и его адрес в схеме замещения. Эти графы имеют вид:

$$G_0=[B, C] \quad (1)$$

с элементами $g=[(x, y), C(x, y)]$

и

$$G'_0=[Y, C'] \quad (2)$$

с элементами $g'=[(x), C'(x)]$, характеризующими соответственно ветви и узлы электрической сети.

Окончательный вид графы (1) и (2) для ввода в машину получают после их заполнения определенными признаками.

Для (1) вводится обозначение пунктов питания (признак «примыкание ветви к источнику напряжения») для графа с пропускной способностью C_R .

Порядок числа вводится вместо признака «примыкания» только для графа (1) с C_I , так как порядок для графа с C_R заранее принимается одинаковым для всех G_0 . Тогда (1) преобразуется так:

$$G=[p, B, C], \quad (3)$$

где p — признак примыкания ветви при $C=C_R$ или порядок числа для графа с $C=C_I$.

Для (2) вводится признак питающего пункта, а также порядок числа. При этом (2) принимает вид:

$$G'=[p, Y, C', n]. \quad (4)$$

Элементы графов (3) и (4) имеют вид:

$$g_1=[p, (x, y), R(x, y)] \quad (3')$$

$$g_2=[n, (x, y), I(x, y)], \quad (3'')$$

$$g'_1=[p, (x), U(x), n], \quad (4')$$

$$g'_2=[p, (x), I(x), n]. \quad (4'')$$

Согласно данным сети составляются графы (3) и (4) и вводятся в машину. При этом каждому элементу графов соответствует одна полная сорока-разрядная ячейка памяти ЦВМ.

Моделированием на УСМ-1 определяются узловые напряжения. Информация в виде графов (3') и (4'), т. е. сопротивления ветвей с индексами, токи и напряжения узловых точек вводятся в ЦВМ. Для участка цепи определяется токораспределение в сети и образуется граф (3) с элементами (3''), после чего граф (4) с (4') может быть исключен из ЦВМ.

Блок-схема этого алгоритма (рис. 1) основана на выборе по взятой ветви напряжений ее начала и конца из соответствующего графа, определение тока в ней, его формирование к виду (3) и запоминание в специальном массиве памяти ЦВМ.

По этой же программе предусмотрен расчет потерь мощности в замкнутой сети. Для выбора независимых контуров в схеме замещения может быть построено несколько алгоритмов как для автоматического режима работы (с помощью ЦВМ), так и ручного.

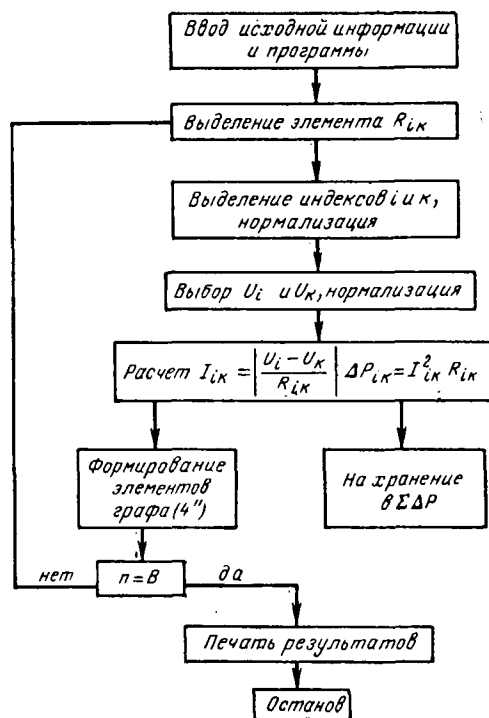


Рис. 1.

Варианты автоматического выбора могут быть осуществлены как приданием признаков элементам графов во время их обработки, так и выделением «следа» контура фиксированием номеров пройденных узлов в отведенных для этой цели ячейках памяти ЦВМ. Поясним алгоритм на примере автоматического простого выбора контуров включением в элементы (3'), (4'') признаков отличия (блок-схема на рис. 2).

Алгоритм построен на принципе последовательного обхода элементов (3') и исключением их из рассмотрения ветвей и узлов, не участвующих в образовании искомого контура, приданием им признаков отличия p , принимающего четыре значения в разрядах ячейки памяти ЭЦВМ:

00 — простой элемент графов;

10 — особый элемент (3'), т. е. совпадение одного индекса с пунктом питания (распределительным пунктом) РП.

Для (4'') при $I(x) = 0$ — пункт РП;

01 — первичное участие элементов (3') и (4'') в образовании контура;

11 — вторичное участие элементов (3') и (4''), а при $I(x) = 0$ — вторичное участие отправного пункта по (4'') в образовании контура.

Обход (3') начинается с выбора его первого элемента (по порядку расположения элементов в графе) с $p=10$ и индексами i и k . По (4'') находится пункт РП — допустим i . Выбранному элементу придается признак $p=01$. По индексу k с начала (3') ищется какой-нибудь элемент, имеющий индекс k , справа или слева, например R_{kl} , которому также дается $p=01$, то же самое делаем с графом (4''). Подбор ветвей происходит до тех пор, пока не появится элемент с признаком 10 или —01, что указывает на образование независимого контура.

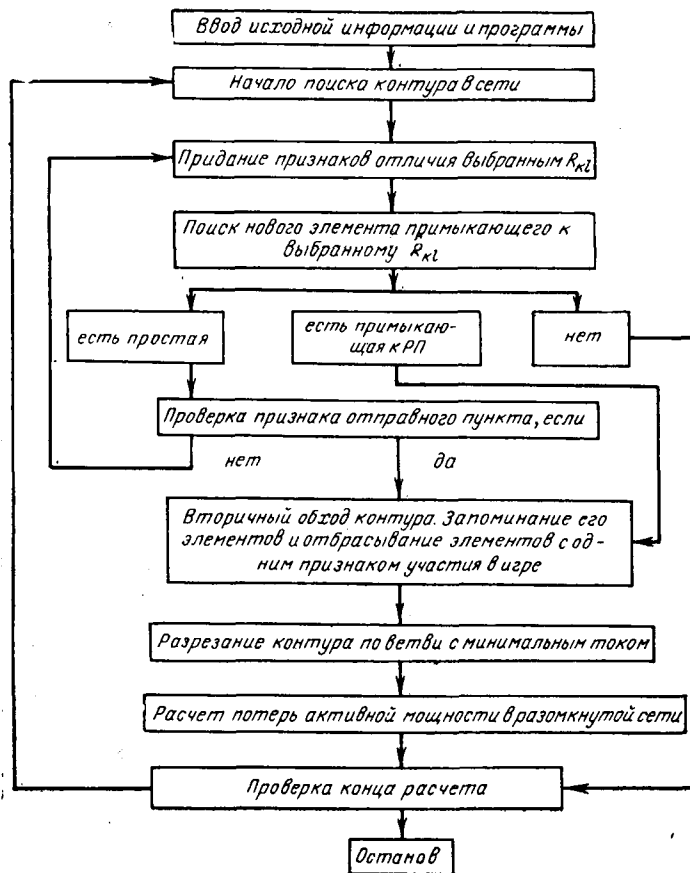


Рис. 2.

При этом могут быть получены: контур, образованный при повторении участия в игре отправного пункта (РП); контур, образованный двумя РП, и контур, полученный при повторном вступлении в игру какого-нибудь элемента с одним одинаковым индексом. В последнем случае, когда по (4'') выбирается элемент, имеющий $p=01$, этому узлу по (4'') приписывается $p=11$.

В графе (3) по элементам (3'') с признаком 01 производится повторный обход с приданием повторяемым ветвям $p=11$, если они образуют контур, в противном случае признак p восстанавливается в первоначальном виде. После образования независимого контура путем сравнения значений элементов (4') выбирается ветвь с наименьшим током. Эта ветвь запоминается в специальных ячейках и исключается из (4'), т. е. по ней производится разрезание. После этого игру ведем в обратном направлении по обе стороны разреза, проверяя в каждом узле наличие других ветвей (кроме участвующих в контуре). При отсутствии их поочередно подсчитываются потери активной мощности в пройденных ветвях. Элементы (3'), в которых уже определены потери, вычеркиваются. Токи нагрузок (4'') отбрасываются после прибавления их к току ближайшего по пути узла.

Процесс останавливается, а содержание специальных ячеек (суммарных потерь в разомкнутой сети и разрезах) выдается на печать после выполнения $K=B-(Y-1)$ разрезов, где Y — число узлов, B — число ветвей сети.

Длина контуров в этом алгоритме, а следовательно, и время счета находится в прямой зависимости от расположения элементов в графах, что можно исключить, если при выборе элементов контура использовать принцип экстремальных значений токов ветвей. Такая тактика выбрана, исходя из двух соображений:

Конечной целью выбора независимых контуров является полное размыкание сети по ветвям с наименьшими токами. Этим обусловлено начало поиска контуров (обычно из распределительных пунктов РП) по наименьшим токам и дальнейшее построение его по принципу выбора той ветви из числа ветвей, связанных с концом первой выбранной, где ток наименьший. Следует ожидать, что это даст возможность вовлечения в контур линий с малыми токами.

К отбору ветвей с максимальными токами прибегают в момент, когда все ветви, выходящие из данного узла (являющегося концом предыдущей ветви), имеют токи больше, чем ветвь, «находящаяся до этого узла».

Ветви с наибольшими токами выбираются для быстрого замыкания контура на какой-нибудь РП при предположении, что ветви с наибольшими токами примыкают к РП.

По этому алгоритму в графе (3) с элементами (3') выбирается такой $g_2^{(1)} = [n, (x_1, y_i), I(x_1, y_i)]$ с соответствующим элементом (3'), имеющим $p = 10$, чтобы

$$I(x_1, y_i) < I(x_1, y_l), \quad i \neq l,$$

где $I(x_1, y_l)$ — любой из подобных элементов в (3).

(Заранее из (4) определяется индекс x_1 , которому приписывается $p = 10$.)

Второй ветвью для образования контура из (3) с любым признаком выбирается элемент $g_2^{(2)} = [n, (x_k, y_i); I(x_k, y_i)]$, который среди подобных обеспечивает условие:

$$I(x_k, y_i) < I(x_l, y_i), \quad k \neq l, \quad k \neq i. \quad (5)$$

Этот поиск продолжается (все промежуточные преобразования идентичны с предыдущим алгоритмом) до тех пор, пока выполнение последнего ус-

ловия не станет невозможным. Тогда отбор ветвей контура ведем по новому условию:

$$I(x_i, y_i) > I(x_i, y_m), \quad l \neq m, \quad l \neq i. \quad (6)$$

Контур считается найденным при появлении тех же условий, что и в вышеизложенном алгоритме.

Описанные алгоритмы, однако, оказались медленно действующими (для обработки 5—10 узлов сети в среднем требуется 2 мин машинного времени), так как в процессе расчета признаки p графов изменяются и на их восстановление тратится около 60—70% расчетного времени. Поэтому рентабельны алгоритмы, в которых для отличия элементов контура от других элементов графа используется метод прочерчивания следа контура с помощью обозначения графа G_c номеров узловых точек сети.

Замыкание независимого контура проверяется по графу:

$$G_c = [x], \quad (7)$$

где x — совокупность номеров узловых точек.

Если в (7) имеется совпадение каких-либо двух элементов или два элемента по графу (4'') имеют признак $p = 10$, то между ними образован контур.

Практические примеры расчета описанных способов нахождения независимых контуров в задачах определения оптимальных точек разрезов в городских распределительных сетях показали их работоспособность и возможность применения в качестве самостоятельных алгоритмов выбора независимых контуров в сложноразветвленных сетях.

Литература

1. Холмский В. Г. и др., К вопросу о целесообразности применения замкнутых городских сетей, «Электричество», 1966, № 5.
2. Качанова Н. А. и Умедьян В. В., Расчеты установившихся режимов сложных энергосистем, Известия АН СССР, «Энергетика и транспорт», 1963, № 4.
3. Чмутов А. П., Применение диагональной записи матрицы коэффициентов при расчетах электрических сетей на ЭЦВМ, «Электричество», 1968, № 9.

[23.4.1969]



Снижение энергии коммутационных разрядов в электростатических генераторах с проводящими транспортерами

Канд. техн. наук А. М. КУПЦОВ и инж. В. М. ФЕДЯКИН

Томский политехнический институт

В электростатических генераторах с проводящими транспортерами коммутация сопровождается интенсивными разрядами между транспортерами и щетками [Л. 1 и 2], которые вызывают эрозию последних, выплавление и разрушение диэлектрика ротора. Продукты разрушения диэлектрика загрязняют рабочий объем генератора и приводят к ухудшению его энергетических характеристик [Л. 2].

Так как разрушение электродов любого разрядного промежутка определяется энергией и мощностью электрических разрядов [Л. 3 и 4], то уменьшить разрушающее действие коммутационных разрядов в электростатических генераторах с проводящими транспортерами можно, например, снижая их энергию и мощность. При этом необходимо, чтобы ток генератора при одном и том же напряжении возбуждения не уменьшался.

В статье предлагается метод снижения энергии и мощности коммутационных разрядов с помощью включения в цепь щетки дополнительного активного (балластного) сопротивления.

Были проведены опыты на двух генераторах с большим числом транспортеров на полюсный шаг, один из которых работал в атмосфере азота под давлением в 10 атм, другой — в свободной атмосфере воздуха. Для оценки изменения энергии и мощности разряда в зонах коммутации генератора при включении в цепь щетки балластных сопротивлений производилось осциллографирование токов и напряжений. Методика осциллографирования достаточно подробно изложена в [Л. 5].

Анализ, проведенный в [Л. 6], показал, что в разрядной системе при коммутации транспортеров происходит компенсация зарядов транспортера и индуктора по короткозамкнутой цепи транспортер — индуктор, минуя цепь нагрузки.

Освобождающаяся при этом энергия выделяется на сопротивлении газового разряда. Учитывая это, для разрядной цепи без балластного сопротивления и без учета потерь в проводнике, соединяющем индуктор и щетку, можно написать равенство:

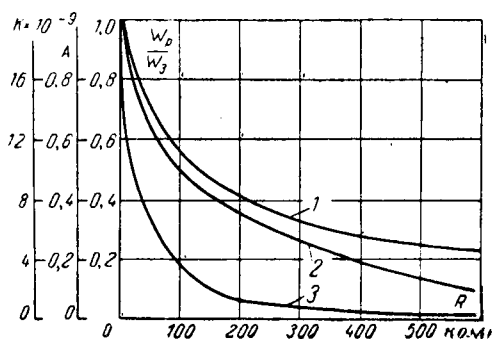
$$W_p = W_3, \quad (1)$$

где W_p — энергия, выделенная в коммутационной зоне;

W_3 — энергия, запасенная транспортером к моменту коммутации.

Запасенная транспортером энергия составляет величину, равную

$$W_3 = \frac{CU^2}{2}, \quad (2)$$



где U — потенциал транспортера перед коммутацией, определяемый из осциллограмм распределения потенциалов по ротору [Л. 5];

C — емкость транспортера в положении коммутации относительно индуктора, которая может быть измерена непосредственно.

При наличии в коммутирующей цепи балластного сопротивления часть запасенной энергии будет рассеиваться на нем. Равенство (1) принимает вид:

$$W_p = W_3 - W_6, \quad (3)$$

где W_6 — энергия, выделенная на балластном сопротивлении. Оценка этой энергии производилась по осциллограммам тока после их предварительной градуировки по длительности и амплитуде, и соотношению:

$$W_6 = R_6 S_{i2} m_{i2} m_t, \quad (4)$$

где R_6 — балластное сопротивление, Ом;

S_{i2} — площадь под кривой $i^2(t)$, мм²;

m_{i2} — масштаб кривой $i^2(t)$, а²/мм;

m_t — масштаб по оси времени, сек/мм.

Результаты подсчета энергии W_6 представлены на рисунке кривой 1. Кривая характеризует закон изменения энергии, выделившейся в коммутационной зоне за один акт коммутации в зависимости от величины балластного сопротивления. Она получена при неизменных значениях напряжения возбуждения и токов, фиксируемых по микроамперметрам в цепях нагрузки и щетки [Л. 6].

Как следует из кривой, наиболее резкое уменьшение энергии наблюдается при включении сопротивления до 300 ком. Дальнейшее его увеличение сказывается в меньшей степени.

При сопротивлении больше 600 ком и выбранной скорости вращения ротора $n=1000$ об/мин транспортер не успевал полностью компенсировать свой «избыточный» заряд [Л. 6]. Ток генератора начинал уменьшаться.

Результаты анализа осциллограмм тока в разрядной цепи представлены на рисунке кривыми 2 и 3. Кривая 2 характеризует изменение амплитуды импульса разрядного тока в цепи щетки, вызванное включением балластных сопротивлений (A — отношение амплитуд импульсов при включенном балластном сопротивлении и без него). Кривая 3 характеризует изменение крутизны переднего фронта (K , а/сек) импульсов тока. Как и в предыдущем случае (при подсчете энергии), среднее значение токов при любом сопротивлении оставалось постоянным.

Поскольку амплитуда и крутизна импульсов тока в разрядном промежутке прямо пропорциональны мощности разряда [Л. 3 и 7], то на основании хода кривых можно заключить, что включение балластных сопротивлений, уменьшая энергию, выделяющуюся в разрядном промежутке, одновременно приводит и к значительному снижению мощности этого разряда. Следовательно, включение балластных сопротивлений в разрядную цепь приводит к существенному уменьшению эрозии коммутирующих элементов генератора без заметного снижения нагрузочного тока [Л. 3, 4].

Подтверждение данного вывода было получено после осмотра коммутирующих элементов генератора, проработавшего 200 ч в атмосфере азота при давлении 10 атм. Генератор имел две пары полюсов с одинаковым выполнением коммутационных узлов. Щетками генератора служили стальные швейные иглы, размеры которых тщательно выверялись, а зазоры между иглами и ротором устанавливались с помощью специального калибра. Возбуждение обеих пар полюсов гене-

К вопросу о перенапряжениях в блоках генератор—трансформатор

(статья В. А. Люлько и О. М. Мамоновой,
«Электричество», 1968, № 5)

В статье рассмотрен важный вопрос, относящийся к надежности работы блоков электростанций. Принятая авторами эквивалентная схема дала возможность выполнить вычисления, результаты которых представлены в графическом виде и позволяют видеть зависимость перенапряжений от параметров блока генератор—токопровод—трансформатор, укомплектованного отечественным оборудованием.

К сожалению, не исследовано и не представлено в явном виде влияние волнового сопротивления генератора на величину максимального перенапряжения на его зажимах. Как следует из статьи, при прочих равных условиях кратность перенапряжения зависит от волнового сопротивления генератора, емкости токопровода и индуктивности главного трансформатора. Кривые построены для турбогенераторов каждого типа и дают зависимости максимального перенапряжения только от индуктивности главного трансформатора и емкости токопровода.

Взяв по кривым величины перенапряжений в кратностях к амплитуде номинального напряжения генератора (точность отсчета при этом, естественно, очень низкая), попытаемся построить зависимость кратности перенапряжения от волнового сопротивления генератора при прочих равных условиях, например, для $L_1=300$ мкГн, $L_2=400$ мкГн и $C=0,0005$ мкФ системы классов 330—500 кВ. Как видно из графиков, приведенных в статье, кривые для $C=0,0005$ и $C=0,005$ мкФ близки и почти сливаются, но для $C=0,0005$ удобнее взять отсчет. Величину волнового сопротивления принимаем по табл. 1 статьи.

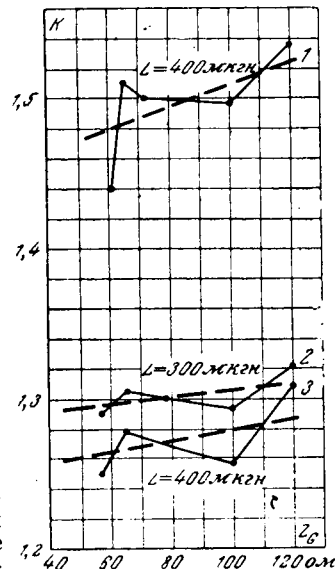
Зависимость максимального перенапряжения представлена на рисунке. Из-за малого количества и недостаточной точности данных, взятых по кривым статьи, эта зависимость недостаточно четкая. Однако ясно видно, что кратность перенапряжения имеет тенденцию к росту с увеличением волнового сопротивления генератора. Во всяком случае, независимо от типа и конструкции генератора, наименьшая кратность имеет место у генератора с минимальным волновым сопротивлением и наоборот. У близких по конструкции и мощности генераторов (ТВВ-500-2 и ТВВ-200-2, ТВВ-320-2 и ТВВ-165-2, ТВ2-100-2 и ТВФ-100-2) зависимость максимального перенапряжения от волнового сопротивления выражена безусловно.

В связи с изложенным вызывает возражение недостаточно обоснованный отказ в рассматриваемой статье от учета транс-

форматора собственного расхода, волновое сопротивление которого хотя и превышает волновое сопротивление генератора до 1—1,5 порядков, но соизмеримо с ним.

Недостатком статьи является отсутствие экспериментальных данных, подтверждающих полученные расчетные зависимости перенапряжений и их опасность в системах 110—220 кВ, которая может быть преувеличенной.

Необходимо отметить, что наибольшее влияние на величину перенапряжения согласно статье оказывает индуктивность главного трансформатора, а тенденция к ее снижению проявляется достаточно сильно и у нас, и за рубежом. Так, в США построены трансформаторы $u_k=7\%$ для блоков с 600 Мвт. Для блоков 300 Мвт отечественные заводы поставляют с 1967 г. трансформатор ТДЦ-400000/220 с $u_k=(10,5 \div 10,7)\%$, что означает уменьшение индуктивности в 1,3 раза. В связи с этой тенденцией следует считать рациональным предложение авторов о защите блоков со стороны ВН магнитно-вентильными разрядниками независимо от испытательного напряжения трансформаторов, так как при этом существенно повысилась бы надежность работы изоляции при перенапряжениях как для генератора, так и для обоих трансформаторов блока (главного и собственного расхода).



Зависимость кратности максимальных перенапряжений K от волнового сопротивления турбогенераторов по данным [Л. 1].

1 — в системах напряжения 110—220 кВ; 2 и 3 — в системах классов напряжения 330 и 500 кВ. Пунктиром показаны усредненные кривые.

Канд. техн. наук И. С. Калиниченко

ратора осуществлялось от одного источника возбуждения, а высоковольтные цепи каждой из пар полюсов были разделены для регистрации тока в каждой из них. В одну из разрядных цепей было включено балластное сопротивление 150 ком.

Осмотр показал, что щетка в цепи с сопротивлением, обеспечивающая равное значение тока (на одну пару полюсов), разрушилась значительно меньше, чем та, в цепи которой сопротивление отсутствовало. Разрушение щеток вызвало увеличение зазора между ротором и щеткой относительно первоначально установленного соответственно в 0,3 и 2 раза.

Таким образом, полученные результаты говорят за то, что включение в разрядную цепь генератора балластного сопротивления позволяет эффективно снижать как энергию, так и мощность коммутационных разрядов. Вследствие этого снижения заметно уменьшается эрозия коммутирующих элементов.

Учитывая, что включение балластного сопротивления практически не вызывает усложнения в конструкции генератора, данный способ представляется весьма перспективным для выполнения приемлемой коммутации в электростатических генераторах с проводящими транспортерами [Л. 2].

Литература

1. Левитов В. И., Ляпин А. Г., Электростатические генераторы с жестким ротором, ч. 1, Цинтипреборэлектропром, 1963.
2. Фелиси Н. Ж., Электростатический генератор с вращающимся цилиндром и водородной изоляцией, «Электричество», 1962, № 1.
3. Золотых Б. А., Электронская обработка металлов, Труды ЦНИИЛ ЭЛЕКТРОМ АН СССР, вып. 1, 1957.
4. Побежимов Н. Ф., Чепиков А. Т., Сборник докладов IV Межвузовской конференции по пробою диэлектриков и полупроводников, изд-во «Энергия», 1964, стр. 236.
5. Купцов А. М., Электронные ускорители, изд-во «Энергия», 1964.
6. Купцов А. М., Пацевич В. В., Анализ коммутации электростатических генераторов с каскадным соединением транспортеров, «Электричество», 1968, № 7.
7. Мельников М. А., Дульзон А. А., Ковальчук Б. М., Котов Ю. А., Известия Томского политехнического института, изд. Томского ун-та, т. 149, 1966.

[9.9.1969]



О целесообразности применения управляемых предохранителей

(Ст. ФАБРИКАНТА В. М. и др. «Электричество», 1968, № 8).

Инж. Р. М. РУДАКОВА

Ленинград

Подстанции с предохранителями ПСН на напряжение 35 кВ нашли широкое применение в энергосистемах СССР. Число таких подстанций в некоторых энергосистемах превышает 50% всего числа подстанций 35 кВ. Безусловно, что подстанции с предохранителями являются и самыми экономичными из всех применяемых на таком напряжении схем. Однако подстанции с предохранителями имеют и ряд недостатков, которые отмечались в обсуждаемой статье.

В результате наблюдения за работой предохранителей ПСН-35 в условиях эксплуатации получены данные повреждаемости предохранителей, которые приведены ниже.

Для одного комплекта один раз в год повреждаемость предохранителей 0,057; перегорание при правильной работе 0,038; перегорание при неселективных или ложных срабатываниях 0,265.

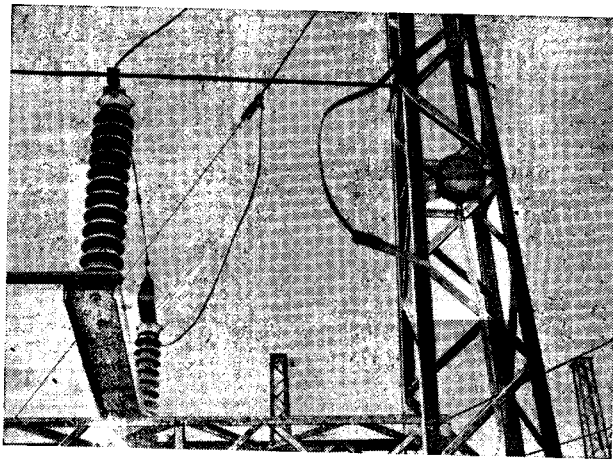
Эти данные показывают несовершенство предохранителей как защитного аппарата. Требуемая интенсивность срабатывания предохранителей значительно ниже, чем интенсивность их неселективных или ложных срабатываний. На замену плавкой вставки требуется в среднем 30 мин, т. е. в результате неселективной работы предохранителей значительно увеличивается длительность аварийного простоя потребителей.

С целью предупреждения старения и ухудшения защитных характеристик проводятся плановые замены плавких вставок (согласно инструкции по эксплуатации предохранителей не реже одного раза в 3 мес.). Если учесть, что подстанции с предохранителями в большинстве случаев предназначены для питания потребителей сельского хозяйства, не имеющих резервного источника питания, и к тому же это нередко однотрансформаторные подстанции, то и плановые замены вставок приводят к перерывам электроснабжения потребителей.

Весьма серьезным недостатком является невозможность выполнения газовой защиты на отключение. Газовая защита надежно работает при всех внутренних повреждениях трансформаторов, в то время как другие защиты нечувствительны

к определенным видам повреждений. При этом обеспечивается отключение трансформатора с наименьшим размером повреждений, что сокращает объем и стоимость ремонта.

Все вышесказанное подтверждает правильность предложения автора о целесообразности освобождения предохранителей от функций защитного аппарата, что несомненно приведет к увеличению надежности работы подстанций с предохранителями.



На одной из подстанций 110 кВ (см. рисунок) открытые плавкие вставки разрываются механически с помощью стальной пружины, которая освобождается при срабатывании пиропатрона от действия релейной защиты. В данном исполнении принцип их работы более соответствует сочетанию короткозамыкателей с отделителями — сначала возникает двух-трехфазное короткое замыкание, отключаемое защитой питающей линии, затем обрыв плавких вставок. При некотором изменении конструкции закрепления пружины этот вариант может быть одним из путей в создании управляемых предохранителей.



НАУЧНО-ТЕХНИЧЕСКОЕ СОВЕЩАНИЕ «СОВРЕМЕННЫЕ ПРОБЛЕМЫ ОПТИМАЛЬНОГО ЭЛЕКТРОСНАБЖЕНИЯ»

С 15 по 17 мая 1969 г. в Одессе состоялось научно-техническое совещание на тему «Современные проблемы оптимального электроснабжения». В его работе приняли участие работники высших учебных заведений, проектных и научно-исследовательских институтов, энергетических систем и промышленных предприятий, всего 235 делегатов от 115 организаций из 40 городов страны.

На совещании было заслушано 20 докладов по актуальным проблемам оптимального электроснабжения.

С докладом «Вопросы электроснабжения как часть проблемы создания Единой энергетической системы» выступил д. т. н., проф. **В. А. Веников**.

Докладчик указал, что ЕЭС страны представляет собой сложную развивающуюся систему кибернетического типа. В этой системе имеются подсистемы — энергетические системы городов и прилегающих к ним районов, у которых такие же динамические свойства, как и у объединенных энергосистем крупных районов и у энергетической системы в целом.

Необходимы серьезные исследования и новый подход к прогнозированию и планированию народного хозяйства на уровне 2000 г. и в связи с этим специальный анализ перспективных способов подведения мощных потоков энергии.

В докладе указано, что особое внимание должно быть уделено вопросам установления показателей качества электроэнергии, поскольку появится значительное количество нагрузок нового типа, более чувствительных к изменению параметров электроэнергии. Подход к оптимизации электроснабжения должен вытекать из методологии определения наивыгоднейшей стратегии и обеспечения экономической устойчивости системы. Проводимые до настоящего времени работы по перспективному развитию электроснабжения городов и прилегающих к ним районов неудовлетворительны в смысле правильной оценки более отдаленных перспектив развития.

Докладчик рассказал о перспективах создания сверхмощных кабелей переменного тока, работающих в условиях сверхпроводимости, а также об устройствах, регулирующих реактивную мощность, созданных в МЭИ на кафедре электрических систем.

В докладе выражена принципиально новая точка зрения на электроснабжение, являющаяся базой для новых научных разработок.

Делегат VII конгресса МИРЭК **В. В. Шуть** (РЭУ Одессазнерго) рассказал о содержании работы конгресса и об организационных мероприятиях, принятых на нем.

Б. И. Гольденблат (Проектный институт № 3 Госстроя СССР) в докладе «Некоторые проблемы оптимального электроснабжения промышленных предприятий (применение метода математического оптимального программирования)» привел классификацию моделей программирования применительно к электроснабжению, изложил основы методики применения линейного, дифференциального и динамического программирования для решения задач электроснабжения. В докладе приведены целевые функции для задачи распределения электроэнергии, для получения оптимального распределения располагаемой потери напряжения и др.; показана целесообразность применения оптимального программирования, а также указывается, что дальнейшее внедрение математических моделей электроснабжения, с одной стороны, повысит степень оптимизации электроснабжения, а с другой — будет способствовать развитию математического программирования как метода решения экстремальных задач.

В докладе «Электроснабжение предприятий с мощными двигателями» **М. В. Грейсух** (Москва) показал, что к электроснабжению предприятий, нагрузки которых включают мощные двигатели, предъявляются следующие требования:

Правильное распределение электродвигателей по секциям и обеспечение максимально возможной мощности короткого замыкания. Кроме того, напряжение на выводах наиболее мощного двигателя при пуске должно быть не выше, чем это требуется для агрегата двигатель — технологическая машина.

А. А. Ермилов («Тяжпромэлектропроект») в докладе «О рациональных схемах трансформаторных подстанций» остановился на современных тенденциях упрощения схем подстанций и на вопросе о качестве выпускаемой заводами аппаратуры.

Л. А. Кирпичников и **М. И. Хариф** («Черноморнипро-ект») в докладе «Современные решения в электроснабжении морских портов» рассказали о специфических особенностях электроснабжения морских портов и предложили упрощенную методику определения расчетных нагрузок порталных кранов.

В. В. Зорин (Киевский политехнический институт) в докладе «Выбор оптимальных схем электроснабжения городских распределительных сетей» проанализировал схемы, применяющиеся на практике, и привел замечания о правильном построении таких схем.

В докладе «Вероятностно-статистические методы выбора экономически оптимальных параметров элементов электроснабжения предприятий» **Б. С. Мешель** изложил основы вероятностных методов для определения оптимальных параметров промышленных схем.

А. А. Глазунов (МЭИ) в докладе «Тенденции комплексного электроснабжения промышленности и городов» привел некоторые показатели развития электропотребления в городах, а также данные демографического и социологического характера, которые убедительно свидетельствуют о возрастании роли городов в балансе электропотребления СССР. Системы электроснабжения промышленно-городского и электротранспортного хозяйства являются первичными ячейками, основными узлами Единой энергетической системы СССР. Поэтому выбор параметров и режимов работы систем электроснабжения должен производиться в тесной увязке с аналогичными параметрами объединенных энергосистем.

Е. М. Червонный и **Б. В. Папков** (Горьковский политехнический институт) в докладе «Статистическая оценка эксплуатационной надежности электроснабжения промышленных предприятий» подвели некоторые итоги работы по анализу эксплуатационной надежности электрооборудования в схемах электроснабжения двух крупных предприятий машиностроительной и химической промышленности.

С. Д. Волобринский (ЛИИЖТ) выступил с докладом «Сводный электробаланс промышленного предприятия и его нормализация», в котором охарактеризовал роль электробалансов промышленных предприятий, указав, что методика составления электробалансов во многом устарела и требует пересмотра, а также изложил основные идеи по нормализации электробалансов.

Б. С. Паин в докладе «Прогнозирование параметров электроснабжения предприятий и вопросы оптимальной организации электрохозяйства» указал, что электрохозяйство современных предприятий представляет собой большую экономическую систему, от качества построения, организации, эксплуатации и управления которой зависят технические и экономические показатели деятельности предприятий и отраслей народного хозяйства. Комплексное сочетание методов прогнозтики, энергетики и экономики позволяет разработать оптимальный вариант организации и управления электрохозяйства предприятий.

Ю. Л. Мукосеев и В. А. Иванов (Горьковский политехнический институт) в докладе «Трехфазные токопроводы сетей повышенной частоты 200—2500 гц» указали, что в связи с ростом мощностей на повышенных частотах задача определения интегральных параметров сетей повышенной частоты — активных и реактивных сопротивлений весьма актуальна. В докладе рассмотрено определение активных сопротивлений для круглых и прямоугольных сечений проводников на частотах 200—2500 гц.

В докладе «Оптимизация электроснабжения при наличии контактной электросварки» **Ю. Л. Мукосеев и Г. Я. Вагин** (Горьковский политехнический институт) рассмотрели специфические особенности контактной электросварки и наметили пути оптимизации электроснабжения сварочной нагрузки.

М. В. Грейсх (Москва) в докладе «Компенсация реактивной мощности в распределительных сетях» рассказал о проектах новых указаний по компенсации реактивной мощности, разработанных ГПИ «Тяжпромэлектропроект» и ВНИИЭ, остановился на недостатках старых указаний и указал методы их устранения.

Ю. Л. Мукосеев в докладе «К дискуссии о «Руководящих указаниях по компенсации реактивных нагрузок» изложил свою точку зрения по рассматриваемой проблеме и указал на ряд недостатков в проектах указаний, находящихся в Госэнергонадзоре МЭ и ЭС СССР.

В докладе **В. М. Файниченко и Н. А. Денисенко** (Киевский политехнический институт) «Расчет электрических нагрузок в промышленных сетях, питающих контактные сварочные машины» рекомендуется рассчитывать сварочную сеть не на максимальный пиковый ток, а на некоторую меньшую величину, называемую расчетным пиковым током.

В докладе «Опыт автоматического регулирования напряжения в сетях Одессаэнерго и некоторых промышленных предприятий» **В. В. Шуть** (Одессаэнерго), **В. С. Дирацу, Е. П. Фомичев и Л. И. Петренко** (Одесский политехнический институт) рассказали о работах по внедрению автоматического регулирования напряжения с использованием разработанного графо-аналитического метода, по которому можно определить длительность и значение отклонения напряжения группы или отдельного электроприемника.

В. С. Дирацу, Л. И. Петренко и Е. П. Фомичев в докладе «Оптимизация уровней напряжения в цеховых осветительных сетях промышленных предприятий провели анализ технико-экономического порядка по улучшению качества напряжения в осветительных сетях.

В докладе «Электроснабжение осветительных установок» **Л. А. Райцельского** (Проектный институт № 3 Госстроя СССР) рассмотрено состояние этого вопроса на нынешнем этапе и приведены соображения о рациональном электроснабжении нагрузок освещения.

С сообщениями по отдельным вопросам выступили **Г. М. Каялов** (Ростовский институт инженеров железнодорожного транспорта), **В. В. Михайлов** (ЭНИН им. Г. М. Кржижановского), **А. Э. Каждан** (Новочеркасский политехнический институт), проф. **Б. А. Князевский** (МЭИ), **И. Н. Ковалев** (Ростовский институт инженеров железнодорожного транспорта), **Б. Д. Шукин** (Куйбышевский политехнический институт), **Э. Г. Куренный** (Донецкий политехнический институт), **Кунгс** (Центральная научно-исследовательская экономическая лаборатория Минцветмета СССР), **Ю. Л. Мукосеев** (Горьковский политехнический институт), **А. А. Ермилов** («Тяжпромэлектропроект»), **В. Г. Журавлев** (Отдел энергетической кибернетики АН Молдавской ССР).

Совещание приняло решение.

Рассматривать вопросы электроснабжения как часть общей проблемы создания Единой энергетической системы, а электроснабжение — как подсистему большой комплексной системы.

Поставить вопрос перед МВ и ССО СССР о дальнейшем развитии специальности «Электроснабжение промышленных предприятий и городов», включив специализацию по электрификации сельского хозяйства.

Рекомендовать для анализа задач электроснабжения использовать методологию, вытекающую из общей методологии анализа больших систем. Подход к оптимизации электроснабжения должен определиться методологией поиска наиболее выгодной стратегии и обеспечения экономической устойчивости системы.

Расширить исследования условий и возможностей комплексного электроснабжения промышленности, городских, сельских и других потребителей электроэнергии. При практическом проектировании и осуществлении необходимо всемерное внедрение комплексного электроснабжения.

Системы электроснабжения промышленно-городского транспортного типов следует рассматривать как основные узлы ЕЭС СССР. Выбор характеристик, параметров и режимов работы этих узлов необходимо согласовывать с показателями данной системы, а также учитывать влияние этих узлов нагрузки при формировании сетей и источников питания энергосистемы.

Считать целесообразным и перспективным применение метода математического оптимального программирования для решения задач электроснабжения.

Рекомендовать к опубликованию в журнале «Промышленная энергетика» материалы дискуссии по компенсации реактивных нагрузок.

Проводить дальнейшее совершенствование и развитие принципа «глубоких вводов» и «дробления» трансформаторных подстанций во всех звеньях электроснабжения промышленных предприятий и городов.

Продолжать внедрение упрощенных подстанций всех напряжений с учетом характеристики и параметров коммутационных аппаратов.

Просить Министерство электротехнической промышленности СССР ускорить массовое производство усовершенствованных (элегазовых) отделителей и короткозамыкателей с приведением их цены в соответствие с материалами и трудозатратами на их изготовление.

В области определения расчетных нагрузок предприятий и городов считать первоочередной задачей изучение их динамики и разработки методов прогнозирования для выработки стратегии оптимального развития систем электроснабжения.

Рекомендовать проектным и научно-исследовательским институтам, а также кафедрам электроснабжения промпредприятий и городов учебных институтов организовать работу по сбору и обработке статистических данных о повреждаемости электрооборудования в системах электроснабжения промпредприятий и городов.

Просить ЦЕНТОЭ и ЭП организовать комиссию по надежности электроснабжения и ущербу для координации проводимых исследовательских работ и выработки методических указаний.

Считать важнейшей задачей дальнейшее внедрение методов кибернетики и ЭЦВМ для целей оптимизации электрохозяйств промышленных предприятий.

Отметить актуальность работы Горьковского политехнического института по трехфазным сетям повышенной частоты и рекомендовать к опубликованию таблицы допустимых нагрузок трехфазных кабелей при повышенных частотах, получающих применение в промышленности.

Считать необходимым продолжать исследования в области расчета электрических нагрузок от машин контактной сварки и методов ограничения или устранения влияний колебаний и несимметрии напряжения, вызываемых электро-сваркой, на остальные электроприемники.

Просить Госэнергонадзор ускорить рассмотрение и выпуск представленных проектов Указаний по компенсации реактивной мощности.

Отметить направляющую роль содержания доклада проф. В. А. Веникова в формировании основных принципов дальнейшего развития электроснабжения.

Инж. Б. И. Гольденлат

Профессор Михаил Григорьевич ЧИЛИКИН

(К 60-летию со дня рождения)

В ноябре 1969 г. исполнилось 60 лет со дня рождения Заслуженного деятеля науки и техники РСФСР, доктора технических наук, профессора, ректора Московского ордена Ленина энергетического института Михаила Григорьевича Чиликина.

Имя проф. М. Г. Чиликина — крупного ученого в области электропривода, видного педагога и организатора высшей школы — хорошо известно инженерной и научной общественности в СССР и за рубежом. Начав трудовую деятельность более 40 лет назад, М. Г. Чиликин прошел славный путь от электромонтера на цементном заводе в Новороссийске до профессора, заведующего кафедрой электрооборудования промышленных предприятий, ректора одного из крупнейших вузов страны — Московского энергетического института.

Деятельность М. Г. Чиликина широка и многогранна. Им написано более ста работ, в которых развиты проблемы современного электропривода. Выполненные при его участии и под его руководством научно-исследовательские работы актуальны, тесно связаны с практикой. За комплекс разработок и исследований в области дискретного электропривода М. Г. Чиликину и руководимому им коллективу в 1967 г. присуждена Государственная премия.

Кафедра электрооборудования промышленных предприятий МЭИ, руководимая М. Г. Чиликиным с 1951 г., выросла в сильный научный коллектив, внесла заметный вклад в развитие отечественной науки и техники.

Тесная творческая связь с промышленностью, с научно-исследовательскими и проектными организациями позволяет М. Г. Чиликину быть всегда на переднем крае науки и техники, всемерно способствовать техническому прогрессу. Следует отметить деятельность М. Г. Чиликина как председателя оргкомите-



та Всесоюзных конференций по автоматизированному электроприводу, ставших традиционными форумами ученых и инженеров. Немало способствовало техническому прогрессу, росту квалификации инженеров издание электротехнического справочника, написанного коллективом, руководимым М. Г. Чиликиным, и серии книг «Электроприводы с полупроводниковым управлением», вышедшие под его редакцией.

М. Г. Чиликин много и плодотворно работает в Государственных и научных организациях. Он является членом Государственного комитета Совета Министров СССР по науке и технике, членом Президиума и Председателем секции Национального комитета по автоматизированному управлению при АН СССР, членом редакционно-издательского совета издательства «Энергия», членом редколлегии журнала «Электричество».

Научная и научно-организационная деятельность М. Г. Чиликина неразрывно связана с педагогической. Он известен как замечательный педагог, отличный лектор, воспитатель молодежи. Созданный им учебник «Общий курс электропривода» выдержал с 1951 г. пять

изданий, переведен на многие языки и стал настольной книгой инженеров-электромехаников. Сотни инженеров, десятки кандидатов и докторов технических наук являются воспитанниками М. Г. Чиликина.

Большой научный и педагогический опыт, талант и любовь к своему делу позволили М. Г. Чиликину добиться успехов в методической работе, в деле развития и совершенствования высшего образования.

Заведуя кафедрой электрооборудования промышленных предприятий МЭИ и являясь с 1952 г. ректором МЭИ, он вкладывает много труда и энергии в совершенствование учебного процесса, в развитие новых средств и методов обучения. М. Г. Чиликину принадлежит более 80 работ, посвященных научно-методическим вопросам работы высшей школы.

В народном хозяйстве нашей страны плодотворно трудятся тысячи выпускников МЭИ. За большие успехи в области подготовки инженерных кадров и развития науки М. Г. Чиликин награжден орденом Ленина, орденом Трудового Красного Знамени, двумя орденами «Знак Почета», медалями СССР, орденами ГДР и Болгарской Народной Республики, в 1960 г. ему присвоено звание Заслуженного деятеля науки и техники РСФСР.

М. Г. Чиликин — член КПСС с 1928 г. Он был делегатом XXIII съезда КПСС, депутатом Моссовета, неоднократно избирался в МГК КПСС, в Калининский РК КПСС Москвы, в партийный комитет МЭИ.

Большая работоспособность, принципиальность, организаторский талант в сочетании с высокой культурой, скромностью и доброжелательностью создали М. Г. Чиликину заслуженный авторитет, снискали глубокое уважение среди сотрудников, учеников, товарищей по работе.

**Министерство высшего и среднего специального
образования СССР
Государственный комитет Совета Министров СССР
по науке и технике
Министерство энергетики и электрификации СССР
Министерство электротехнической
промышленности СССР
Московский ордена Ленина энергетический институт
Редколлегия журнала «Электричество»**

Борис Львович РОЗИНГ

Научно-техническая общественность сердечно отметила 100-летие со дня рождения Б. Л. Розинга — основоположника телевидения. Несомненно также заслуги Бориса Львовича в укреплении журнала «Электричество», где в течение 12 лет он активно сотрудничал.

Борис Львович Розинг родился 20 (8) апреля 1869 г. в Петербурге. Гимназию Б. Л. Розинг окончил с отличием и поступил в 1887 г. на физико-математический факультет Петербургского университета, где в разные годы учились А. С. Попов, В. К. Лебединский, В. Ф. Миткевич, М. А. Шателен и др. В числе выдающихся студентов Борис Львович был оставлен по окончании университета на кафедре физики для подготовки к профессорскому званию. В 1893 г. ему присвоили «права кандидата», и он был приглашен на кафедру физики Петербургского технологического института на преподавательскую работу. С этим институтом в основном была связана вся жизнь Б. Л. Розинга.

Научно-исследовательская и изобретательская деятельность Б. Л. Розинга достаточно полно освещена в статьях, посвященных 100-летию со дня его рождения. В этой краткой заметке говорится лишь о его деятельности в журнале «Электричество».

Как известно, журнал «Электричество» являлся органом VI (электротехнического) отдела Русского Технического Общества.



Борис Львович, учившийся в университете, в руководящий состав которого входили члены VI отдела Технического Общества и Русского физико-химического общества, естественно не мог стоять в стороне от деятельности этих обществ и журнала «Электричество». С 1903 г. Борис Львович принимает активное участие в деятельности Русского физико-химического общества, а вскоре становится и членом Технического общества,

председателем которого был М. А. Шателен.

К концу 1906 г. VI отдел РТО объединил уже 156 членов. В этом году Б. Л. Розинг избирается «непременным членом» отдела и председателем библиотечной комиссии, а в 1908 г. — членом экспертной комиссии.

В 1906 г. журнал «Электричество» коренным образом перестраивается. Было принято решение о коллегиальном управлении журналом. Избирается Редакционный совет, в состав которого входит Б. Л. Розинг.

В объявлении о подписке на журнал сообщалось, что Б. Л. Розинг заведует отделами редакции по электрофизике и электрохимии, измерительным методам и приборам, по вопросам образования.

Б. Л. Розинг помещает в журнале «Электричество» ряд рефератов и статей, впервые публикует свои изобретения по «телескопии», как тогда называли телевидение, принимает активное участие во всей работе журнала.

Более 30 лет отдал Б. Л. Розинг делу развития «телескопии», но его научные работы в области прикладной электротехники, измерения магнитных и электрических величин, его блестящая педагогическая деятельность и изобретения немало способствовали успеху журнала «Электричество».

Все, кто связан с журналом «Электричество», свято хранят память о выдающемся изобретателе и ученом.

В. Ю. Розинский

Профессор Х. Ф. ФАЗЫЛОВ

(к 60-летию со дня рождения)

Исполнилось 60 лет со дня рождения и 40 лет научной, педагогической и общественной деятельности крупного ученого-энергетика, действительного члена АН Узбекской ССР, Заслуженного деятеля науки и техники Узбекистана, доктора технических наук, профессора Хасила Фазыловича Фазылова.

В 1934 г. после окончания Средне-Азиатского индустриального (ныне Ташкентского политехнического) института Х. Ф. Фазылов был оставлен на преподавательской работе, где работает и сейчас заведующим кафедрой электрических систем. В 1936 г. он поступил в аспирантуру Ленинградского политехнического института. После защиты кандидатской диссертации в 1940 г. Х. Ф. Фазылов проводил важные экспериментальные работы по изучению статических характеристик промышленных потребителей энергии.

В последующие годы Х. Ф. Фазылов исследовал стационарные и нестационарные режимы в электроэнергетических системах и на основе выполненных исследований в 1953 г. защитил докторскую диссертацию.

Одновременно Х. Ф. Фазылов вел большую научно-исследовательскую и организационную работу в Узбекском



филиале АН СССР, а затем в Энергетическом институте АН УзССР, работая старшим научным сотрудником, заведующим лабораторией, заместителем директора по научной части и с 1953 г. директором Института.

Х. Ф. Фазылов в 1956 г. был избран академиком АН УзССР и до 1962 г. работал Главным ученым секретарем Академии и председателем отделения технических наук. Х. Ф. Фазылов — бессменный председатель Ученого Совета по техническим наукам при отделении физико-математических и технических наук АН УзССР. Он — член проблемных советов при Комитете по науке и технике Совета Министров СССР, АН СССР, постоянного Мирового конгресса по большим высоковольтным электрическим сетям и его национального комитета СССР.

Со времени организации журнала «Известия АН УзССР» (серия технических наук) до 1962 г. Х. Ф. Фазылов был главным его редактором.

Ему принадлежит более 30 опубликованных научных работ, основные из которых посвящены теории и расчету, а также режимам работы энергосистем.

Под его руководством защитили кандидатские диссертации свыше 12 аспирантов и соискателей.

Х. Ф. Фазылов награжден орденом «Знак почета», медалями и почетными грамотами Верховного Совета УзССР.

Желаем юбиляру доброго здоровья и дальнейших творческих успехов.

Группа товарищей

Профессор В. А. ШУБЕНКО

2 ноября 1969 г. безвременно скончался заведующий кафедрой «Электропривод и автоматизация промышленных установок» Уральского ордена Трудового Красного Знамени политехнического института, доктор технических наук, профессор Виталий Александрович Шубенко.

Работы профессора В. А. Шубенко по исследованию нестационарных процессов и регулированию автоматизированных асинхронных электроприводов, их надежности, разработке тиристорных асинхронных электроприводов с фазовым и частотным управлением относятся к числу фундаментальных исследований, широко используемых в промышленности, в проектной и учебной практике.

Окончив Азербайджанский политехнический институт, В. А. Шубенко с ноября 1930 г. до последних дней работал в Уральском политехническом институте. Он является одним из организаторов высшего электротехнического и энергетического образования на Урале.

С 1931 г. по 1934 г. В. А. Шубенко заведовал кафедрой теоретической механики, а с 1939 г. (с перерывом в годы войны) возглавлял кафедру «Электропривод и автоматизация промышленных установок». Много труда им вложено в совершенствование методики препода-

вания и организацию учебного процесса.

Выпускники института помнят Виталия Александровича как замечательного лектора и чуткого наставника молодежи.

В 1940 г. В. А. Шубенко была присвоена ученая степень кандидата технических наук и ученое звание доцента, в 1961 г. — ученое звание профессора, а в 1963 г. — ученая степень доктора технических наук.



Профессором В. А. Шубенко опубликовано свыше 170 работ и изобретений.

Много внимания В. А. Шубенко уделял воспитанию молодых научных кадров, под его руководством подготовлено 47 кандидатов наук, 14 его учеников руководят кафедрами в вузах страны.

Большую научно-педагогическую деятельность коммунист В. А. Шубенко совмещал с активной общественной работой. Он был членом комиссии «Электропривод и автоматизация промышленных установок» Научно-методического совета МВ и ССО СССР, членом секции Научного совета «Энергетика и электрификация» Государственного комитета по науке и технике при Совете Министров СССР, членом Научно-координационного совета по естественным наукам по Уральской зоне МВ и ССО РСФСР, руководил работами областного Комитета по электроприводу и автоматизации.

Советское правительство высоко оценило заслуги В. А. Шубенко, наградив его орденом Трудового Красного Знамени и медалями.

Светлый образ Виталия Александровича — крупного ученого и организатора, чуткого и внимательного наставника, человека большой души — навсегда сохранится в нашей памяти.

Группа товарищей



Е. М. Лопухина, Г. С. Сомихина

АСИНХРОННЫЕ МИКРОМАШИНЫ С ПОЛЫМ РОТОРОМ

Изд-во «Энергия», 1967, 488 стр.

ПРОЕКТИРОВАНИЕ АСИНХРОННЫХ МИКРОМАШИН С ПОЛЫМ РОТОРОМ

Изд-во «Энергия», 1968, 328 стр.

Асинхронные микромашины - полым ротором широко применяются в современной автоматике как управляемые двигатели, асинхронные тахогенераторы, датчики момента, акселерометры. Сложность электромагнитных процессов, происходящих в подобного рода электрических машинах, отсутствие обобщающих материалов по их теоретическому и экспериментальному исследованию и достаточно проверенных методик расчета затрудняли как разработку указанных выше машин для систем автоматики, так и учебную работу в электротехнических вузах, в частности, курсовое и дипломное проектирование. В связи с этим имеет большое значение выпуск двух монографий Лопухиной Е. М. и Сомихиной Г. С., посвященных рассмотрению общих вопросов теории электрических машин с полым ротором, анализу закономерностей отдельных режимов работы и выводу основных расчетных формул, экспериментальному исследованию характеристик и параметров машин, разработке расчетных методов, позволяющих обеспечить проектирование оптимальных машин с учетом современных конструктивных и технологических требований. Особое внимание заслуживает последовательное применение параметрического метода при создании общей теории машин и инженерных методик расчета.

В краткой рецензии невозможно подробно проанализировать многие теоретические, расчетные, экспериментальные, технологические и другие вопросы, рассмотренные в двух книгах общим объемом в 43 п. л. Поэтому ограничимся кратким упоминанием наиболее важных, на наш взгляд, проблем.

Первая монография состоит из пяти частей, в которых удачно с методической точки зрения изложены отмеченные выше проблемные вопросы.

В первой части дана общая теория асинхронных машин с полым ротором на основе метода симметричных составляющих. Оригинальным является математическое моделирование машин с полым ротором и параметрический метод их проектирования.

Вторая часть посвящена исполнительным двигателям. В шестой и седьмой главах этой части значительное место уделено анализу различных методов управления двигателями и сравнению их характеристик. Это поможет специалистам по автоматическим системам правильно выбрать тип и способ управления исполнительным двигателем.

В третьей части книги рассмотрен специфический режим работы машины с полым ротором в качестве датчика момента. Этот режим имеет важное значение для гироскопических приборов.

Особый интерес для специалистов представляет девятая глава, в которой развиты методы оптимального проектирования датчиков момента.

Четвертая часть содержит анализ работы асинхронных тахогенераторов и датчиков ускорений. Авторы устанавливают влияние различных параметров на характеристики этих

машин и выводят полезные выражения для оценки погрешностей от различных факторов.

Экспериментальному исследованию и методам промышленных испытаний асинхронных машин с полым ротором посвящена пятая часть книги.

Поскольку эти вопросы изложены преимущественно в малодоступных ведомственных изданиях, то полное их освещение с учетом большого опыта, имеющегося на кафедре электрических машин МЭИ, представляет исключительную ценность для работников исследовательских лабораторий промышленных предприятий, преподавателей, аспирантов и студентов вузов.

Вторая из рецензируемых книг состоит из двух частей. Первая часть посвящена общим вопросам расчета асинхронных микромашин с полым ротором. Дается обоснование выбора геометрии магнитопровода, схем и типа обмоток, приводятся расчетные формулы для определения активных и индуктивных сопротивлений. Значительное место уделено наиболее важному вопросу — расчету активного сопротивления полого немагнитного ротора. Авторы провели сравнительный анализ многочисленных формул различных авторов и определили границы применения тех или иных выражений.

Особый интерес вызывают материалы, изложенные в пятой — седьмой главах (расчет потерь и к. п. д., конструкция и технология машин с полым ротором, а также тепловой расчет), так как по этим вопросам практически отсутствует научная литература.

Вторая часть книги представляет наибольший интерес для инженеров-проектантов и студентов старших курсов электротехнических специальностей. В ней на основе параметрического метода даны примеры расчета основных типов электрических микромашин с полым ротором: исполнительных двигателей, датчиков момента с полым немагнитным и ферромагнитным омедненным ротором и асинхронных тахогенераторов. Указанные разделы книги были успешно использованы нами при проведении курсового и дипломного проектирования на кафедре электрических машин ЛИАП.

Следует отметить большую работу, проделанную авторами по сбору и обобщению технических данных отдельных типов электрических микромашин с полым ротором. Приведенные в приложении характеристики и справочные данные по геометрии и параметрам весьма ценны для специалистов, применяющих эти машины, разрабатывающих новые типы машин, а также для организации реального курсового проектирования в учебном процессе.

Следует пожелать авторам и издательству «Энергия» переиздать рецензируемые монографии в виде одной книги, при этом удалось бы избежать некоторых повторов, которые неизбежно приходилось допускать с целью сохранения цельности изложения.

Доктор техн. наук, проф. В. В. Хрущев

УКАЗАТЕЛЬ МАТЕРИАЛОВ, ПОМЕЩЕННЫХ В ЖУРНАЛЕ «ЭЛЕКТРИЧЕСТВО» В 1969 г.

I. ТЕМАТИЧЕСКИЙ УКАЗАТЕЛЬ

Автор и название статьи	Номер журн.	Стр.
1. ТЕОРЕТИЧЕСКАЯ ЭЛЕКТРОТЕХНИКА		
Боровой А. И.—Токи при внутреннем коротком замыкании выпрямителя	1	41
Кривонос А. И.—Расчет семейства вольт-амперных характеристик кремниевого $p-n$ перехода для различных температур	1	89
Раков М. А., Шумков Ю. И.—Стационарные процессы в делителе частоты с вентилем при прямоугольном напряжении возбуждения	2	56
Захар-Иткин М. Х.—Исследование матричных телеграфных уравнений, описывающих распространение волн в многопроводной неоднородной линии электропередачи	2	60
Княппо Л.—Магнитное поле полого эллиптического цилиндра с постоянной плотностью тока	2	69
Козлов В. А., Коппель А. И., Мессерман А. С.—Электрическое моделирование волнового уравнения второго порядка	2	81
Левинтов С. Д.—Графический метод решения нелинейных дифференциальных уравнений вида $\frac{dx}{dt} = Q(t) - P_2(x)$	2	83
Савиновский Ю. А., Нерсисян В. С.—Об аппроксимации процессов намагничивания ферромагнитных сердечников с учетом гистерезиса	3	69
Цейтлин Л. А.—Потери на вихревые токи в тонких пластинах	3	73
Ионкин П. А., Миронов В. Г.—Аномальные элементы линейных электрических цепей	3	78
Рябов А. Б.—К расчету сферических сверхпроводящих подвесов	4	71
Богатырев О. М.—О расчете цепей с помощью графов	4	86
Пентегов И. В., Волков И. В.—Лагранжиан электрической цепи с сосредоточенными параметрами и его применение	5	59
Сирота И. М., Богаченко А. Е.—Экспериментальное исследование контуров для дистанционного измерения токов	5	64
Адамович Ю. Ф.—Расчет переходного процесса при включении RC -двухполосника через вентиль к источнику импульсного напряжения	5	82
Фигурнов Е. П.—О расчете электрической цепи с датчиком э. д. с. Холла	6	83
Поссе А. В., Севрюгов А. В.—Расчет переходных процессов в системе, содержащей двенадцатифазный преобразователь при несимметричных коротких замыканиях	7	9
Зборовский И. А.—Аналитический метод исследования переходных процессов в преобразовательных системах с взаимоиндукцией	7	13
Гельфанд Я. С.—Заряд конденсаторов через выпрямительное устройство, включаемое в цепи тока и напряжения	7	36
Богатенков И. М., Каплан В. В., Нашатырь В. М.—Питание двух независимых цепей с помощью одного источника конечной мощности	8	51
Леонтьев Н. И., Ломакин В. Л.—Генератор прямоугольных импульсов с гашением тиратрона	8	67
Долинский Ю. М., Клименко Б. В.—Определение вариационными методами проводимостей между полюсами с осевой симметрией	8	87
Альтшуллер А. С.—К расчету магнитного поля вокруг проводников произвольной формы сечения	9	92
Могилевский В. М.—К анализу однородности магнитного поля эллипсоидального соленоида с одноослойной трубчатой обмоткой	10	58
Вольнов Ю. Ф., Климов Н. С., Лытаев Р. А.—Схемы для получения периодических однополярных импульсов тока большой амплитуды	10	79

Автор и название статьи	Номер журн.	Стр.
Файнштейн Э. Г., Толмачев С. Т.—Расчет неоднородных нелинейных цепочечных схем на основе эквивалентной замены их линиями с нелинейными неоднородными параметрами	12	
2. ЭЛЕКТРОЭНЕРГЕТИКА		
Буткевич Г. В., Клепарская Л. Г., Набатов В. Ф.—Синхронизированное отключение цепей переменного тока высокого напряжения	1	6
Веников Г. В., Головицын Б. И., Строев В. А.—Применение метода статистических испытаний к анализу устойчивости электрических систем	1	13
Гуревич Ю. Е.—Влияние параметров нагрузки на динамическую устойчивость генераторов	1	18
Куренный Э. Г.—К вопросу об определении расчетных электрических нагрузок по нагреву	1	23
Худяков В. В., Чванов В. А.—Управляемый статистический источник реактивной мощности	1	29
Елгин А. А., Жуков Л. А.—Исследование эффективности регулирования напряжения в сети металлургического комбината с помощью ИРМ	1	81
Иофьев Б. И., Чекаловец Л. Н., Лугинский Я. Н.—Автоматическое управление мощностью паровых турбин с целью повышения устойчивости	2	9
Чернышев Н. М., Щеглов И. П., Кузнецова В. В.—Параметры воздушных линий электропередачи, характеризующие условия отключения удаленных коротких замыканий	2	22
Глазунов А. А., Фокин Ю. А.—О комплексном электроснабжении потребителей электроэнергии в городах	2	29
Грудинский П. Г., Сыч Н. М.—Об определении потерь энергии по времени потерь	2	77
Либкинд М. С., Михневич Г. В.—Улучшение режима и повышение пропускной способности передач переменного тока с помощью управляемых ферромагнитных устройств	3	6
Воронин В. К., Гессе Б. А., Литкенс И. В.—Экспериментальное исследование системы возбуждения гидрогенераторов Братской гЭС	3	10
Рабинович Р. С.—Анализ действия автоматической частотной разгрузки при асинхронных режимах в энергосистемах	3	16
Иванов О. В., Квятковский В. М., Комаров Б. И.—Исследование самораскачивания асинхронных двигателей в сетях с последовательными конденсаторами	3	21
Казак Н. А., Алейников Б. И., Логинов М. Б.—Определение математического ожидания ущерба в объединенной энергосистеме методом статистических испытаний	3	27
Филиппова Т. А.—Алгоритм выбора оптимального числа и состава работающих агрегатов эксплуатируемых гидростанций	3	87
Литкенс И. А.—Определение запаса статической устойчивости послеаварийного режима и пути его увеличения	4	9
Головкин П. И.—Исследование режимов электроснабжения промышленных предприятий	4	18
Мельников Н. А.—Вопросы регулирования напряжения в электрических сетях	4	25
Якобс А. И.—Статистический метод расчета сложных заземлителей в неоднородных электрических структурах	4	49
Иванов А. В., Ларионов В. П.—Исследование объемного заряда положительной импульсной короны	4	58
Болотин И. Б., Ляшенко В. Д.—Измерение тока короткого замыкания и его первой производной	4	67
Колонский Т. В.—Повышение чувствительности блокировки при качаниях	4	74

Автор и название статьи	Номер журн.	Стр.	Автор и название статьи	Номер журн.	Стр.
Меньшов Б. Г., Шадинский В. К.— Измерение проводимости и токов замыкания на землю в электрических сетях с изолированной нейтралью	4	77	Дончев А.— Научные исследования в области энергетики за 25 лет	9	3
Куленов Н. С., Левин М. С., Сырых Н. Н., Эбин Л. Е.— Прогнозирование электрических нагрузок сельских распределительных сетей	5	1	Кадомская К. П., Несговорцов Е. С., Петракова Л. В., Пономарев В. С.— Ограничение внутренних перенапряжений с помощью управления моментами коммутации выключателей	9	10
Гороховир Д. И., Журавлев В. Г.— Применение метода преобразования цепей для расчета нормального режима электрических систем	5	6	Князевский Л. А., Лившиц В. С.— Закон распределения и расчетное значение коэффициента спроса группы промышленных электроприемников	9	14
Веретенников Л. П., Яковлев В. П.— К расчету переходных процессов в автономных электроэнергетических системах на ЦВМ	5	10	Грейсух М. В.— Особенности электроснабжения установок с мощными двигателями	9	17
Лугинский Я. Н., Тихонов Ю. А.— Отключение части генераторов гЭС для повышения устойчивости энергосистем	5	17	Кузин С. Е.— Формулы моментов нагрузки тяговой подстанции	9	21
Межалс Л. В., Орехов Л. А., Смирнова Т. В., Фабрикант В. Л.— Осуществление торможения в продольной дифференциальной защите линий с ответвлениями	5	20	Иванов А. В., Ларионов В. П.— О влиянии крутизны фронта импульса и формы электродов на разрядные напряжения воздушных промежутков	9	70
Горюшкин В. И., Латышева Т. С.— Исследование статической устойчивости энергосистемы с помощью уравнений установившихся режимов	5	79	Трофименко Д. Е.— Схемы замещения синхронных машин в асинхронных режимах сложных систем		
Курсков И. А.— Защита от перенапряжений вторичных обмоток трансформаторов постоянного тока при наличии переменной составляющей в измеряемом токе	5	83	Шабуров М. А.— Критический удельный угол подвеса провода на опорах воздушных линий электропередачи	9	90
Сирота И. М., Стариков Р. Б.— Системы телеуправления и телесигнализации по распределительным электрическим сетям на четных гармониках	6	29	Мош Вольфганг — Воспроизведение коммутационных перенапряжений на испытательных установках	10	4
Лазарев И. А.— Метод расчета вероятностных нагрузок систем электроснабжения	6	35	Жежеленко И. В., Шевцов К. К., Масляник В. В., Липец Э. М., Кузнецов Г. Ф., Резченко П. Я.— Учет влияния переходного сопротивления в системах сигнализации замыканий на землю	10	12
Жаков Е. М.— Исследование волновых процессов на подстанциях с помощью синхροнографа	6	41	Цирель Я. А.— О методике оптимизации величин защитного угла троса и сопротивления заземления опор при заданном уровне надежности линии электропередачи	10	19
Фазылов Х. Ф., Нишанбаев М. Д.— Электронный компенсатор активных потерь при электродинамическом моделировании	6	68	Рахимов К. Р.— О тепловом расчете рабочих заземлителей	10	23
Аминова Д. Н., Елгин А. А., Жуков Л. А.— К технико-экономическому сопоставлению регулируемых источников реактивной мощности	7	40	Жежеленко И. В., Толпыго О. Б.— Чувствительность сигнализации замыканий на землю с использованием высших гармоник в сетях промышленных предприятий	10	32
Воронина А. А.— Напряжения прикосновения и потенциал сложных заземлителей в однородной земле	7	52	Гальперин В. Г.— Продольная дифференциальная токовая защита блока генератор — трансформатор с тремя токами срабатывания	10	73
Юрке М.— Экономические расчеты заземляющих устройств	7	77	Гук Ю. Б., Довжик Л. Б., Мессерман Г. Т., Никифорова В. Ф.— Прогнозирование надежности высоковольтных выключателей с помощью математической модели отказов	11	5
Тошев П. Г., Павлов М. Д., Стоянов Л. Л.— Методика выбора параметров генератора аperiodических и колебательных импульсов напряжения	7	79	Разевиг Д. В., Дмоховская Л. Ф.— Ударные коэффициенты при включении холостой линии	11	11
Базуткин В. В., Мамедов Т. М.— Метод учета насыщения трансформатора в несимметричных режимах электропередач	8	26	Артемьев Д. Е., Тиходеев Н. Н., Шур С. С.— О прогнозировании статистических характеристик коммутационных перенапряжений	11	14
Бургсдорф В. В.— Грозозащита линий электропередачи высокого напряжения при малых защитных углах тросовых молниеотводов	8	31	Горазеева Г. Ф., Ершевич В. В., Илларионов Г. А., Кинер Г. Р., Кривушкин Л. Ф.— О расчете годовых потерь электроэнергии в электрических сетях энергосистем	11	19
Воронина А. А.— Сопротивление растеканию сложных заземлителей и напряжения прикосновения в неоднородной земле	8	43	Айзенфельд А. И.— Влияние погрешности трансформаторов тока на результирующую погрешность определения места повреждения линий электропередачи с помощью фиксирующих приборов	11	76
Якобс А. И., Алимamedов М. Б.— Сезонные коэффициенты сопротивления сложных заземлителей	8	47	Файбисович В. А.— Исследование статической устойчивости недовозбужденного синхронного генератора	11	83
Авруцкий В. А., Гончаренко Г. М., Кужекин И. П.— Синхронизация параллельных разрядников в генераторах импульсных токов с помощью импульсных трансформаторов	8	71	Чмутов А. П.— Оптимальное размещение источника питания электроэнергией	12	1
Побуль Г. Х.— Устранение нежелательных режимов при работе установок продольно-емкостной компенсации в сельских распределительных сетях			Артибилов М. А., Грачев В. В.— О выборе некоторых параметров ЦВМ для оперативного управления энергообъединениями	12	5
Стрельников А. Н., Лисицкий Е. Л., Михайлиди В. А.— Влияние магнитной проницаемости и конструкции ротора на характеристики асинхронного двигателя	8	82	Веников В. А., Астахов Ю. Н., Постолатий В. М.— Управляемые электропередачи переменного тока повышенной пропускной способности	12	7
Нерсисян Б. А.— Формулы для расчета электрических нагрузок жилых зданий	8	85	Жуков Л. А., Карташев И. И., Панкратова Е. А., Рыжов Ю. П., Цовьянов А. Н.— Статический регулируемый источник реактивной мощности с вентильным управлением	12	11
Кынев Марин.— Создание и развитие единой электроэнергетической системы Народной Республики Болгарии	9	1	Илиев С.— О влиянии частоты на статическую устойчивость энергетической системы	12	17
			Константинов Б. Л.— Режим генераторов с недовоз-		

Автор и название статьи	Номер журн.	Стр.
буждением при определенном коэффициенте запаса статической устойчивости	12	64
Егизарян Л. В.— Об оптимизации городских распределительных сетей 6—10 кВ	12	71
3. ЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ МАШИНЫ И ТРАНСФОРМАТОРЫ		
Глебов И. А., Логинов С. И., Бобров В. М., Любмирова Г. Б.— Исследование перенапряжений на выпрямителях систем возбуждения мощных гидротенераторов при асинхронных режимах	1	64
Костырев М. Л., Скороспешкин А. И.— Электромашинный усилитель-преобразователь	1	69
Сипайлов Г. А., Лоос А. В.— Учет насыщения магнитной цепи и изменения скорости вращения при определении тока ударного генератора	1	73
Постников И. М., Счастливый Г. Г.— Метод анализа электрической машины с использованием удельных параметров	1	75
Анисимова Н. Д., Веников В. А., Копылов И. П., Котеленц Н. Ф., Строев В. А.— Исследование комплексного регулирования подмагничиваемой синхронной машины	2	1
Домбровский В. В.— Симметричные составляющие реактивностей обмоток электрических машин	2	38
Бертинов А. И., Варлей В. В., Фарбовский А. А.— Влияние величины эксцентриситета на рабочие процессы в синхронных электродвигателях с катящимся ротором	2	41
Сенькевич А. А., Рожанковский Ю. В.— Некоторые особенности работы асинхронного двигателя с выпрямительным мостом в цепи ротора	3	33
Васюков В. П., Кацари К. К., Кулешов Ю. П., Панферов Ю. Б.— Бесколлекторный микроэлектродвигатель постоянного тока с гермоконтактным магнитоуправляемым коммутатором	3	38
Асиновский Э. Н., Левкович М. И.— Точность дистанционной передачи угла при параллельной работе индикаторных и трансформаторных сельсинов	3	56
Микляев М. С.— Метод определения переходной проводимости машин переменного тока	4	32
Берензон Е. Г., Панина И. К.— Оптимальный выбор магнитных материалов для магнитоэлектрических генераторов с коммутацией магнитного потока	4	37
Голубков Н. Е., Моршаков Н. А., Гольдгейль Д. М.— Расчетная схема якорной цепи машины постоянного тока с печатной обмоткой	5	25
Пономарев Б. А., Лукьянчук В. П., Бертинов А. И.— Графо-аналитическое исследование напряженности электрического поля в рабочем зазоре униполярного синхронного емкостного генератора	5	28
Богданова Т. О., Крайз А. Г., Лейтес Л. В., Языков В. И.— Циркулирующие токи от осевой составляющей поля рассеяния в параллельных ветвях обмоток трансформаторов	5	74
Аветисян Д. А., Бертинов А. И., Соколов В. С.— Моделирование и оптимизация проектных расчетов электрических машин с помощью АВМ	6	1
Ланген А. М.— Теория идеального гистерезисного двигателя	6	6
Данилевич Я. Б., Косачевский В. И.— Исследование электромагнитного поля и потерь в нажимной плите сердечника статора турбогенератора	6	10
Дулькин А. И.— Взаимодействие якорной обмотки с гармоническими магнитного поля в электрических машинах переменного тока	6	14
Тамоян Г. С., Хайруллин И. Х.— Определение мощности потерь в немагнитном экране электродвигателя	6	17
Артанов С. Г.— Влияние параметров изоляции на мощность электрических машин	6	20
Анрианов В. П., Фомичев М. М.— Коэффициент мощности асинхронного двигателя при переменных режимах работы	6	65

Автор и название статьи	Номер журн.	Стр.
Нэмени Т. М., Мосолов С. С.— Датчики угла и частоты для экспериментальных исследований гидротенераторов	6	73
Кузина И. В.— Анализ двухфазного конденсаторного двигателя тензорным методом	7	18
Важнов А. И., Звиедрис А. П.— Электромагнитное поле в активной части турбогенератора, возбуждаемое током обратной последовательности	7	22
Богаченко И. Н.— Определение тепловых проводимостей частей электрических машин постоянного тока	7	74
Лифанов В. А., Шемякин В. Ф.— Приближенная теория колебаний ротора гистерезисного электродвигателя	8	7
Гусейнов Ф. Г., Ибадов О. И.— К расчету электромагнитных процессов в электрических машинах с массивным магнитопроводом	8	10
Бертинов А. И., Мизюрин С. Р., Геворкян Р. Л.— Повышение степени использования синхронного генератора, работающего через выпрямитель на импульсную нагрузку	8	11
Урусов И. Д., Симоновский В. И.— Об одном способе улучшения качества синхронизации генераторов повышенной частоты	8	19
Цветков В. А.— Возбуждение знакопеременного момента для определения механических параметров синхронных машин	8	84
Юферов Ф. М., Колесников В. П., Осин И. Л.— Особенности угловых характеристик синхронных микродвигателей с постоянными магнитами	9	57
Токарев Б. Ф.— Экспериментальное определение продольной реакции якоря от тока короткозамкнутой цепи в ЭМУ поперечного поля	9	60
Яковлев А. И.— Распределение температуры в асинхронных электродвигателях с радиальной системой вентиляции	9	65
Архипенко В. В., Трошин В. А.— Практический метод расчета режимов возбуждения синхронных двигателей	10	39
Фишлер Я. Л., Ланге В. В.— Последовательные вольтодобавочные трансформаторы статических возбудителей синхронных машин	10	43
Важнов А. И., Попов В. В., Токов М. И.— Магнитное поле якоря в зазоре явнополюсной синхронной машины с массивным ротором в асинхронных режимах	10	54
Агеев И. З.— Предельная мощность машин постоянного тока без дополнительных полюсов, с половинным и полным числом дополнительных полюсов	11	24
Динов В. Р.— Исследование двухфазных несимметричных машин с учетом высших пространственных гармоник	11	29
Иванов-Смоленский А. В.— Математическое описание электромеханических процессов в электрических машинах	12	23
Музыка Н. А., Музыка Ю. А.— К расчету механической характеристики гистерезисного электродвигателя, работающего при несимметричном питании	12	28
Анхимюк В. Л., Ильин О. П.— О коммутации в регулируемом электродвигателе при изменении тока якоря	12	32
Каганов З. Г.— Уравнения волновых процессов при замыканиях на землю в электрических машинах	12	34
4. ЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ АППАРАТЫ, ЭЛЕКТРОТЕХНИЧЕСКИЕ МАТЕРИАЛЫ, КАБЕЛИ, ПРОВОДА		
Левшунов Р. Т., Новиков А. А.— Грязеразрядные напряжения высоковольтных изоляторов	1	84
Красовский Ю. В., Подольный Ю. С., Хрусталев В. Н., Широков В. И.— Об использовании микровыключателей для работы в жидких диэлектриках, находящихся под давлением	1	88

Автор и название статьи	Номер журн.	Стр.	Автор и название статьи	Номер журн.	Стр.
Гаген А. Ф.— О роли анода и плотности тока на нем в дуговом разряде	1	91	Егоров В. Н.— Устранение электростатических зарядов в горючих диэлектрических жидкостях	7	86
Костенко М. В., Кучинский Г. С., Черновец А. К.— О коммутации шунтовых конденсаторных батарей высокого напряжения	2	17	Трошин В. А.— О выборе и регулировании мощности конденсаторных установок	8	23
Жвания Т. Л.— Измерение высокочастотных характеристик генераторов методом разряда емкости	2	35	Буткевич Г. В., Клепарская Л. Г., Набатов В. Ф.— Наибольшее допустимое время расхождения контактов воздушных выключателей для синхронизированного отключения	8	64
Потапьевский А. Г., Мечев В. С., Растегаев В. В.— Регистрация параметров импульсов и динамических вольт-амперных характеристик сварочных дуг	2	73	Локшин М. В.— Измерение тангенса угла потерь изоляции измерительных трансформаторов мостовым методом	8	74
Эйдель Л. З.— Измерение переменных токов шунтами цилиндрического типа	3	82	Слышалов В. К., Шихов В. Н., Ситников В. П.— Расчет вольт-амперных характеристик тритиевого нейтронизатора статического электричества	8	76
Мордкивич А. Г., Негневицкий И. Б., Ольшванг М. В.— Дифференцирующий магнитный усилитель	4	45	Березовский А. Ф., Бегунов В. Н.— Реле сопротивления на полупроводниках с мостовой схемой сравнения	9	6
Майзель Е. С.— Исследование тепловых свойств газовой изоляции, применяемой в электротехнических устройствах	4	54	Шоффа В. Н.— Предельные величины начальных рабочих зазоров, чувствительности и коэффициента возврата герконов	9	49
Сирота С. М.— Возникновение тлеющего разряда в высоковольтных ионных приборах с промежуточными электродами	4	62	Грейбулис Я. П., Путныньш В. Я.— Способ построения реле тока (напряжения) мгновенного действия	9	82
Соколов С. А., Орлов В. К., Горюнов Б. К.— Защита от ударов молнии кабелей связи в пластмассовой оболочке	4	80	Лимасов А. И., Покровский С. Ф.— Развитие разряда вдоль поверхности твердых диэлектриков при воздействии косоугольных волн напряжения	9	89
Безденежных А. Г.— Нестационарные процессы в изоляции шахтных электроустановок	4	84	Сорокин В. М.— Отключение конденсаторных батарей с шунтовым управляемым реактором	9	91
Александров Г. Н., Маринец Т. К., Соловьев Э. П., Вишневский Ю. И., Мессерман Г. Т., Молотов Р. В., Калошин Ю. Б., Иванов В. И.— О перспективах применения стеклопластиков в высоковольтной технике	5	47	Потокин В. С., Раховский В. И.— О механизме самопроизвольного размыкания контактов при пропуске больших сквозных токов	10	8
Ренне В. Т., Аллахвердиев З. А., Бородулина Л. К., Еременко Р. К., Вайсмен Л. М., Шийка С. Д.— Конденсаторная бумага из облагороженной целлюлозы	5	49	Кучинский Г. С., Черновец А. К.— Об оптимизации конструктивного исполнения шунтовых конденсаторных батарей высокого напряжения	10	13
Месенжик Я. З., Попов В. А.— Влияние гидростатического давления на электрофизические свойства полимерных диэлектриков	5	53	Подгорный Э. В., Ульяницкий Е. М.— Сравнение принципов отстройки дифференциальных реле от токов включения силовых трансформаторов	10	26
Кукеков Г. А., Каплан Г. С.— Исследование электрической дуги переменного тока при гашении в шестифтористой сере	6	47	Буль Б. К.— Метод расчета магнитных цепей с воздушным зазором и распределенной н. с.	10	64
Киселев Ю. Я., Цай В. В.— Исследование устойчивости зажигания и удлинения дуги переменного тока в трубчатых электродах подогревателей	6	51	Кучинский Г. С., Лысаковский Г. Г., Берзин Ю. В., Федоров В. Л.— Влияние увлажнения на электрические характеристики бумажно-масляной изоляции конденсаторного типа при переменном напряжении промышленной частоты	10	69
Волосов В. И., Гельцель М. Ю.— Система импульсного питания магнита	6	58	Журавлев В. С., Блинов А. А., Корнев А. Е.— Свойства и области применения электропроводных резин	10	75
Варшавский Д. С.— Влияние тонких изоляционных покрытий металлических обкладок конденсаторной изоляции на ее срок службы при переменном напряжении	6	61	Левшунов Р. Т.— Грязеразрядные напряжения и тепловая устойчивость изоляторов с полупроводящей глазурью	10	82
Конотоп В. В., Фертик С. М.— Удельные характеристики высоковольтных импульсных конденсаторов	6	71	Бухольд К., Кунхардт Г., Пахнике И.— Испытание выключателей на отключение удаленных коротких замыканий	10	84
Зусман А. И.— Новые магнитно-текстурованные сплавы с линейной зависимостью индукции от поля	6	77	Карапетян М. А., Симонян В. С.— Измерение емкости и тангенса угла потерь диэлектриков с низкой добротностью	10	85
Минеев В. А., Шипицын В. В.— Влияние модуляции сопротивления кремния на процесс включения тиристора	6	79	Решетников В. Е.— К расчету устойчивости замкнутых контактов при токах короткого замыкания	10	87
Реймерс А. В., Федотов Л. Н., Соколова Г. Н., Миронова Л. С.— Индукционный накопитель энергии из сверхпроводящего сплава	6	81	Адоньев Н. М., Афанасьев В. В., Карпенко Л. Н., Малкин А. С.— Оптико-электронный трансформатор тока высокого напряжения	11	1
Сирота И. М.— Основы теории и выбора параметров трансформаторов тока с немагнитным зазором	7	46	Костенко Э. М.— К расчету потерь энергии в накопительных конденсаторах	11	79
Пружинина В. И., Александров В. В., Волокнау В. А.— Нелинейные сопротивления для вентильных разрядников	7	57	Майзель Е. С.— Исследование перекрытия диэлектрических распорок в сжатых газах в системе коаксиальных цилиндров	12	19
Чунихин А. А., Карекар Бхалчадра — Отключение емкостных токов вакуумным выключателем	7	60	Адоньев Н. М., Афанасьев В. В., Карпенко Л. Н.— Световая система управления высоковольтными воздушными выключателями	12	67
Гаген А. Ф.— К расчету магнитного управления сжатой дугой	7	65	Купцов А. М., Федякин В. М.— Снижение энергии коммутационных разрядов в электростатических генераторах с проводящими трансформаторами	12	74
Перламутрова Л. Е.— Сигнализация пробоя секций конденсаторов мощных конденсаторных батарей	7	70			
Азанов В. А., Ефанов А. А.— Импульсный магнитно-индукционный датчик	7	84			

5. ЭЛЕКТРОПРИВОД

Зеленов А. Б., Файнберг М. Ю.— Комбинированная система стабилизации скорости автоматизированных электроприводов постоянного тока

2 51

Автор и название статьи	Номер журн.	Стр.	Автор и название статьи	Номер журн.	Стр.
Чиликин М. Г., Петров И. И., Соколов М. М., Воронецкий Б. Б. — Проблемы автоматизированного электропривода	3	1	Шипилло В. П. — Субгармонические автоколебания в замкнутых системах регулирования с вентиляльным преобразователем	1	58
Бродовский В. Н., Кузнецов Ю. А. — Синхронный тиристорный электропривод с частотно-токовым управлением	3	43	Домрачев В. Г., Астрахан В. И. — Получение амплитудно-модулированных сигналов на трехстержневом дифференциальном трансформаторе	1	66
Оганьян Я. П., Акимов Л. В., Васильев В. А., Горбунов В. Г. — О минимальном времени синхронизации летучих ножиц	3	49	Теврюков А. А., Скороваров В. Е., Ишевский В. С. — Магнитно-полупроводниковое фазосдвигающее устройство для управления тиристорами	2	45
Соколов М. М., Боярченко М. А., Шинянский А. В. — К вопросу исследования переходных процессов многофазного магнитного усилителя с самоподмагничиванием и выходом на переменном токе	3	64	Пирогов В. Н. — Защита от перегрузок по току полупроводниковых стабилизаторов напряжения компенсационного типа	2	79
Барский В. А. — О симметрии отпирающих импульсов в управляемых выпрямителях для электроприводов	3	67	Бардачевский В. Т., Лешинский В. А. — О синтезе элементов систем автоматического управления как автоматов	3	53
Крайцберг М. И., Золотов М. Б. — Выбор оптимальной частоты синхронных машин в автономных системах привода	5	32	Быстрова М. И., Глазов М. Н. — Магнитно-тиристорный усилитель с релейно-импульсной схемой управления	3	61
Соколов М. М., Лысов А. С., Преображенский В. И., Кацевич В. Л., Муриец С. В., Капунцов Ю. Д., Яшин Н. Д. — Автоматизированный электропривод крановых механизмов с питанием двигателей от тиристорных преобразователей	5	37	Злобин Ю. П., Кессель Е. Л. — Анализ помехозащищенности входных преобразователей автоматических измерительных устройств	3	89
Дралюк Б. Н., Тикоцкий А. Е. — Двухдиапазонное управление электродвигателем моталки стана рулонной прокатки листа	5	41	Шнеерсон Э. М. — К анализу детекторных релейных органов с двумя величинами	4	27
Сандлер А. С., Тарасенко Л. М. — Режим прерывистых токов в асинхронном вентиляном каскаде	6	54	Дацковский Л. Х., Кочетков В. Д., Кузнецов И. С. — Преобразователь пониженной частоты с раздельным управлением группами вентиля	4	41
Бардачевский В. Г., Кишко Р. С. — Оценка динамики некоторых систем реверсивных электроприводов постоянного тока	7	27	Ямпольский Д. С. — Оптимизация системы регулирования, содержащей интегральное звено в прямом канале регулирования	6	24
Кожевников К. И. — Формирование диаграммы тока якоря двигателей механизма перестановки верхнего валька обжимного прокатного стана	8	55	Чалый Г. В., Маевский О. А. — Вентильные бестрансформаторные умножители частоты с непосредственной связью	7	31
Гуткин Б. М., Данишевская Е. Ю., Дмитриева Л. М. — Схемы логической автоматики в реверсивном вентильном электроприводе с раздельным управлением двумя группами вентиля в цепи якоря	9	31	Терентьев Б. П., Александрович Б. С. — Повышающий преобразователь постоянного напряжения с использованием емкостного накопителя энергии	7	82
Сандлер А. С., Каримов Х. Г. — Бесконтактный асинхронный регулируемый электропривод	10	48	Андрюшенко П. Д., Безруков Г. И., Приходько Н. Г., Пастушенко В. П. — Повышение устойчивости реверсивных тиристорных агрегатов при внутреннем коротком замыкании в выпрямителе	8	61
Кожевников К. И. — Формирование диаграммы тока якоря прокатного двигателя обжимного стана с экстремальным управлением	11	34	Здрок А. Г., Салютин А. А., Фетисов Л. З. — Анализ работы однофазных систем с дросселями насыщения и встречной э. д. с.	9	25
Каялов Г. М., Ладыженский А. М. — Обобщенное исследование задач оптимального управления электроприводами постоянного тока	11	45	Шипилло В. П. — Критерий устойчивости замкнутых систем регулирования с вентильным преобразователем к субгармоническим автоколебаниям	9	36
Ключев В. И. — Параметрический резонанс в электроприводах механизмов поворота экскаваторов	12	43	Яворский В. Н., Титов О. В. — Расчет силовых сглаживающих фильтров, предназначенных для тиристорных управляемых выпрямителей	9	41
6. ЭЛЕКТРИЧЕСКИЙ ТРАНСПОРТ, ЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ ПЕЧИ И ДР.			Карибов С. И., Безруков Г. И., Георгадзе Р. М., Хундадзе А. М. — Метод расчета входных фильтров тяговых тиристорных преобразователей	9	46
Исаев И. П. — Принципы кибернетики и вычислительная техника в электрической тяге	4	1	Памфилов Р. К. — Исследование ошибок реактивной сельсинной трансформаторной схемы	9	52
Торопов И. А. — Учет краевого эффекта в расчете индукционной тигельной печи	5	69	Векслер Г. С., Пилинский В. В. — К определению основных параметров транзисторного стабилизатора напряжения	9	73
Колбе Э., Конрад Г., Гмильковский Г. П. — О возможностях оптимизации высокочастотных генераторов для электротермии с помощью ЦВМ	10	1	Зильберблат М. Э., Поливанов В. А. — Система автоматического выравнивания токов противофазных групп вентильного преобразователя с уравнительным реактором	9	76
7. АВТОМАТИКА И ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЬНАЯ ТЕХНИКА			Лапченко П. И., Хименко Л. Т., Данилевич О. И. — Статические и динамические характеристики быстродействующей системы стабилизации тока мощных полупроводниковых агрегатов	9	80
Челноков В. Е. — Основные направления разработок силовых полупроводниковых приборов в СССР	1	1	Гамулин А. Г. — Контроль следящих систем методом сравнения	11	39
Загорский В. Т. — Техико-экономические показатели непосредственных тиристорных преобразователей с принудительной коммутацией	1	35	Захаревич С. В. — Некоторые способы ограничения тока короткого замыкания однофазных преобразователей	11	52
Усышкин Е. И. — Спектры напряжений инверторов с широтно-импульсной модуляцией	1	48	Пушкин В. Я. — Процесс коммутации в параллельном инверторе	11	59
Ионкин П. А., Смольников Л. Е. — Трехфазно-однофазный транзисторный инвертор, стабилизированный по частоте и амплитуде выходного напряжения	1	53	Шипилло В. П. — Исследование процессов в замкнутых вентильных системах методом Z-преобразования	11	63
			Поляков Л. М., Рашкович М. П., Шкловский Б. И. —		

Автор и название статьи	Номер журн.	Стр.
Процессы отключения тиристорных выпрямителей, работающих на смешанную нагрузку	11	72
Левинзон С. В., Беззубов В. И., Алексеева З. И. — Расчет элементов контроля нескольких напряжений	12	14
Жемеров Г. Г. — Токовые нагрузки элементов силовой цепи преобразователей частоты с непосредственной связью	12	38
Сидоров Н. Н., Некрасов В. И., Левитский Б. Ю., Якушев А. Я. — Сравнение систем управления импульсными регуляторами на диодных переключателях и логических элементах	12	48
Попов А. К. — О системе синфазного вращения с релейным управлением по углу рассогласования	12	51
Крайчик Ю. С., Воронина Ж. И. — Гармонический анализ выпрямленного напряжения вентильных преобразователей с учетом переходных процессов, сопровождающих коммутацию вентилей	12	55
Гостев В. И. — Схемы с синхронным переключателем для подавления квадратурной составляющей напряжения	12	57

8. ДИСКУССИИ

Зельцбург Л. М. — О вероятностно-статистических методах технико-экономических расчетов в промышленных электросетях	2	84
Мешель Б. С. — Ответ автора	2	85
Гольденблат Б. И. — Об оценке величины потерь энергии в электрических сетях	2	86
Зимельс Л.	2	87
Каменский М. Д. — Об оценке величины потерь энергии в электрических сетях	3	91
Давыдов П. Д., Стиоп Я. И., Русин Л. И., Пашенев И. Д., Завьялов В. А., Гриневский Е. А., Степанов И. В., Давыдов В. С. — Тепловые и перегрузочные характеристики силовых кремниевых лавинных вентилей в режиме импульсных перенапряжений	6	84
Шишман Д. В. — Воздействующие перенапряжения и испытательные напряжения электрооборудования 110/220 кВ	7	88
Назаров Н. И. — О влиянии коэффициента запаса на электрическую прочность силового конденсатора	8	88
Варшавский Л. С. — Влияние коэффициента запаса на электрическую прочность силового конденсатора	8	90
Гогичайшвили П. Ф., Хруптилин В. И. — О применении управляемых предохранителей в распределительных сетях	11	85
Шабалаш Б. И., Трейвиш Е. Д. — О целесообразности применения управляемых предохранителей	11	88

9. ХРОНИКА

Крайз А. Г. — Всесоюзное совещание по регулированию напряжения в электрических сетях	2	88
Донской А. В., Парфанович Б. В. — Всесоюзное научно-техническое совещание по электротермии и электротермическому оборудованию	2	89
Евсеев Б. Н. — V Всесоюзная конференция по автоматизированному электроприводу	5	85
Кучумов В. А., Перцовский М. Л. — Применение тиристоров на электроподвижном составе	5	88
Чукаев Л. С. — Первая Всесоюзная научно-техническая конференция по электрификации быта сельского населения	7	89
Костенко М. П. — Заседание Научного совета АН СССР по теоретическим и электрофизическим проблемам энергетики	8	92
Бушуев В. В. — Семинар по настроенным электропередачам	11	89
Подшивалов В. И., Тагиров М. А. — Второй семинар-симпозиум по применению метода функций Ляпунова в энергетике	11	90

Автор и название статьи	Номер журн.	Стр.
Гольденблат Б. И. — Научно-техническое совещание «Современные проблемы оптимального электро-снабжения»	12	77
Рогинский В. Ю. — Борис Львович Розинг	12	80

10. ЮБИЛЕИ

Профессор Иван Сергеевич Рогачев	3	93
Профессор С. В. Страхов	4	92
Доктор технических наук Е. Л. Эттингер	4	92
Профессор Ф. Г. Гусейнов	4	93
Леонид Иванович Сиротинский	5	89
Георгий Николаевич Петров	5	90
Профессор Михаил Арсеньевич Петров	8	93
Доктор технических наук Р. А. Лютер	10	90
Профессор Михаил Григорьевич Чиликин	12	79
Профессор Х. Ф. Фазылов	12	80

11. НЕКРОЛОГИ

Габриэль Крон	1	92
Александр Иосифович Долгинов	1	93
Михаил Иванович Алябьев	3	92
Евгений Федорович Комарков	3	93
Профессор Владимир Николаевич Степанов	5	91
Б. Б. Воронецкий	5	91
Лев Ефимович Эбин	7	90
В. А. Шубенко	12	81

12. ЗАМЕТКИ И ПИСЬМА

Хачатрян В. С. — Письмо в редакцию	5	84
Урин В. — Письмо в редакцию	6	87
Шпор С. — Дополнение к статье («Электричество», 1968, № 6)	9	79
Калиниченко И. С. — К вопросу о перенапряжениях в блоках генератор — трансформатор	12	76
Рудакова Р. М. — Отклик	12	76

13. БИБЛИОГРАФИЯ

Ионкин П. А. — Сборник «Теоретическая электротехника»	5	92
Сердюк Г. Б., Спиридонов Н. С. — Книга И. Л. Каганова «Промышленная электроника» (общий курс)	6	87
Зайцев А. И., Ачкасов Ю. М. — Книга О. В. Слежановского «Реверсивный электропривод постоянного тока»	6	68
Константинов Б. А. — Книга Мельникова Н. А. и Солдаткиной Л. А. «Регулирование напряжения в электрических сетях»	7	91
Мостовский А. А. — «Сильные электрические поля в технологических процессах» (электронно-ионная технология)	10	91
Хрушев В. В. — Рецензия на книги Лопухиной Е. М. и Сомихиной Г. С.	12	81

14. РАЗНЫЕ СТАТЬИ И ИНФОРМАЦИИ

Конференция читателей журнала «Электричество»	1	80
Объявление	6	76
Правила подготовки рукописей для журнала «Электричество»	6	95
Горькова В. И. — Реферативная научно-техническая информация в области электротехники, методы подготовки информационных документов	7	1
Виноградова А. — Деятельность Международной электротехнической комиссии в области терминологии и участие в ней советских специалистов	7	67
Плис Г. С., Голунов А. М. — Комплексная стандартизация в трансформаторостроении	8	1
Сообщение о читательской конференции издательства «Энергии» в МЭИ	10	90
Чекменев Е. Е. — Роль Военно-инженерной Академии имени В. В. Куйбышева в развитии отечественной электротехники	11	68

И. АЛФАВИТНЫЙ УКАЗАТЕЛЬ

А

Аветисян Д. А. 6, 1
 Авруцкий В. А. 8, 71
 Агеев И. З., 11, 24
 Адамович Ю. Ф. 5, 82
 Адоньев Н. М. 11, 1; 12, 67
 Азанов В. А. 7, 84
 Айзенфельд А. И. 11, 76
 Акимов Л. В. 3, 49
 Алмамедов М. Б. 8, 47
 Алейников Б. И. 3, 27
 Александров В. В. 7, 57
 Александров Г. Н. 5, 46
 Александрович Б. С. 7, 82
 Алексеева З. И. 12, 14
 Аллахвердиев З. А. 5, 49
 Альтшуллер А. С. 9, 92
 Алябьев М. И. 3, 92
 Аминова Д. Н. 7, 40
 Андрианов В. Н. 6, 65
 Андриенко П. Д. 8, 61
 Анисимова Н. Д. 2, 1
 Анхимюк В. Л. 12, 32
 Артанов С. Г., 6, 20
 Артемьев Д. Е., 11, 14
 Артибилов М. А. 12, 5
 Архипенко В. В. 10, 39
 Асиновский Э. Н., 3, 56
 Астахов Ю. Н. 12, 7
 Астрахан В. И. 1, 66
 Афанасьев В. В. 11, 1; 12, 67
 Ачкасов Ю. М. 6, 89

Б

Базуткин В. В. 8, 26
 Бардачевский В. Т. 3, 53;
 7, 27
 Барский В. А. 3, 67
 Бегунов В. Н. 9, 6
 Беззубов В. И. 12, 17
 Безденежных А. Г. 4, 84
 Безруков Г. И. 8, 61; 9, 46
 Березин Ю. В. 10, 69
 Березовский А. Ф. 9, 6
 Берензон Е. Г. 4, 37
 Бертинов А. И. 2, 41; 5, 28;
 6, 1; 8, 14
 Блинов А. А. 10, 75
 Бобров В. М. 1, 64
 Богаенко И. Н. 7, 74
 Богатенков И. М. 8, 51
 Богатырев О. М. 4, 86
 Богаченко А. Е. 5, 64
 Богданова Т. О. 5, 74
 Болотин И. Б. 4, 67
 Боровой А. И. 1, 41
 Бородулина Л. К. 5, 49
 Боярченков М. А. 3, 64
 Бродовский В. Н. 3, 43
 Буль Б. К. 10, 64
 Буткевич Г. В. 1, 6; 8, 64
 Бургсдорф В. В. 8, 31
 Бухольд К. 10, 84
 Бушуев В. В. 11, 90
 Бхалчадра К. 7, 60
 Быстрова М. И. 3, 61

В

Важнов А. И. 7, 22; 10, 54
 Вайсман Л. М. 5, 49
 Варшавский Д. С. 6, 61; 8,
 92
 Варлей В. В. 2, 41
 Васильев В. А. 3, 49
 Васюков В. П. 3, 38
 Векслер Г. С. 9, 73
 Веников В. А. 2, 1; 12, 7
 Веников Г. В. 1, 13

Веретенников Л. П. 5, 10
 Виноградов А. 7, 67
 Вишневецкий Ю. И. 5, 46
 Волков И. В. 5, 59
 Волосов В. И. 6, 58
 Волькенау В. А. 7, 57
 Вольнов Ю. Ф. 10, 79
 Воронцовский Б. Б., 3, 1
 Воронин В. К. 3, 10
 Воронина А. А. 7, 52; 8, 43
 Воронина Ж. И. 12, 55

Г

Гаген А. Ф. 1, 91; 7, 65
 Гальперин В. Г. 10, 73
 Гамулин А. Г. 11, 39
 Геворкян Р. Л. 8, 14
 Георгадзе Р. М. 9, 46
 Гессе Б. А. 3, 10
 Гельфанд Я. С. 7, 36
 Гельцель М. Ю. 6, 58
 Глебов И. А. 1, 64
 Глазов М. Н. 3, 61
 Глазунов А. А. 2, 29
 Гмильковский Г. П. 10, 1
 Гогичайшвили П. Ф. 11, 85
 Головицын Б. И. 1, 13
 Головкин П. И. 4, 18
 Голубков Н. Е. 5, 25
 Голунов А. М. 8, 1
 Гольдгейль Д. М. 5, 25
 Гольденблат Б. И. 2, 86; 12,
 77

Гончаренко Г. М. 8, 71
 Горазеева Г. Ф. 11, 19
 Горбунов В. Г. 3, 49
 Гороховир Д. И. 5, 6
 Горушкин В. И. 5, 79
 Горькова В. И. 7, 1
 Горюнов Б. К. 4, 80
 Гостев В. И. 12, 57
 Грачев В. В. 12, 5
 Грейвулис Я. М. 9, 82
 Грейсух М. В. 9, 17
 Гринцевский Г. 8, 84
 Грудинский П. Г. 2, 77
 Гук Ю. Б. 11, 5
 Гусейнов Ф. Г. 8, 10
 Гуткин Б. М. 9, 31
 Гуревич Ю. Е. 1, 18

Д

Давыдов В. С. 6, 86
 Давидов П. Д. 6, 84
 Данилевич О. И. 9, 80
 Данилевич Я. Б. 6, 10
 Даношевская Е. Ю. 9, 31
 Дацковский Л. Х. 4, 41
 Динов В. Р. 11, 29
 Дмоховская Л. Ф. 11, 11
 Дмитриева Л. М. 9, 31
 Довжик Л. Б. 11, 5
 Долгинов А. И. 1, 93
 Долинский Ю. М. 8, 87
 Домбровский В. В. 2, 38
 Домрачев В. Г. 1, 66
 Донской А. В. 2, 89
 Дончев А. 9, 3
 Дралюк Б. Н. 5, 41
 Дулькин А. И. 6, 14

Е

Евсеев Б. Н. 5, 87
 Егизарян Л. В. 12, 71
 Егоров В. Н. 7, 86
 Елгин А. А. 1, 81; 7, 40
 Еременко Р. К. 5, 49
 Ершевич В. В. 11, 19
 Ефанов А. А. 7, 84

Ж

Жаков Е. М. 6, 41
 Жвания Т. Л. 2, 35
 Жежеленко И. В. 10, 12;
 10, 32
 Жемеров Г. Г. 12, 38
 Жуков Л. А. 1, 81; 7, 40;
 12, 11
 Журавлев В. Г. 5, 6
 Журавлев В. С. 10, 75

З

Завьялов В. А. 6, 84
 Загорский В. Т. 1, 35
 Зайцев А. И. 6, 89
 Захаревич С. В. 11, 52
 Захар-Иткин М. Х. 2, 60
 Зборовский И. А. 7, 13
 Зенедрис А. П. 7, 22
 Здрок А. Г. 9, 25
 Зеленов А. Б. 2, 51
 Зельцбург Л. М. 2, 84
 Зильберблат М. Э. 9, 76
 Зимельс Л. 2, 87
 Злобин Ю. П. 3, 89
 Золотов М. Б. 5, 32
 Зусман А. И. 6, 77

И

Ибалов О. И. 8, 10
 Иванов А. В. 4, 58; 9, 70
 Иванов В. И. 5, 46
 Иванов О. В. 3, 21
 Иванов-Смоленский А. В.
 12, 23
 Илиев С. 12, 17
 Илларионов Г. А. 11, 19
 Ильин О. П. 12, 32
 Ионкин П. А. 1, 53; 3, 78;
 5, 93
 Иофьев Б. И. 2, 9
 Исаев И. П. 4, 1
 Ишевский В. С. 2, 45

К

Каганов З. Г. 12, 34
 Кадомская К. П. 9, 10
 Казак Н. А. 3, 27
 Калининченко И. С. 12, 75
 Калошин Ю. Б. 5, 46
 Каменский М. Д. 3, 91
 Каплан Г. С. 6, 47
 Каплан В. В. 8, 51
 Капунцов Ю. Д. 5, 37
 Карапетян М. А. 10, 85
 Карибов С. И. 9, 46
 Каримов Х. Г. 10, 48
 Карпенко Л. Н., 11, 1
 Карташев И. И. 12, 11
 Кацари К. К. 3, 38
 Кацевич В. Л. 5, 37
 Каялов Г. М. 11, 45
 Квятковский В. М. 3, 21
 Кессель Е. Л. 3, 89
 Кинер Г. Р. 11, 19
 Киселев Ю. Я. 6, 51
 Кишко Р. С. 7, 27
 Клепарская Л. Г. 1, 6; 8, 64
 Клименко Б. В. 8, 87
 Климов Н. С. 10, 79
 Ключев В. И. 12, 43
 Кнэппо Л. 2, 69
 Князевский Б. А. 9, 14
 Кожевников К. И. 8, 55; 11,
 36
 Козлов В. А. 2, 81
 Колбе Э. 10, 1
 Колесников В. П. 9, 52
 Колонский Т. В. 4, 74

Комарков Е. Ф. 3, 93
 Комаров Б. И. 3, 21
 Конотоп В. В. 6, 71
 Конрад Г. 10, 1
 Константинов Б. А. 7, 92
 Константинов Б. Л. 12, 64
 Коппель А. И. 2, 81
 Копылов И. П. 2, 1
 Корнев А. Е. 10, 75
 Косачевский В. И. 6, 10
 Костенко М. В. 2, 17
 Костенко М. П. 8, 92
 Костенко Э. М. 11, 79
 Костырев М. Л. 1, 69
 Котеленец Н. Ф. 2, 1
 Кочетков В. Д. 4, 41
 Крайз А. Г. 2, 88; 5, 74
 Крайцберг М. И. 5, 32
 Крайчик Ю. С. 12, 23
 Красовский Ю. В. 1, 88
 Кривоносов А. И. 1, 89
 Кривушин Л. Ф. 11, 19
 Крон Г. 1, 92
 Кужекин И. П. 8, 71
 Кузин С. Е. 9, 21
 Кузина И. В. 7, 18
 Кузнецов Г. Ф. 10, 12
 Кузнецов И. С. 4, 41
 Кузнецов Ю. А. 3, 43
 Кузнецова В. В. 2, 22
 Кукеков Г. А. 6, 47
 Куленов Н. С. 5, 1
 Кулешов Ю. П. 3, 38
 Кунхардт Г. 10, 84
 Купцов А. М. 12, 74
 Куренный Э. Г. 1, 23
 Курсков И. А. 5, 83
 Кучинский Г. С. 2, 17; 10,
 13; 10, 69
 Кучумов В. А. 5, 88
 Кынев М. 9, 1

Л

Ладыженский А. М. 11, 45
 Лазарев И. А. 6, 35
 Ланге В. В. 10, 43
 Ланген А. М. 6, 6
 Лапченко П. И. 9, 80
 Ларионов В. П. 4, 58; 9, 70
 Латышева Т. С. 5, 79
 Левин М. С. 5, 1
 Левинзон С. В. 12, 14
 Левинтов С. Д. 2, 83
 Левитский Б. Ю. 12, 48
 Левкович М. И. 3, 56
 Левшунов Р. Т. 1, 84; 10,
 82
 Лейтес Л. В. 5, 74
 Леонтьев Н. И. 8, 67
 Лешинский В. А. 3, 53
 Либкинд М. С. 3, 6
 Лившиц В. С. 9, 14
 Лимасов А. И. 9, 89
 Липец Э. М. 10, 12
 Лисицкий Е. Л. 8, 82
 Литкенс И. В. 3, 10; 4, 9
 Лифанов В. А. 8, 7
 Логинов М. Б. 3, 27
 Логинов С. И. 1, 64
 Локшин М. В. 8, 74
 Ломакин В. Л. 8, 67
 Лоос А. В. 1, 73
 Лугинский Я. Н., 2, 9; 5, 17
 Лукьянчук В. П. 5, 28
 Лысаковский Г. Г. 10, 69
 Лысов А. С. 5, 37
 Лытаев Р. А. 10, 79
 Любомирова Г. Б. 1, 64
 Ляшенко В. Д. 4, 67

М

Маевский О. А. 7, 31
Майзель Е. С. 4, 54; 12, 19
Майкопар А. С. 8, 38
Малкин А. С. 11, 1
Мамедов Т. М. 8, 26
Маринец Т. К. 5, 46
Масляник В. В. 10, 12
Межалс Л. В. 5, 20
Мельников Н. А. 4, 25
Меньшов Б. Г. 4, 77
Месенжник Я. 3, 5, 53
Мессерман А. С. 2, 81
Мессерман Г. Т. 5, 46; 11, 5
Мечев В. С. 2, 73
Мешель Б. С. 2, 85
Мизюрин С. Р. 8, 14
Микляев М. С. 4, 32
Минеев В. А. 6, 79
Миронов В. Г. 3, 78
Миронова Л. С. 6, 81
Михайлиди В. А. 8, 82
Михневич Г. В. 3, 6
Могилевский В. М. 10, 58
Молотков Р. В. 5, 46
Мордкович А. Г. 4, 45
Морщаков Н. А. 5, 25
Мосолов С. С. 6, 73
Московский А. А. 10, 91
Музыка Н. А. 12, 28
Музыка Ю. А. 12, 28
Муринец С. В. 5, 37

Н

Набатов В. Ф. 1, 6; 8, 64
Назаров Н. И. 8, 90
Нашатырь В. М. 8, 51
Неггевидский И. Б. 4, 45
Некрасов В. И. 12, 48
Немени Т. М. 6, 73
Нерсисян В. С. 3, 69; 8, 85
Несговорцов Е. С. 9, 10
Никифорова В. Ф. 11, 5
Нишанбаев М. Д. 6, 68
Новиков А. А. 1, 84

О

Оганьян Я. П. 3, 49
Ольшванг М. В. 4, 45
Орехов Л. А. 5, 20
Орлов В. К. 4, 80
Осин И. Л. 9, 57

П

Павлов М. Д. 7, 79
Памфилов Р. К. 9, 52
Панина И. К. 4, 37
Панкратова Е. А. 12, 11
Панферов Ю. Б. 3, 38
Парфанович Б. В. 2, 89
Пастушенко В. П. 8, 61
Пахнике П. 10, 84
Пашенцев Б. 84
Пентегов И. В. 5, 59
Петракова Л. В. 9, 10
Петров И. И. 3, 1

Перламутрова Л. Е. 7, 70
Перцовский М. Л. 5, 89
Пилинский В. В. 9, 73
Пирогов В. Н. 2, 79
Плис Г. С. 8, 1
Побуль Г. Х. 8, 79
Подгорный Э. В. 10, 26
Подольный Ю. С. 1, 88
Подшивалов В. И. 11, 92
Покровский С. Ф. 9, 89
Поливанов В. А. 9, 76
Поляков Л. М. 11, 72
Пономарев Б. А. 5, 28
Пономарев В. С. 9, 10
Попов А. К. 12, 51
Попов В. В. 10, 54
Попов В. А. 5, 53
Поссе А. В. 7, 1
Постников И. М. 1, 75
Постолатий В. М. 12, 7
Потаповский А. Г. 2, 73
Потокин В. С. 10, 8
Преображенский И. 5, 37
Прихолько Н. Г. 8, 61
Пружинина В. И. 7, 57
Путныньш В. Я. 9, 82
Пушкин В. Я. 11, 59

Р

Рабинович Р. С. 3, 16
Разевиг Д. В. 11, 11
Раков М. А. 2, 56
Растегаев В. В. 2, 73
Рахимов К. Р. 10, 23
Раховский В. И. 10, 8
Рашкевич М. П. 11, 72
Реймерс А. В. 6, 81
Резченко П. Я. 10, 12
Ренне В. Т. 5, 49
Решетников В. Е. 10, 87
Рогачев И. С. 3, 92
Рогинский В. Ю. 12, 79
Рожанковский Ю. В. 3, 33
Рудакова Р. М. 12, 76
Русин Л. И. 6, 84
Рыжов Ю. П. 12, 11
Рябов А. Б. 4, 71

С

Савиновский Ю. А. 3, 69
Салютин А. А. 9, 25
Сандлер А. С. 6, 54; 10, 48
Севрюгов А. В. 6, 9
Сенькевич А. А. 3, 33
Сердюк Г. Б. 6, 88
Сидоров Н. Н. 12, 48
Симоновский В. И. 8, 19
Симонян В. С. 10, 85
Сипайлов Г. А. 1, 73
Сирота И. М. 5, 64; 6, 29; 7, 46
Сирота С. М. 4, 62
Ситников В. П. 8, 76
Скороваров В. Е. 2, 45
Скороспешкин А. И. 1, 69
Слышалов В. К. 8, 76
Смирнова Т. В. 5, 20

Смольников Л. Е. 1, 53
Соловьев Э. П. 5, 46
Соколов В. С. 6, 1
Соколов М. М. 3, 1; 3, 64; 5, 37
Соколов С. А. 4, 80
Соколова Г. Н. 6, 81
Сорокин В. М. 9, 91
Спирidonov Н. С. 6, 88
Стариков Р. Б. 6, 29
Степанов Н. В. 6, 84
Стиоп Я. И. 6, 84
Стрельников А. Н. 8, 82
Стоянов Л. Л. 7, 79
Строев В. А. 1, 13; 2, 1
Счастливый Г. Г. 1, 75
Сырых Н. Н. 5, 1
Сыч Н. М. 2, 77

Т

Тагиров М. А. 11, 92
Тамоян Г. С. 6, 17
Тарасенко Л. М. 6, 54
Теврюков А. А. 2, 45
Терентьев Б. П. 7, 82
Тикоцкий А. Е. 5, 41
Титов О. В. 9, 41
Тиходеев Н. Н. 11, 14
Тихонов Ю. А. 5, 17
Токов М. И. 10, 54
Токарев Б. Ф. 9, 60
Толмачев С. Т. 12, 61
Толпыго О. Б. 10, 32
Торопов И. А. 5, 69
Тошев П. Г. 7, 79
Трейвиш Е. Д. 11, 88
Трофименко Д. Е. 9, 86
Трошин В. А. 8, 23; 10, 32

У

Ульяницкий Е. М. 10, 26
Усышкин Е. И. 1, 48
Урин В. 6, 87
Урусов И. Д. 8, 19

Ф

Фабрикант В. Л. 5, 20
Фабровский А. А. 2, 41
Фазылов Х. Ф. 6, 68
Файбисович В. А. 11, 83
Файнберг М. Ю. 2, 51
Файнштейн Э. Г. 12, 61
Федоров В. Л. 10, 69
Федотов Л. Н. 6, 81
Федякин В. М. 12, 74
Фертик С. М. 6, 71
Фетисов Л. 3, 9, 25
Фигурнов Е. П. 6, 83
Филиппова Т. А. 3, 87
Фишлер Я. Л. 10, 43
Фокин Ю. А. 2, 29
Фомичев М. М. 6, 65

Х

Хайруллин И. Х. 6, 17
Хачатрян В. С. 5, 84

Худяков В. В. 1, 29
Хундадзе А. М. 9, 46
Хруптилин В. И. 11, 85
Хрусталева В. Н. 1, 88
Хрущев В. В. 12, 81

Ц

Цай В. В. 6, 51
Цветков В. А. 8, 84
Цейтлин Л. А. 3, 73
Цирель Я. А. 10, 19
Цовьянов А. Н. 12,

Ч

Чалый Г. В. 7, 31
Чванов В. А. 1, 29
Чекаловец Л. Н. 2, 9
Чекменев Е. Е. 11, 68
Челноков В. Е. 1, 1
Черновец А. К. 2, 17; 10, 13
Чернышев Н. М. 2, 22
Чиликин М. Г. 3, 1
Чмутов А. П. 12,
Чукаев Д. С. 7, 90
Чунихин А. А. 7, 60

Ш

Шабадаш Б. И. 11, 88
Шабуров М. А. 9, 90
Шевцов К. К. 10, 12
Шемакин В. Ф. 11, 92
Шийка С. Д. 5, 49
Шинянский А. В. 3, 64
Шипилло В. П. 1, 58; 9, 36; 11, 63
Шипицын В. В. 6, 79
Шириков В. И. 1, 88
Шихов В. Н. 8, 76
Шишман Д. В. 7, 88
Шкловский Б. И. 11, 72
Шнеерсон Э. М. 4, 27
Шоффа В. Н. 9, 49
Шумков Ю. И. 2, 56
Шур С. С. 11, 14

Щ

Шадинский В. К. 4, 77
Щеглов И. П. 2, 22

Э

Эбин Л. Е. 5, 1
Эйдель Л. З. 3, 82

Ю

Юрке М. 7, 77
Юферов Ф. М. 9, 57

Я

Яворский В. Н. 9, 41
Языков В. И. 5, 74
Якобс А. И. 4, 49; 8, 47
Яковлев А. И. 9, 65
Яковлев В. П. 5, 10
Якушев А. Я. 12,
Ямпольский Д. С. 6, 24
Яшин Н. Д. 5, 37

РЕДАКЦИОННАЯ КОЛЛЕГИЯ:

В. В. Афанасьев, А. И. Бертинов, В. Г. Бирюков, В. А. Веников, И. С. Ефремов, Л. А. Жекулин, Д. Г. Жимерин, А. М. Залесский, П. М. Ипатов, М. П. Костенко, В. С. Кулебакин, Л. Г. Мамиконянц (зам. главного редактора), Л. Р. Нейман, И. И. Петров, С. И. Рабинович, Д. В. Разевиг (главный редактор), А. М. Федосеев, М. Г. Чиликин, А. С. Шаталов.

Адрес редакции: Москва, Б. Черкасский пер., д. 2/10. Телефон 294-24-80.

Почтовый адрес: Москва, Главный почтамт, абонентный ящик № 648.

Адрес для телеграмм: МОСКВА, ЭЛЕКТРИЧЕСТВО.

Уважаемый читатель!

Публикуем перечень книг из плана издательства «Энергия» на 1970 год и первый квартал 1971 года, которые рекомендуются читателям нашего журнала.

Краткие сведения о содержании этих книг приведены в плане издательства на 1970 год, имеющемся в книжных магазинах.

ТЕОРЕТИЧЕСКИЕ ОСНОВЫ ЭЛЕКТРОТЕХНИКИ

Попов В. С., Теоретическая электротехника. Учебник для техникумов. 33 л.

Теоретические основы электротехники. Ч. 1. Атабеков Г. И. Линейные электрические цепи. Учебник для вузов. Изд. 4-е. 29 л.

Теоретические основы электротехники. Ч. 2. Нелинейные цепи. Под ред. Г. И. Атабекова. Учебник для вузов. Изд. 3-е. 12 л.

Теоретические основы электротехники. Ч. 3. Куполян С. Д. Электромагнитное поле. Учебник для вузов. Изд. 3-е. 12 л.

ЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ МАШИНЫ И ТРАНСФОРМАТОРЫ

Альпер Н. Я. и Терзян А. А. Индукторные генераторы. 1 л.

Бривманис Р. Э. и Гаганов А. К. Намоточные конструкции в электрических машинах и аппаратах. 6 л. (Серия «Технология электромашиностроения»).

Васютинский Е. Б. Вопросы теории и расчета трансформаторов. 25 л.

Виноградов В. И. Исследование вентиляторов электрических машин. 5 л.

Виноградов Н. В. Производство электрических машин. Учебник для вузов. Изд. 2-е. 44 л.

Воронцовский Б. Б. и Кучер Э. Р. Магнитный шум асинхронных двигателей. Изд. 2-е. 6 л.

Вольдек А. И. Индукционные магнитогиродинамические машины. 15 л.

Гусельников Э. М. и Цукерман Б. С. Самотормозящиеся электродвигатели. 6 л.

Ермолин Н. П. Расчеты маломощных трансформаторов. Изд. 2-е. 12 л.

Жерве Г. К. Вопросы испытания крупных турбогенераторов. 12 л.

Зунделевич М. И. и Прутковский С. А. Сборка сердечников электрических машин. 4 л. (Серия «Технология электромашиностроения»).

Конonenko Е. В. Синхронные реактивные машины. 13 л.

Красовский Б. Н. Основы конструирования транспортных электрических машин. 20 л.

Кулаковский В. Б. Профилактические испытания и повреждения изоляции электрических машин. Изд. 2-е. 14 л.

Липатов Д. Н. Вопросы и задачи по электротехнике для программированного обучения (Трансформаторы и электрические машины) 7 л.

Лизунов С. Д. Сушка и дегазация изоляции трансформаторов высокого напряжения. 8 л. (Серия «Трансформаторы»).

Обмотки электрических машин. Изд. 6-е. 30 л.

Петров Г. Н. Электрические машины. Т. 1. Введение. Трансформаторы. Учебник для вузов. Изд. 3-е. 23 л.

Применение аналоговых вычислительных машин в энергетических системах. Изд. 2-е, переработ. и доп. 25 л.

Скорыходов Е. А. Намоточные станки. 9 л. (Серия «Технология электромашиностроения»).

Тондль А. Динамика роторов турбогенераторов. Пер. с англ. 30 л.

Шашанов Л. Н. Механическая система высокоскоростных электродвигателей. 11 л.

ЭЛЕКТРОПРИВОД

Автоматизированный электропривод в народном хозяйстве. В 4-х томах.

Т.1. Общие вопросы и средства управления. 55 л.

Т.2. Электропривод машин и механизмов. 45 л.

Т.3. Электропривод в металлургии. 35 л.

Т.4. Электропривод в химической, бумажной и легкой промышленности и в сельском хозяйстве. 45 л.

Герасимьяк Р. П. и Параил В. А. Электропривод крановых механизмов. 9 л.

Грузов В. Л. и Сабинин Ю. А. Асинхронные приводы со статическими преобразователями. 7 л.

Дискретный привод с шаговыми электродвигателями. Под ред. М. Г. Чиликина. 30 л.

Соколов Н. Г. Основные конструирования электроприводов. Изд. 2-е, переработ. и доп. 20 л.

Унгу Ф. и Иордан Т. Системы согласованного вращения асинхронных электродвигателей. Пер. с нем. 13 л.

Фридкин П. А. Безредукторный дугостаторный электропривод. 10 л.

Чиликин М. Г. Общий курс электропривода. Учебник для вузов. Изд. 5-е. 35 л.

ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЬНАЯ ТЕХНИКА

Глух Е. М. и Зеленев В. Е. Защита полупроводниковых преобразователей. 11 л.

Лекоркилье М. Управляемые вентили и их применение. Пер. с франц. 27 л.

Поскробко А. А. и др. Шум преобразовательных агрегатов и техника борьбы с ним. 9 л.

АВТОМАТИКА

Вавилов А. А. Частотные методы расчета нелинейных систем. 18 л.

Васильева Н. П. Проектирование логических схем и элементов автоматики. 27 л.

Воронов А. А. Основы теории автоматического регулирования. 20 л.

Доманицкий С. М. Надежность устройств дискретного типа. 17 л.

Калтыс Г. П. Информационные системы исследовательских аппаратов. 16 л.

Кузнецов О. А. Автоматизация процессов поиска информации. 12 л.

Кулешов В. С. и Лакота Н. А. Динамика систем управления манипуляторами. 22 л.

Литвинов А. П. и Федоров С. М. Основы динамики дискретных систем управления. Изд. 2-е. 25 л.

Макаров В. Л. и Шнаревич Д. И. Динамика трехфазных магнитных усилителей. 8 л.

Меламедов И. М. Физические основы надежности. 12 л.

Мкртчян С. О. Нейроны и нейронные сети. 13 л.

Мясников Л. И. и Мясникова Е. Н. Автоматическое распознавание звуковых образов. 15 л.

Овчинников В. Н. Устройства автоматического обмена информацией. 11 л.

Темников Ф. Е. и др. Теоретические основы информационной техники. Учебник для вузов. 28 л.

Энциклопедия измерений, контроля и автоматизации. (ЭИКА). Вып. 15. 10 л.

ВЫЧИСЛИТЕЛЬНАЯ ТЕХНИКА

Вуль В. А. и др. Логические и запоминающие схемы наносекундного диапазона. 22 л.

Голышев Л. К. Прикладная теория цифровых машин. 20 л.

Крайзмер Л. П. Устройства хранения дискретной информации. Изд. 2-е, переработ. 20 л.

Меррей-Шелли Р. Программирование на фортране. Пер. с англ. 14 л.

Мультипроцессорные вычислительные системы. Под ред. Я. А. Хетагурова. 20 л.

Средства вычислительной техники, применяемые для управления производственными процессами. Справочник. 35 л.

ЭЛЕМЕНТЫ АВТОМАТИКИ И ВЫЧИСЛИТЕЛЬНОЙ ТЕХНИКИ

Александров Ф. И. и Сиваков А. Р. Импульсные полупроводниковые преобразователи и стабилизаторы постоянного тока. 10 л.

Беленький Б. И. и Минц М. Б. Высокочувствительные усилители постоянного тока с преобразователями. 24 л.

Гитис Э. И. Преобразователи информации для электронных цифровых вычислительных устройств. Изд. 2-е. 24 л.

- Зусман В. Г. и др. Электронные устройства систем числового программного управления. 17 л.
Ивенский Ю. Н. Расчет цепей коммутации с бесконтактными путевыми переключателями. 8 л.
Коссов О. А. Усилители мощности на транзисторах в режиме переключения. Изд. 2-е. 22 л.
Негвевский И. Б. Операционные магнитные усилители. 18 л.
Павленко В. А. Электрические системы регулирования с сигналом связи постоянного тока. 27 л.
Певзнер В. В. и Полонников Д. Е. Усилители постоянно-го тока с управляемыми генераторами. 18 л.
Расчет и конструирование искробезопасной аппаратуры. 13 л.
Тищенко Н. М. Проектирование магнитных и полупроводниковых элементов автоматики. 35 л.

ИЗМЕРИТЕЛЬНАЯ ТЕХНИКА И АВТОМАТИЧЕСКИЙ КОНТРОЛЬ

- Ваня Я. Анализаторы газов и жидкостей. Пер. с чешск. 30 л.
Грибанов Ю. И. и др. Автоматические цифровые корреляторы. 13 л.
Гриневич Ф. Б. и др. Трансформаторные измерительные мосты. 18 л.
Демидова-Панфенова Р. М. и др. Основы электрических измерений. 28 л.
Загорский Я. Т. и др. Измерительные усилители на транзисторах. 13 л.
Кобус А. и Тишинский Я. Датчики Холла и магниторезисторы. Перев. с польск. 25 л.
Лукоянов В. П. и др. Технология производства электронизмерительных приборов. 22 л.
Новицкий П. В. и др. Цифровые приборы с частотными датчиками. 30 л.
Нуберт Г. П. Измерительные преобразователи неэлектрических величин. Пер. с англ. 23 л.
Островский Л. А. Основы общей теории электронизмерительных устройств. Изд. 2-е. 35 л.
Писаревский Э. А. Электрические измерения и приборы. Учебник для техникумов. 28 л.
Теплинский А. М. Мосты для измерения высокоомных сопротивлений и малых постоянных токов. 12 л.
Шигин А. Г. Цифровые вычислительные машины. Учебное пособие для вузов. 26 л.
Цифровые измерительные приборы. 15 л.
Серия «Физические и физико-химические методы контроля, состава и свойств веществ».
Забелин В. Л. Автоматическое титрование. 9 л.

БИБЛИОТЕКА ПО АВТОМАТИКЕ

- Адасько В. И. и др. Устройства ввода — вывода современных вычислительных машин. 8 л.
Алиев Р. А. Промышленные инвариантные системы автоматического управления. 9 л.
Арховский В. Ф. Схема переключения аналоговых сигналов. 9 л.
Ахметжанов А. А. и Лукиных Н. В. Индукционный редуктосин. 5 л.
Бабилов О. И. Контроль уровня с помощью ультразвука. 5 л.
Бертинов А. И. и Кофман Д. Б. Торондалные трансформаторы статических преобразователей. 5 л.
Берулова Р. Г. Транзисторные динамические элементы и устройства. 9 л.
Биттнер Г. Пневматические функциональные элементы. Пер. с нем. 7 л.
Бойчук Л. М. Метод структурного синтеза нелинейных систем автоматического управления. 9 л.
Болотин И. М. и Павленко В. А. Пороговые устройства для приборов автоматического контроля и регулирования. 6 л.
Борзов М. И. Индуктивные преобразователи угла в код. 6 л.

- Бородюк В. П. и Лецкий Э. К. Статистическое описание промышленных объектов. 8 л.
Видинеев Ю. Д. Автоматическое непрерывное дозирование газов. 6 л.
Виноградов Е. И. и др. Прецизионные интегрирующие электромеханические преобразователи непрерывных величин в дискретные. 7 л.
Витенберг И. М. Быстродействующие аналоговые вычислительные машины. 9 л.
Гинзбург В. Б. Магнитоупругие датчики. 6 л.
Горбатов В. А. Схемы управления ЦВМИ и графы. 8 л.
Горбачев Е. Д. Коррелометры с аппроксимацией. 9 л.
Гуревич А. М. и Нейштадт И. С. Надежность логических схем управления. 8 л.
Дусавицкий Ю. Я. Магнитные стабилизаторы постоянного напряжения. 7 л.
Иванчук Б. Н. и Рувинов Б. Я. Параметрические стабилизаторы напряжения на полупроводниковых приборах и магнитных усилителях. 8 л.
Избицкий Э. И. Импульсное регулирование движения ленточного материала. 8 л.
Импульсные и релейные приводы с электромагнитными муфтами. 8 л.
Кампе-Немм А. А. Решение инженерных задач на электронных моделирующих машинах. 7 л.
Козин В. М. и Марченко Я. Е. Управляющие устройства тиристорных преобразователей для электроприводов постоянного тока. 8 л.
Корольков Н. В. и Марышева Г. И. Логические элементы ЦВМ на тонких ферромагнитных пленках. 6 л.
Крупский А. А. Измерение времени перемагничивания сердечников в магнитных элементах цифровой техники. 5 л.
Кудрявцев В. Б. и др. Прецизионные преобразователи электрических сигналов и угловых перемещений на принципах квантовой магнитометрии. 7 л.
Куликовский Л. Ф. и др. Трансформаторные функциональные преобразователи с профилированными вторичными контурами. 7 л.
Лейман А. А. Автогенераторные датчики и реле. 6 л.
Леонов В. А. Трехмерная индикация. 5 л.
Лернер М. И. и др. Цифровая индикация.
Лихтциндер М. Я. Автоматические экспоненциальные устройства для переработки измерительной информации. 7 л.
Ловенталь С. и Бельво И. Пространственная фильтрация и голография — новое в когерентной оптике. Пер. с франц. 5 л.
Макаров А. К. и Свердлин В. М. Приборы для измерения. 6 л.
Малкович А. Р. Автоматизация установок внутризаводского транспорта. 8 л.
Мелик-Шахизаров А. М. и др. Компенсационные измерительные устройства систем автоконтроля на переменном токе. 9 л.
Плужников В. М. и Семенов В. С. Пьезокерамические твердые схемы. 9 л.
Полоник В. С. Телевизионная автоматика. 7 л.
Потапов А. М. Настройка и испытания следящих приводов. 8 л.
Розенцеит Ц. И. и Эйгенброт В. М. Задающий устройство. 9 л.
Свет В. Д. Оптические методы обработки сигналов. 6 л.
Солодوخо Я. Ю. и др. Тиристорные преобразователи постоянного тока. 7 л.
Трейер В. В. и Елизаров А. Б. Электрохимические интегрирующие и аналоговые запоминающие элементы. 8 л.
Устинский А. П. Дифференциальные электромагнитные муфты и коробки передач. 6 л.
Фернер В. Воздух помогает автоматизировать. Пер. с нем. 7 л.
Хомерики О. К. Применение гальваномагнитных датчиков в устройствах автоматики и измерения. 9 л.
Черевычкин Ю. К. Эксплуатации схем на тиратронах тлеющего разряда. 9 л.



Правила подготовки рукописей для журнала «ЭЛЕКТРИЧЕСТВО»

1. Материал статьи должен быть изложен в строгой и вместе с тем понятной форме для широкого круга научных работников и инженеров, работающих в различных областях науки и техники. В частности, необходимо пояснить все малоизвестные термины и понятия. Надо помнить, что читателя прежде всего интересует физический смысл рассматриваемых явлений.

Если в статье сообщаются новые разработки (научных и технических проблем), то должны быть показаны их технико-экономические преимущества по сравнению с ранее известными. При изложении новых методов расчетов, исследований и т. п. необходимо давать их сравнительную оценку (по отношению к известным способам) с точки зрения их простоты и затрат времени на изучение и пользование ими.

При написании статьи необходимо пользоваться новой международной системой единиц (СИ). Перед заглавием статьи желательно проставлять ее индекс в соответствии с универсальной десятичной классификацией (УДК).

Для того чтобы облегчить работу читателя с журналом, авторам необходимо придерживаться следующей структуры статей:

- а) краткое изложение состояния рассматриваемого вопроса и постановка задачи, решаемой в настоящей статье;
- б) метод решения задачи и принятые допущения;
- в) основное содержание статьи—физическая сущность, исходные и конечные математические выражения, эксперименты и расчеты, примеры, иллюстрации;
- г) обсуждение полученных результатов и сопоставление с известными ранее;
- д) выводы и рекомендации;
- е) приложения: доказательства использованных в статье положений, математические выкладки и преобразования;
- ж) список литературы.

2. При написании статьи необходимо избегать применения громоздкого математического аппарата. Сведения, приводимые в статье, должны содержать лишь самый необходимый минимум формул.

Объем статьи с приложением не должен превышать 16 страниц машинописного текста.

3. Статья представляется в 2-х экземплярах (первый и второй), отпечатанных через два интервала с полями 4—5 см.

4. Формулы вписываются темными чернилами в отдельных строках, а не в тексте.

В том случае, если прописные и строчные буквы имеют одинаковое начертание, прописные буквы рекомендуются подчеркивать двумя черточками снизу, строчные — двумя черточками сверху. Греческие буквы следует заключать в кружок красным карандашом.

При вписывании индекса следует указать, какие из них латинские и какие русские.

5. Библиографический указатель (литература) составляется в порядке последовательности ссылок в тексте. При этом указываются:

- а) для журнальных статей — фамилия и инициалы автора, название статьи, наименование журнала или сборника, год издания, том, номер;
- б) для книг — фамилия и инициалы автора, название книги, наименование издательства, город (для центральных издательств СССР не нужно), год издания, страницы (при необходимости).

Название иностранных работ и работ на языках народов СССР, а также фамилии авторов их должны быть приведены в оригинальной транскрипции (за исключением работ, напечатанных иероглифами и арабским шрифтом).

В список литературы не следует включать неопубликованные материалы, а также материалы, отпечатанные литографским и подобными ему способами.

6. Рисунки обязательно должны быть выполнены в соответствии с новым ГОСТ 7624-62, а также не должны содержать излишних данных. Поясняющие надписи следует по возможности выносить в подпись к рисунку, причем они должны дополнять текст статьи, а не повторять его. Цифровые или буквенные обозначения, имеющиеся на рисунках, необходимо объяснить либо только в подписи к рисунку, либо только в тексте.

Следует учитывать, что при печати рисунки уменьшаются, поэтому детали их не должны быть мелкими, однако размер каждого рисунка не должен превышать пределы 20×30 см.

Фотоснимки должны быть отпечатаны на белой глянцевои бумаге. Изображение должно быть контрастным, с резкой проработкой деталей. На одном экземпляре осциллограмм не должно содержаться никаких надписей.

Рисунки и фотоснимки не следует вклеивать в текст статьи; на обороте каждого из них необходимо указывать фамилию автора.

Количество рисунков не должно превышать 7 шт. на 1 авт. лист (не более 1 рис. на 3 стр. машинописного текста), причем необходимо учитывать, что буквенные подразделения графического материала (например, рис. 1,а, рис. 1,б и т. п.) редакция журнала «Электричество» считает за отдельные рисунки.

7. В таблицах все наименования следует указывать полностью, не сокращая слов.

8. К статье необходимо приложить реферат.

Реферат должен дать читателю представление о характере освещаемой работы, оригинальности постановки вопроса, методике проведения исследования и основных результатах его.

Реферату должно предшествовать библиографическое описание в следующем виде: название статьи, фамилия и инициалы автора, название журнала, где помещается статья.

Средний объем реферата — 1 стр. машинописного текста, отпечатанного через два интервала на белой писчей бумаге обычного формата (30×21) в 2-х экземплярах, с полем 4 см с левой стороны.

Сообщение о наличии в реферируемой работе таблиц, схем, графиков, фотографий, карт, рисунков необходимо давать в конце реферата. Например: табл. 2, илл. 10, библ. 9.

9. В конце статьи должны быть указаны фамилия, имя и отчество автора, год рождения, домашний адрес, место работы, номера домашнего и служебного телефонов.

10. Рукописи статей должны сопровождаться письмом автора и необходимыми документами предприятия (учреждения). Если автор статьи является соискателем ученой степени, то это должно найти отражение в этих документах.

11. Рукописи, не удовлетворяющие перечисленным правилам, редакция не будет принимать к рассмотрению.

Рефераты опубликованных в номере статей

УДК 621.316.11

Оптимальное размещение источника питания электроэнергией

Чмутов А. П.

«Электричество», 1969, № 12

Показано, что размещение источников питания (ГПП, ЦРП, ТП и т. п.) в центре нагрузок, определяемом по формулам для расчета центра тяжести однородных плоских фигур или центра масс материальной системы, не всегда экономически правильно. Предлагается практическая методика для вычисления координат оптимального источника питания, обеспечивающая минимум суммарных расчетных затрат в линии электропередачи. Илл. 1. Библ. 12.

УДК 621.311:681.142.352

О выборе некоторых параметров ЦВМ для оперативного управления энергообъединением

Артибилов М. А., Грачев В. В.

«Электричество», 1969, № 12

Предлагается метод выбора основных параметров управляющей ЦВМ для автоматизированной системы оперативного управления объединенной энергосистемой (ОЭС), реализуемый на базе современных агрегатных вычислительных систем. Определяется необходимая частота расчетов режима ОЭС путем анализа суточного графика нагрузки ОЭС с применением теоремы Котельникова. Дается метод определения номинального быстродействия и объема оперативной памяти ЦВМ, рассматриваются факторы, влияющие на выбор этих параметров. Приведена блок-схема программы для ЦВМ М-220 для выбора управляющей машины по предлагаемой методике. Табл. 1. Илл. 2. Библ. 2.

УДК 621.3.016.35:621.314.6

Управляемые электропередачи переменного тока повышенной пропускной способности

Веников В. А., Астахов Ю. Н.
и Постолатий В. М.

«Электричество», 1969, № 12

Рассматривается новый способ повышения пропускной способности электропередач переменного тока большой протяженности.

Показано, что пропускная способность двухцепных электропередач переменного тока может быть существенно увеличена за счет применения режима противофазы, сближения одноименных фаз цепей и применения малоинерционных автоматически управляемых в функции режима источников реактивной мощности, меняющих эквивалентные параметры передачи.

Дано математическое описание, приведены основные результаты теоретического и экспериментального исследований, показывающие, что пропускная способность ВЛ нового типа может достигать величины полуторакратной и более по сравнению с обычной линией. Илл. 4. Библ. 11.

УДК 621.316.72

Статический регулируемый источник реактивной мощности с вентильным управлением

Жуков Л. А., Карташев И. И.,
Панкратова Е. А., Рыжов Ю. П.,
Цовьянов А. Н.

«Электричество» 1969, № 12

Описан принцип действия статического управляемого источника реактивной мощности ИРМ, основным рабочим элементом которого является батарея конденсаторов. Быстродействующее и плавное регулирование реактивной мощности осуществляется с помощью управляемых вентилей. Рассматривается полная схема устройства, экспериментальное исследование ее на физической модели и математическое моделирование на АВМ. Приводятся характеристики режима ИРМ, полученные на физической модели, и результаты расчетов параметров режима ИРМ с помощью АВМ. Илл. 5. Библ. 5.

УДК 62—52:621.3.015.004.5

Расчет элементов схем контроля нескольких напряжений

Левинзон С. В., Безубов В. И.,
Алексеева З. И.

«Электричество», 1969, № 12

Описывается один из принципов построения схем контроля наличия нескольких напряжений. Рассматривается метод расчета параметров схемы. Илл. 2. Библ. 2.

УДК 621.3.016.351

О влиянии частоты на статическую устойчивость энергетической системы

Илиев С.

«Электричество», 1969, № 12

Приведены результаты исследования влияния частоты на статическую апериодическую устойчивость энергетической системы, содержащей n станций, питающих по радиальной схеме узлов нагрузки. Показано, что условия статической устойчивости системы не ограничивают предельных значений снижений частоты. Библ. 2.

УДК 621.3.048.83

Исследование перекрытия диэлектрических распорок в сжатых газах в системе коаксиальных цилиндров

Е. С. Майзель

«Электричество», 1969, № 12

Приводятся результаты исследования поверхностного перекрытия твердых диэлектрических распорок в сжатых газах (азоте, элегазе и их смеси) в системе коаксиальных цилиндров.

Рассматривается влияние на напряжение перекрытия рода газа, давления, материала и формы поверхности распорок и даются некоторые рекомендации относительно выбора изоляции для высоковольтных устройств типа малоемкостных кабельных перемычек. Илл. 5. Библ. 6.

УДК 621.3.013

Математическое описание электромеханических процессов в электрических машинах

Иванов-Смоленский А. В.

«Электричество», 1969, № 12

Рассматривается многополюсная вращающаяся электрическая машина с произвольным числом бесколлекторных и коллекторных обмоток с зубчатыми магнитными сердечниками, в пазах которых размещаются провода обмоток. Считается, что щетки произвольным образом расположены относительно коллектора и могут перемещаться с заданными скоростями. Не учитываются коммутационные явления и нелинейность магнитной системы.

Выводятся уравнения электромеханических процессов в такой машине, в которые входят полные индуктивности и взаимные индуктивности контуров обмоток и их производные. Намечается подход к определению параметров уравнений. Рассмотрен ряд примеров. Табл. 1. Илл. 5. Библ. 6.

УДК 621.313.13—181.4.001.24

К расчету механической характеристики гистерезисного электродвигателя, работающего при несимметричном питании

Музыка П. А., Музыка Ю. А.

«Электричество», 1969, № 12

В статье проведен анализ магнитных процессов в роторе гистерезисного электродвигателя при несимметричном питании путем построения пелетей распределения с учетом перематчивания по кривым возврата. Количественная обработка результатов велась на ЦВМ при дискретно заданных коэффициентах эллиптичности поля, скольжении и различной выпуклости петли гистерезиса материала ротора. Получены формулы для расчета индукции, напряженности поля и угла γ результирующего поля, которые позволяют рассчитать величину вращающего момента, двигателя в асинхронном режиме. Табл. 1. Илл. 5. Библ. 3.

УДК 62—523.2

О коммутации в регулируемом электродвигателе при изменении тока якоря

Анхимюк В. Л. и Ильин О. П.

«Электричество», 1969, № 12

В статье рассматривается влияние на коммутацию изменения тока якоря двигателя при различных скоростях вращения. Предложен метод расчета коммутации, позволяющий выявить влияние основных факторов, определяющих процесс (ток якоря, di/dt , скорость вращения и т. п.). Показано, что при уменьшении скорости вращения допустимое по условиям коммутации значение di/dt возрастает. Табл. 1. Илл. 3. Библ. 7.

УДК 621.3.018.782.3:621.3.014.7

Уравнения волновых процессов при замыканиях на землю в электрических машинах

Каганов З. Г.

«Электричество», 1969, № 12

В статье аналитически рассматривается волновой процесс при замыканиях на землю обмотки переменного тока электрической машины. Описываются случаи изолированного, заземленного наглухо и через сопротивление конца обмотки. На рисунке дано сопоставление значений напряжения для случая изолированной нейтрали с опытными. Табл. 1. Илл. 1. Библ. 3.

УДК 621.314.26:621.314.632

Токовые нагрузки элементов силовой цепи преобразователей частоты с непосредственной связью

Жемеров Г. Г.

«Электричество», 1969, № 12

Анализируются условия возникновения неравномерной нагрузки элементов силовой цепи преобразователей частоты с непосредственной связью, выявлено влияние параметров и формы напряжения управления на степень неравномерности загрузки элементов; приведены кривые максимальных значений коэффициентов загрузки, рассчитанные на ЦВМ. Илл. 6. Библ. 2.

УДК 62—523.2

Параметрический резонанс в электроприводах механизмов поворота экскаватора

Ключев В. И.

«Электричество», 1969, № 12

Рассмотрены вопросы колебаний электромеханических систем поворота экскаватора и произведен с помощью амплитудно-частотных характеристик анализ причин этих колебаний. Полученные при этом результаты подтверждаются данными испытаний электропривода механизма поворота экскаватора ЭШ-15/90А. Илл. 6. Библ. 4.

УДК 62—523.8

Системы управления импульсными регуляторами на диодных переключающих и логических элементах и их сравнение

Сидоров Н. Н., Некрасов В. П.,
Левитский Б. Ю., Якушев А. Я.

«Электричество», 1969, № 12

Сравниваются системы управления тиристорными регуляторами, выполненные на диодных переключающих и логических элементах. Системы на переключающих диодах содержат в 1,2—2 раза меньше элементов, работают с коэффициентом нагрузки, меньшим 0,1, продолжительность их безотказной работы в 1,9—2,4 раза больше, чем в системах с логическими элементами ЭТ. Илл. 4.

УДК 62—523.2

О системе синфазного вращения с релейным управлением по углу рассогласования

Попов А. К.

«Электричество», 1969, № 12

Рассматривается следящая система, в которой скорость изменения задающего угла достаточно велика и изменяется слабо, так что ввести в систему управление по скорости практически невозможно. Показано, что при управлении только по углу рассогласования можно легко выделить область значений параметров управления, при которых система входит в синхронизм при большом угле рассогласования. Показано также, что введение в управляющее устройство реле времени обеспечивает хорошее затухание переходного процесса при малом угле рассогласования. Илл. 5. Библ. 2.

УДК 621.314.5:621.3.018.3

Гармонический анализ выпрямленного напряжения вентильных преобразователей с учетом переходных процессов, сопровождающих коммутацию вентилей

Крайчик Ю. С., Воронина Ж. И.

«Электричество», 1969, № 12

Приводится гармонический анализ реальной кривой выпрямленного напряжения высоковольтных преобразователей, учитывающий искажения, вызванные демпфирующими и делительными устройствами, а также собственными паразитными емкостями оборудования. Статья иллюстрируется примером расчета потерь в изоляции от высших гармоник напряжения. Табл. 2. Илл. 2. Библ. 4.

УДК 62—523

Схемы с синхронным переключателем для подавления «квадратурной» составляющей напряжения

Гостев В. И.

«Электричество», 1969, № 12

Описаны схемы подавления «квадратурной» составляющей напряжением с синхронными переключателями для следящих систем переменного тока, в которых квадратурная помеха может значительно превышать полезный сигнал. Схемы обладают коэффициентом передачи, близким к единице, постоянной времени, не превышающей одного периода несущей частоты, и полностью подавляют квадратурную составляющую. Даны формулы, необходимые для расчета схем, и приведен пример расчета. Представлены результаты экспериментального исследования рассчитанной схемы подавления. Илл. 3. Библ. 5.

УДК 621.3.012.8.001.24

Расчет неоднородных нелинейных цепочных схем на основе эквивалентной замены их линиями с нелинейными распределенными параметрами

Файнштейн Э. Г., Толмачев С. Т.

«Электричество», 1969, № 1

Для нелинейных неактивных цепей с цепочной структурой предлагается метод расчета, основанный на идее замены системы нелинейных алгебраических уравнений цепи приближающим обыкновенным дифференциальным уравнением. При этом расчет цепи сводится к решению краевой задачи.

Применение метода для многозвенных схем позволяет уменьшить трудоемкость решения, использовать аналитические методы при анализе и синтезе цепи.

Метод рекомендуется для расчетов вентиляционных, гидравлических и т. п. цепей указанной структуры. Илл. 3. Библ. 4.

УДК 621.3.013.8:621.3.016.351

Режим генераторов с недо возбуждением при определенном коэффициенте запаса статической устойчивости

Константинов Б. Л.

«Электричество», 1969, № 12

Излагается методика расчета режима работы генераторов с недо возбуждением при заданном коэффициенте запаса статической устойчивости.

Выводы даются для генератора без учета активных сопротивлений и влияния АРВ.

Экспериментальные результаты показали удовлетворительное совпадение с приведенной методикой. Илл. 3. Библ. 3.

УДК 621.316.542.064.241.027.3—523.8

Световая система управления высоковольтными воздушными выключателями

Адоньев Н. М., Афанасьев В. В.,
Карпенко Л. Н.

«Электричество», 1969, № 12

Приводится принципиальная схема световой системы управления высоковольтными воздушными выключателями. Система может применяться при любых классах напряжения линии электропередачи, имеет малое время срабатывания и рассчитана на работу в широком интервале температур окружающей среды.

Питание приемной части системы управления осуществляется от автономных источников питания, энергии которых хватает на работу в течение не менее одного года. Питание передающего устройства производится от сети постоянного тока. Илл. 4. Библ. 3.

УДК 621.316.11.001.24

Об оптимизации городских распределительных сетей 6—10 кВ

Егизарян Л. В.

«Электричество», 1969, № 12

Применение универсальной сеточной модели УСМ-1 для определения токораспределения в сложных замкнутых линейных сетях оказывается весьма эффективным.

После расчета с помощью УСМ-1 узловых напряжений в условной схеме городской сети предлагаются дальнейшие расчеты по определению рекомендуемых для эксплуатации оптимальных схем производить на ЦВМ. Описываются способ представления информации в памяти ЦВМ и предлагаемые алгоритмы выбора независимых контуров, выполнения в них разрезов, подсчета потерь активной мощности в электрических сетях. Илл. 2. Библ. 3.

УДК 621.319.332:621.3.014.2

Снижение энергии коммутационных разрядов в электростатических генераторах с проводящими транспортерами

А. М. Купцов, В. М. Федякин

«Электричество», 1969, № 12

Предлагается с целью улучшения коммутации включать в цепь щетка—индуктор балластное сопротивление, что подтверждается результатами экспериментальной проверки. Оценка эффективности этого предложения проводится на основании осциллограмм тока в разрядной цепи и на основании измерения размеров щеток.

Анализ приведенных результатов позволяет сделать вывод о перспективности улучшения условий коммутации данного вида электростатических генераторов с помощью балластных сопротивлений. Илл. 1. Библ. 7.

СОДЕРЖАНИЕ

А. П. Чмутов — Оптимальное размещение источника питания электроэнергией	1	образователей с учетом переходных процессов, сопровождающих коммутацию вентилей	55
М. А. Артибилов и В. В. Грачев — О выборе некоторых параметров ЦВМ для оперативного управления энергообъединением	5	В. И. Гостев — Схемы с синхронным переключателем для подавления квадратурной составляющей напряжения	57
В. А. Веников, Ю. Н. Астахов и В. М. Постолатий — Управляемые электропередачи переменного тока повышенной пропускной способности	7	ИЗ ОПЫТА РАБОТЫ	
Л. А. Жуков, И. И. Карташев, Е. А. Панкратова, Ю. П. Рыжов и А. Н. Цовьянов — Статический регулируемый источник реактивной мощности с вентильным управлением	11	Э. Г. Файнштейн и С. Т. Толмачев — Расчет неоднородных нелинейных цепочных схем на основе эквивалентной замены их линиями с нелинейными распределенными параметрами	61
С. В. Левинзон, В. И. Беззубов, З. И. Алексеева — Расчет элементов схем контроля нескольких напряжений	14	Б. Л. Константинов — Режим генераторов с недо возбуждением при определенном коэффициенте запаса статической устойчивости	64
Стефан Илиев — О влиянии частоты на статическую устойчивость энергетической системы	17	Н. М. Адоньев, В. В. Афанасьев и Л. Н. Карпенко — Световая система управления высоковольтными воздушными выключателями	67
Е. С. Майзель — Исследование перекрытия диэлектрических расщепов в сжатых газах в системе коаксиальных цилиндров		Л. В. Егиазарян — Об оптимизации городских распределительных сетей 6—10 кВ	71
А. В. Иванов-Смоленский — Математическое описание электромеханических процессов в электрических машинах		СООБЩЕНИЯ	
Н. А. Музыка и Ю. А. Музыка — К расчету механической характеристики гистерезисного электродвигателя, работающего при несимметричном питании	19	А. М. Купцов и В. М. Федякин — Снижение энергии коммутационных разрядов в электростатических генераторах с проводящими транспортерами	74
В. Л. Анхимюк и О. П. Ильин — О коммутации в регулируемом электродвигателе при изменении тока якоря	23	ЗАМЕТКИ И ПИСЬМА	
З. Г. Каганов — Уравнения волновых процессов при замыканиях на землю в электрических машинах	28	К вопросу о перенапряжениях в блоках генератор—трансформатор	75
Г. Г. Жемеров — Токовые нагрузки элементов силовой цепи преобразователей частоты с непосредственной связью	32	ДИСКУССИИ	
В. И. Ключев — Параметрический резонанс в электроприводах механизмов поворота экскаваторов	34	О целесообразности применения управляемых предохранителей	76
Н. Н. Сидоров, В. И. Некрасов, Б. Ю. Левитский и А. Я. Якушев — Сравнение систем управления импульсными регуляторами на диодных переключающих и логических элементах	38	ХРОНИКА	
А. К. Попов — О системе синфазного вращения с релейным управлением по углу рассогласования	43	Научно-техническое совещание «Современные проблемы оптимального электроснабжения»	77
Ю. С. Крайчик и Ж. И. Воронина — Гармонический анализ выпрямленного напряжения вентильных преобразователей с учетом переходных процессов, сопровождающих коммутацию вентилей	43	Профессор Михаил Григорьевич Чиликин	79
		Борис Львович Розинг	80
		Профессор Х. Ф. Фазылов	80
		<u>В. А. Шубенко</u>	81
		БИБЛИОГРАФИЯ	
	48	Рецензия на книги Е. М. Лопухиной и Г. С. Сомихиной	82
	51	Указатель материалов, помещенных в журнале «Электричество» в 1969 г.	83
		Алфавитный указатель	89
		Новые книги издательства «Энергия»	91

CONTENTS

Finding Optimum Locations for Power Supply Sources — A. P. Chmutov	1	tors Using Diode Switching and Logic Elements — N. N. Sidorov, V. I. Nekrasov, B. U. Levitski, A. J. Yakushev	48
Selecting Certain Parameters of Digital Computers for On-line Control of a Power Pool System — M. A. Artibilov, V. V. Grachev	5	A System for Synchronous Rotation with Relay Control Responding to the Deviation Angle — A. K. Popov	51
Controlled A. C. Transmission Systems of Extra-high Transfer Capacity — V. A. Venikov, U. N. Astakhov, V. M. Postalaty	7	Harmonic Analysis of the Rectified Voltage on Electronic Converters with Account Taken of Valve Commutation Transients — U. S. Kraichik, J. I. Voronina	55
A Regulated Static Reactive Power Source with Electronic Control — L. A. Djukov, I. I. Kartashev, E. A. Pankratova, U. P. Ridjov, A. N. Tsovanov	11	Circuits with a Synchronous Switch for Suppressing the Quadrature Component of the Voltage — V. I. Gostiev	57
Design of Elements for Multi-voltage Monitoring Circuits — S. V. Levinson, V. I. Bezzubov, Z. I. Alekseyeva	14	FROM OPERATING EXPERIENCE	
How Frequency Influences Steady-state Stability of a Power System — Stephan Iliev	17	Calculation of Unhomogenous Non-linear Ladder Networks Based on Equivalent Them by Lines Having Non-linear Distributed Contrants — E. G. Feinstein, S. T. Tolmachev	61
A Study of Flashovers Across Dielectric Spacers in Compressed Gases of a Coaxial Cylinder System — E. S. Maisel	19	The Performance of Underexcited Generators Having a Certain Steady state Stability Margin B. L. Konstantinov	64
A Mathematical Description of Electromechanical Processes in Electrical Machines — A. V. Ivanov-Smolenski	23	A Photo Control System for High Voltage Air Blast Breakers — N. M. Adoniev, V. V. Afanasiev, L. N. Karpenko	67
Calculating the Mechanical Characteristics of an Unsymmetrically Fed Hysteresis Motor — N. A. Musica, U. A. Musica	28	On Optimization of 6—10 kV Urban Distribution Networks — L. V. Egiazarian	71
Commutation in a Controlled Motor for Variable Armature Current — V. L. Anhimyuk, O. P. Ilyin	32	REPORTS	
The Wave Propagation Equations for Ground Faults in Electrical Machines — Z. G. Kaganov	34	Reducing the Energy of Switching Discharges in Electrostatic Generators with Conducting Conveyers — A. M. Kuptsov, V. M. Fediakin	74
Current Loads on Power Circuit Elements of Frequency Converters with Direct Coupling — G. G. Djemerov	38	NOTES AND LETTERS	
Parametric Resonance in Motor Drives of the Mechanisms for Turning Excavators — V. I. Kliuchev	43	CHRONICLE	
A Comparison of Control Systems with Impulse Regula-		BIBLIOGRAPHY	

НАКОПЛЕННЫЙ ОПЫТ НА СЛУЖБЕ ПОТРЕБИТЕЛЯ —



это предприятие ФЕМ из ГДР. Известная во всем мире программа проектирования, изготовления и монтажа электрических установок. Экономичность, производительность и надежность в эксплуатации — атрибуты конденсаторных установок низкого напряжения. Вы хотите снизить эксплуатационные затраты? Регулируйте расход энергии на Вашем предприятии! Вы сэкономите энергию применением конденсаторных установок низкого напряжения ФЕМ мощностью 140—960 *квар.*

Конденсаторные установки ФЕМ имеют следующие преимущества:

Хорошо продуманная конструкция деталей. Отсутствие потерь энергии на нагрев. Снижение расхода энергии и эксплуатационных затрат. Минимальная потребность в площади. Разгрузка трансформаторов и подводящих кабелей. Малая потребность в обслуживании и долговечность.

ФЕМ из ГДР ставит свой опыт Вам на службу.

ЭКСПОРТЕР:

Германская Демократическая Республика
Торговое представительство ГДР в СССР, отделение электротехники и электроники.
Москва, ул. Димитрова, 31.

В/О «Внешторгреклама»

Запросы на проспекты и их копии направляйте:
Москва, К-31, Кузнецкий мост, 12. Отдел промышленных каталогов ГПНТБ СССР, тел. 220-73-51.

Elektrotechnik
EXPORT-IMPORT
VOLKSEIGENER AUSSENHANDELSBETRIEB DER
DEUTSCHEN DEMOKRATISCHEN REPUBLIK
DDR 104 BERLIN CHAUSSEESTRASSE 111/117



**ELEKTRO
ANLAGEN
DER DDR**

ОТКРЫТА ПОДПИСКА

на журналы издательства «ЭНЕРГИЯ» на 1970 г.

«ЭЛЕКТРИЧЕСТВО»

Научно-технический журнал
Орган Академии наук СССР,
Государственного комитета
Совета Министров СССР
по науке и технике
и Центрального правления
Научно-технического общества
энергетики и электротехнической
промышленности

Год издания 90-й 12 номеров в год

Подписная цена:

на год — 9 р. 60 к.

на 6 мес. — 4 р. 80 к.

Цена одного номера 80 коп.

«ТЕПЛОЭНЕРГЕТИКА»

Научно-технический журнал
Орган Академии наук СССР,
Государственного комитета
Совета Министров СССР
по науке и технике
и Центрального правления
Научно-технического общества
энергетики и электротехнической
промышленности

Год издания 17-й 12 номеров в год

Подписная цена:

на год — 9 р. 60 к.

на 6 мес. — 4 р. 80 к.

Цена одного номера 80 коп.

«ЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ СТАНЦИИ»

Производственно-технический журнал Орган
Министерства энергетики и электрификации
СССР и Центрального правления
Научно-технического общества
энергетики и электротехнической
промышленности

Год издания 41-й 12 номеров в год

Подписная цена:

на год — 9 р. 60 к.

на 6 мес. — 4 р. 80 к.

Цена одного номера 80 коп.

«СВЕТОТЕХНИКА»

Научно-технический и производственный
журнал Орган Министерства
электротехнической промышленности СССР
и Центрального правления
Научно-технического общества
энергетики и электротехнической
промышленности

Год издания 16-й 12 номеров в год

Подписная цена:

на год — 3 р. 60 к.

на 6 мес. — 1 р. 80 к.

Цена одного номера 30 коп.

«ЭНЕРГЕТИК»

Производственно-массовый журнал
Министерства энергетики и электрификации
СССР и Центрального комитета профсоюза
рабочих электростанций
и электротехнической промышленности

Год издания 19-й 12 номеров в год

Подписная цена:

на год — 2 р. 40 к.

на 6 мес. — 1 р. 20 к.

Цена одного номера 20 коп.

«ЭЛЕКТРОТЕХНИКА»

Научно-технический журнал Министерства
электротехнической промышленности СССР
и Центрального правления
Научно-технического общества
энергетики и электротехнической
промышленности

Год издания 41-й 12 номеров в год

Подписная цена:

на год — 8 р. 40 к.

на 6 мес. — 4 р. 20 к.

Цена одного номера 70 коп.

«ЭНЕРГОХОЗЯЙСТВО ЗА РУБЕЖОМ»

(Приложение к журналу
«Электрические станции»)

Производственно-технический журнал
Орган Министерства энергетики
и электрификации СССР и Центрального
правления Научно-технического общества
энергетики и электротехнической
промышленности

Год издания 15-й 6 номеров в год

Подписная цена:

на год — 2 р. 40 к.

на 6 мес. — 1 р. 20 к.

Цена одного номера 40 коп.

«ПРОМЫШЛЕННАЯ ЭНЕРГЕТИКА»

Производственно-технический журнал Орган
Министерства энергетики и электрификации
СССР и Центрального правления
Научно-технического общества
энергетики и электротехнической
промышленности

Год издания 25-й 12 номеров в год

Подписная цена:

на год — 4 р. 80 к.

на 6 мес. — 2 р. 40 к.

Цена одного номера 40 коп.

«ГИДРОТЕХНИЧЕСКОЕ СТРОИТЕЛЬСТВО»

Научно-технический и производственный
журнал Министерства энергетики
и электрификации СССР и Центрального
правления Научно-технического общества
энергетики и электротехнической
промышленности

Год издания 40-й 12 номеров в год

Подписная цена:

на год — 7 р. 20 к.

на 6 мес. — 3 р. 60 к.

Цена одного номера 60 коп.

ПРОИЗВЕСТИ ПОДПИСКУ НА ЖУРНАЛЫ МОЖНО У ОБЩЕСТВЕННЫХ РАСПРОСТРАНИТЕЛЕЙ ПЕЧАТИ В ПУНКТАХ ПОДПИСКИ «СОЮЗПЕЧАТЬ» ПО МЕСТУ РАБОТЫ И УЧЕБЫ, В АГЕНТСТВАХ СОЮЗПЕЧАТИ, А ТАКЖЕ НА ЛЮБОМ ПОЧТАМ И В ОТДЕЛЕНИИ СВЯЗИ.