

УДК 621.315.1

Воздушные линии электропередачи повышенной пропускной способности

АЛЕКСАНДРОВ Г. Н., доктор техн. наук
Ленинградский политехнический институт

Интенсивное развитие строительства сетей в СССР определяет актуальность задачи повышения пропускной способности электропередач, улучшения их технико-экономических показателей. За последнее время предложено несколько способов повышения пропускной способности электропередач переменного тока — сближение проводов двух цепей линии [Л. 1—3], сближение проводов соседних фаз одной цепи [Л. 4 и 5], увеличение радиуса расщепления проводов [Л. 6]. Однако все эти способы обеспечивают увеличение пропускной способности линий не более чем в полтора раза, подтверждая широко распространенное мнение об ограниченности пропускной способности электропередач. Выполненные в течение 1979 г. лабораторией сверхвысоких напряжений ЛПИ и институтом «Энергосетьпроект» исследования и разработки показали, что это мнение ошибочно и основано на устаревших представлениях о возможных конструкциях проводов и их взаимного расположения.

Общим условием экономичности ВЛ является условие эффективного использования проводов. Количественным критерием такой эффективности является передача энергии при экономической плотности тока. С другой стороны, по условию ограничения коронного разряда напряженность поля на поверхности проводов не должна превышать допустимую $E_{\text{доп}}$, зависящую от радиуса провода.

Для линий электропередачи переменного тока ток и заряд на проводе оказываются однозначно связанными. В режиме передачи натуральной мощности [Л. 7]

$$I_n = qv_b = U_{\phi} C v_b, \quad (1)$$

где v_b — скорость распространения электромагнитной волны; C — рабочая емкость линии; q — заряд на единицу длины расщепленного провода.

Поскольку режим передачи натуральной мощности или близкий к нему наиболее экономичен для ВЛ переменного тока, за основу дальнейшего анализа условий работы проводов ВЛ примем соотношение (1). Однако для случая $P \neq P_n$ все последующие формулы могут быть легко преобразованы исходя из соотношения

$$I = I_n \frac{P}{P_n}. \quad (2)$$

Допустимый заряд на проводе, исходя из условий максимального использования поверхности проводов,

$$q_{\text{доп}} = \frac{2\pi\epsilon_0 n r_0 E_{\text{доп}}}{k_n}, \quad (3)$$

где k_n — коэффициент неравномерности распределения напряженности поля по поверхности проводов, $k_n = k_{n1} k_{n2}$, k_{n1} — коэффициент неравномерности распределения заряда по составляющим расщепленного провода, равный отношению максимального заряда к среднему, k_{n2} — коэффициент неравномерности распределения напряженности поля по поверхности провода с максимальным зарядом, равный отношению максимальной напряженности к средней для данного провода.

Следовательно, исходя из (1) и (3), допустимый ток линии

$$I_n = \frac{2\pi\epsilon_0 v_b n r_0 E_{\text{доп}}}{k_n} \quad (4)$$

и волновое сопротивление линии

$$Z_b = \frac{U_{\phi}}{I_n} = \frac{k_n U_{\phi}}{2\pi\epsilon_0 v_b n r_0 E_{\text{доп}}} \approx \frac{60 k_n U_{\phi}}{n r_0 E_{\text{доп}}}. \quad (5)$$

Таким образом, ток линии пропорционален числу и радиусу составляющих в фазе, а волновое со-

противление линии — обратно пропорционально произведению nr_0 . Соответственно обратно пропорционально произведению nr_0 и индуктивное сопротивление линии (отнесенное к единице ее длины)

$$x = \omega L = \frac{\omega}{v_b} Z_b, \quad (6)$$

где L — индуктивность единицы длины линии; ω — угловая частота; v_b — скорость распространения электромагнитной волны.

При неизменном радиусе составляющих r_0 индуктивное сопротивление уменьшается обратно пропорционально числу составляющих в фазе n , как и активное сопротивление проводов

$$r = \frac{\rho}{\pi \kappa_3 n r_0^2}, \quad (7)$$

где ρ — удельное сопротивление проводов; κ_3 — коэффициент заполнения сечения провода активным материалом.

Как указывалось, для эффективного использования проводов плотность тока должна соответствовать зоне экономичных ее значений. Так как сечение расщепленного провода $Q = n \pi r_0^2 \kappa_3$,

$$j = \frac{I_n}{Q} = \frac{2\epsilon_0 v_b E_{\text{доп}}}{k_n r_0 \kappa_3} \approx \frac{E_{\text{доп}}}{60 \pi k_n r_0 \kappa_3}. \quad (8)$$

Поскольку $E_{\text{доп}}$ — функция радиуса провода r_0 , диапазон возможных значений радиуса проводов оказывается ограниченным. Например, при $k_n = 1,2$, $\kappa_3 = 0,61$ – $0,67$, $j = 0,8$ – $1,2$ А/мм² выбор радиуса проводов ограничен пределами $0,9 \leq r_0 \leq 1,35$ см, что соответствует площади сечения проводов от 185 до 400 мм². В частности, при $j = 1$ А/мм², $\kappa_3 = 0,61$, $r_0 = 1,11$ см, что ближе всего соответствует проводу АС–240/56 с $r_0 = 1,12$ см, для которого $E_{\text{доп}} = 20,1$ кВ/см.

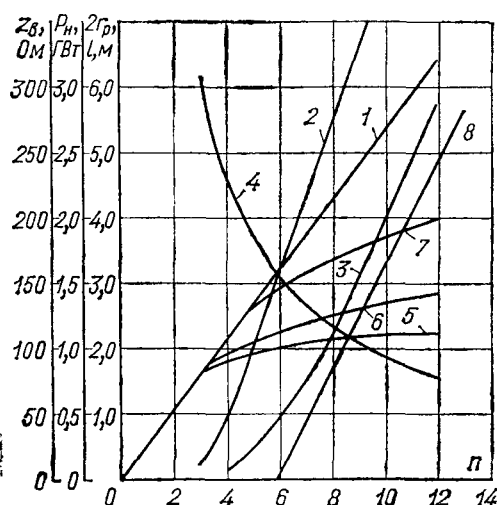


Рис. 1. Зависимости от числа составляющих в фазе ВЛ 500 кВ с проводами АС–240/56:

1 — предельной натуральной мощности; 2 — диаметра расщепления провода при $D=12$ м и $H_3=12$ м; 3 — то же, при $D=2r_p+3$ м; 4 — волнового сопротивления линии с предельной пропускной способностью; 5 — натуральной мощности при $r_p=0,25$ м, $D=12$ м; 6 — то же, при $d=0,4$ м, $D=12$ м; 7 — то же, при $D=2r_p+3$ м; 8 — длины поперечного сечения плоской фазы при $S=3$ м.

Формулы (4) и (5) позволяют получить выражение для натуральной мощности линии

$$P_n = 3U_\phi I = \frac{3U_\phi^2}{Z_b} = \frac{6\pi\epsilon_0 v_b n r_0 E_{\text{доп}} U_\phi}{k_n} \approx \frac{n r_0 E_{\text{доп}} U_\phi}{20 k_n}. \quad (9)$$

Отсюда следует, что при условии максимального использования поверхности и сечения проводов натуральная мощность пропорциональна числу составляющих в фазе n , а удельная натуральная мощность (на один провод) не зависит от числа составляющих в фазе:

$$p_n = \frac{P_n}{n} = \frac{r_0 E_{\text{доп}} U_\phi}{20 k_n}. \quad (10)$$

Этот вывод противоречит обычным представлениям о пропускной способности ВЛ переменного тока. Действительно, если увеличивать число составляющих в фазе при неизменном радиусе расщепления r_p , либо при неизменном расстоянии между соседними составляющими d , то натуральная мощность линий увеличивается не пропорционально увеличению числа составляющих (рис. 1). Резкое отклонение от пропорциональной зависимости обусловлено тем, что рабочая емкость фазы увеличивается не пропорционально числу составляющих и соответственно заряд на проводе при увеличении n все больше отклоняется от допустимого значения в меньшую сторону. Это следует, например, из формулы для рабочей емкости линии с горизонтальным расположением проводов:

$$C = \frac{2\pi\epsilon_0}{\ln \frac{3\sqrt{2}D}{r_p \sqrt{\frac{n}{r_p} \frac{nr_0}{r_p}} \sqrt{1 + \left(\frac{D}{2H_3}\right)^2}} \sqrt{1 + \left(\frac{D}{H_3}\right)^2}}, \quad (11)$$

где D — расстояние между осями проводов соседних фаз; H_3 — эквивалентная высота подвески проводов.

Для того чтобы удерживать заряд на уровне допустимого при увеличении числа составляющих в фазе, необходимо увеличивать радиус расщепления быстрее, чем это происходит при заданном расстоянии между соседними составляющими.

Эта зависимость может быть получена из формулы (3) и (11):

$$C_{\text{доп}} = \frac{q_{\text{доп}}}{U_\phi} = \frac{2\pi\epsilon_0 n r_0 E_{\text{доп}}}{k_n U_\phi} = \frac{2\pi\epsilon_0}{\ln \frac{3\sqrt{2}D}{r_p \sqrt{\frac{n}{r_p} \frac{nr_0}{r_p}} \sqrt{1 + \left(\frac{D}{2H_3}\right)^2}} \sqrt{1 + \left(\frac{D}{H_3}\right)^2}}, \quad (12)$$

откуда

$$r_p = \left[\frac{3\sqrt{2}D}{\sqrt{nr_0} \sqrt{1 + \left(\frac{D}{2H_3}\right)^2}} \sqrt{1 + \left(\frac{D}{H_3}\right)^2} \right] \times$$

$$\times e^{-\frac{k_n U_{\phi}}{n r_0 E_{\text{доп}}}} \left] \frac{n}{n-1} \right. \quad (13)$$

На рис. 1 приведена вычисленная по (13) зависимость $2r_p = f(n)$ для ВЛ 500 кВ при $D=12$ м, $H_0=12$ м, $r_0=1,12$ см (провод АС—240/56). Данные рис. 1 не подтверждают широко распространенного мнения об ограниченности пропускной способности воздушных линий переменного тока. Увеличивая радиус расщепления проводов при увеличении числа составляющих в фазе, можно обеспечить произвольное увеличение пропускной способности электропередачи пропорционально числу составляющих в фазе. Например, при числе составляющих в фазе $n=10$ ВЛ 500 кВ и радиусе расщепления $r_p=4$ м натуральная мощность линии втрое больше, чем у традиционных ВЛ 500 кВ (2,7 ГВт).

Формула (9) показывает, что эффективность использования проводов может быть существенно увеличена при увеличении рабочего напряжения электропередачи (рис. 2). Причем радиус расщепления, необходимый для обеспечения эффективного использования заданного числа составляющих проводов в фазе, при увеличении рабочего напряжения электропередачи уменьшается (рис. 3).

Таким образом, можно утверждать, что натуральная мощность линий переменного тока согласно формуле (9) реализуема и в принципе неограничена. Однако при существенном увеличении радиуса расщепления проводов усложняется арматура крепления проводов к гирляндам. Кроме того, при увеличении радиуса расщепления увеличиваются габариты (высота и ширина) линий, а также увеличивается напряженность поля под проводами линий почти пропорционально числу составляющих в фазе.

В связи с этим целесообразно рассмотреть другие возможные пути реализации соотношения (9), принимаемого в качестве исходного для конструирования ВЛ переменного тока с тем, чтобы обеспечить наиболее экономичное решение задачи эффективного использования проводов ВЛ при увеличении их числа в фазе.

Одним из путей решения этой проблемы является сближение проводов фаз до минимального расстояния, определяемого электрической прочностью воздушного промежутка между параллельными проводами. Например, при уровне ограничения межфазных перенапряжений 1,8 по данным [Л. 8] минимальное изоляционное расстояние ВЛ 500 кВ $S \approx 3$ м. При фиксированном изоляционном расстоянии S расстояние между осями расщепленных проводов увеличивается при увеличении радиуса расщепления $D=S+2r_p$. Для этого случая на рис. 1 приведена зависимость натуральной мощности от числа составляющих в фазе при $d=40$ см, а также зависимость от n необходимого радиуса расщепления для обеспечения эффективного использования проводов (для передачи предельной мощности). Как видно, при $S=3$ м натуральные мощности линии при $d=40$ см ближе к предельной. Необходимое же для достижения предельной на-

Рис. 2. Зависимости предельной натуральной мощности ВЛ с проводом АС—240/56 (1—4) и с проводами АС—400/51 (1'—4') от числа составляющих в фазе.
1 — ВЛ 500 кВ; 2 — ВЛ 750 кВ; 3 — ВЛ 1150 кВ; 4 — ВЛ 1800 кВ.

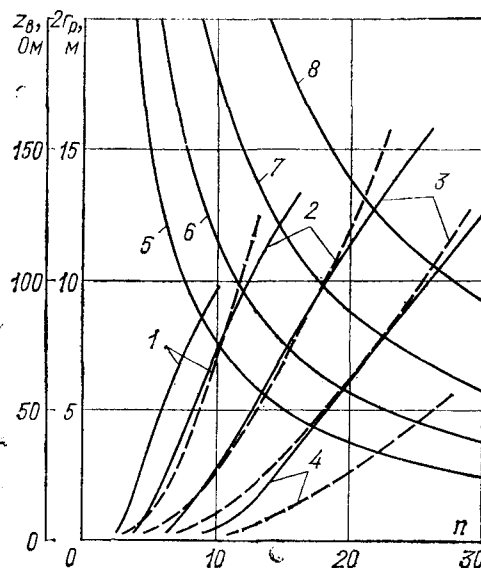
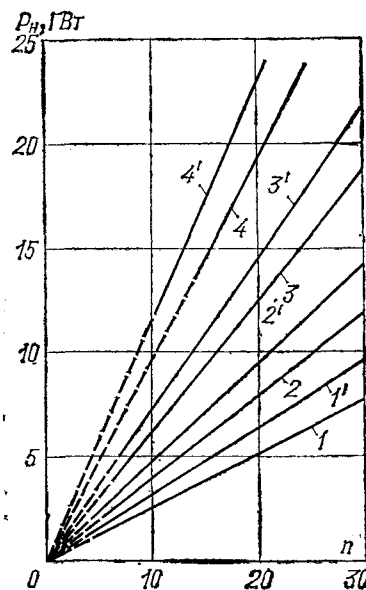


Рис. 3. Зависимости от числа составляющих в фазе диаметра расщепления (1—4) и волнового сопротивления (5—8) ВЛ традиционного исполнения с проводами АС—400/51 с предельной натуральной мощностью.

1, 5 — ВЛ 500 кВ, $D=12$ м; 2, 6 — ВЛ 750 кВ, $D=17,5$ м; 3, 7 — ВЛ 1150 кВ, $D=23$ м; 4, 8 — ВЛ 1800 кВ, $D=30$ м. Штриховые линии — при $S=3$ м (1); 4, 5 м (2); 7 м (3); 9 м (4).

туральной мощности значение r_p в этом случае значительно меньше, чем при $D=12$ м.

На рис. 3 приведены аналогичные зависимости для ВЛ 500—1800 кВ (штриховые линии) при изоляционных расстояниях S , указанных в таблице, где сопоставлены размеры ВЛ при расположении проводов АС—400/51 по окружностям с расстоянием между осями фаз $D=S+2r_p$ (а) и компактных ВЛ плоского типа при расстоянии между ближайшими проводами соседних фаз S (б). Во всех случаях сближение фаз приводит к существенному уменьшению необходимого диаметра расщепления. Однако и в этом случае при увеличении числа составляющих в фазе эффективность использования объема, занимаемого электропередачей, быстро

снижается, поскольку необходимые расстояния между соседними проводами в фазе d быстро увеличиваются.

$U_{\text{ном}}, \text{кВ}$		500		750		1150		1800	
$S, \text{м}$		3		4,5		7		9	
n		4	8	6	12	9	18	14	28
$P_{\text{н}}, \text{ГВт}$		1,28	2,57	2,89	5,78	6,64	13,3	16,2	32,3
а	$2r_p, \text{м}$	1,66	4,00	0,50	4,20	0,70	5,10	0,96	4,60
	$D, \text{м}$	4,66	7,00	5,00	8,70	7,70	12,10	9,96	13,60
	$2\pi r_p, \text{м}$	5,22	12,56	1,57	13,19	2,19	16,02	3,02	14,45
	$d, \text{м}$	1,17	1,53	0,25	1,08	0,24	0,88	0,21	0,51
б	$l, \text{м}$		3,20		4,80		7,20		9,00
	$d, \text{м}$		0,40		0,40		0,40		0,32

Такое быстрое увеличение d и соответственно радиуса расщепления необходимо для сохранения неизменным заряда на составляющих, определяющего удельную емкость составляющего, отнесенную к одному составляющему. Действительно, согласно (3)

$$C_0 = \frac{C}{n} = \frac{q}{nU_{\phi}} = \frac{2\pi\epsilon_0 E_{\text{доп}} r_0}{k_n U_{\phi}} \quad (14)$$

не должна зависеть от числа составляющих в фазе. При увеличении числа составляющих увеличивается их взаимное электростатическое влияние. Для его ослабления необходимо существенно увеличить расстояние между составляющими, что приводит к ухудшению использования объема, занимаемого линией электропередачи. Однако при увеличении рабочего напряжения допустимая величина заряда достигается при меньшей удельной емкости. Поэтому при том же числе составляющих необходимый радиус расщепления уменьшается.

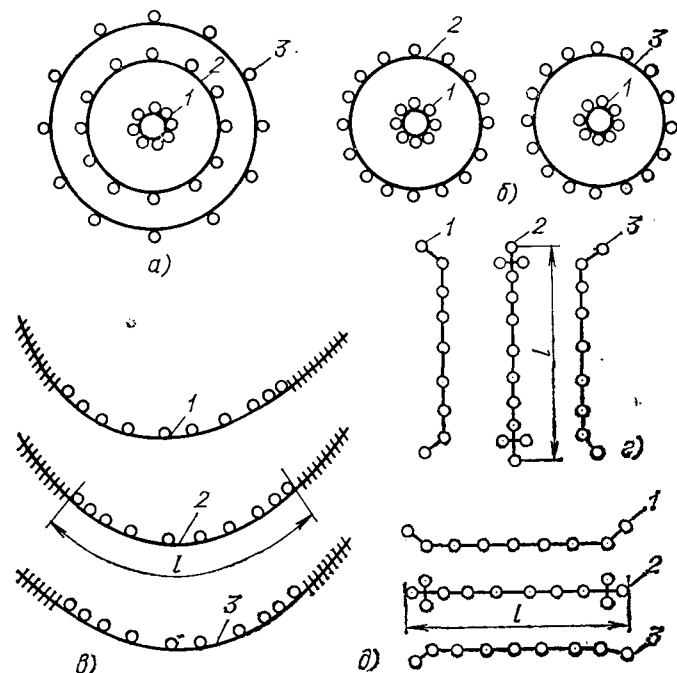


Рис. 4. Варианты расположения проводов компактных линий электропередачи.

а — коаксиальное; б — двойное коаксиальное; в — параболическое; г — плоское вертикальное; д — плоское горизонтальное.

Из выражения (14) следует, что только для ВЛ 220 кВ при радиусах проводов 1,12 и 1,36 см удельная рабочая емкость фазы соответствует рабочей емкости линии с одиночным проводом традиционного исполнения (8—9 пФ/м). Для линий более низкого напряжения она значительно больше и не может быть реализована при традиционной их конструкции (например, для ВЛ 110 кВ $C_0 = 17,5$ и 19,6 пФ/м соответственно). Для ВЛ более высоких классов напряжения, напротив, она значительно меньше, чем на линиях с одиночным проводом ($C_0 = 2,57$ и 2,87 пФ/м для ВЛ 750 кВ). Поэтому такая емкость может быть реализована только в пучке расщепленного провода.

Сохранить неизменной удельную емкость составляющих (14) при увеличении числа составляющих для ВЛ заданного класса напряжения можно при расположении каждой пары составляющих соседних фаз на минимальном расстоянии друг от друга S , определяемом электрической прочностью межфазного воздушного промежутка. На рис. 4 приведено несколько возможных вариантов конструкций воздушных линий с таким расположением проводов.

Расчеты показали, что средняя рабочая емкость линий с разомкнутой фазой (рис. 4, в, г, д) в основном зависит от отношения средней длины поперечного сечения фазы l (см. рис. 4) к изоляционному расстоянию S ($l/S \geq 0,25$):

$$C \approx 1,95\epsilon_0 (l/S + 0,9). \quad (15)$$

Определяя допустимую рабочую емкость через допустимый заряд аналогично (12), получаем:

$$1,95\epsilon_0 \left(\frac{l}{S} + 0,9 \right) \approx \frac{2\pi\epsilon_0 n r_0 E_{\text{доп}}}{k_n U_{\phi}},$$

откуда допустимая длина поперечного сечения фазы

$$l \approx S \left(\frac{3,2\pi n r_0 E_{\text{доп}}}{k_n U_{\phi}} - 0,9 \right). \quad (16)$$

Формула (16) определяет минимальное число проводов в фазе компактной линии

$$n \geq \frac{0,28 k_n U_{\phi}}{r_0 E_{\text{доп}}}. \quad (17)$$

Как видно, n_{min} пропорционально рабочему напряжению и обратно пропорционально радиусу провода.

Подстановка (17) в формулу (9) позволяет получить выражение для минимальной натуральной мощности компактной линии

$$P_{\text{н min}} = 0,0047 U_{\text{ном}}^2, \quad (18)$$

которая зависит только от класса напряжения линии.

Это не означает, однако, что невозможно создать линии с меньшей натуральной мощностью. Увеличивая расстояние между фазами, можно обеспечить значительное уменьшение натуральной мощности. Однако эти линии не будут соответствовать понятию компактной линии.

На рис. 5 приведены вычисленные по формуле (16) зависимости $l = f(n)$ для классов напряжения от 500 до 1800 кВ. Во всех случаях длина поперечного сечения фаз значительно меньше, чем при традиционном расположении проводов. По-

сколько диаметр расщепления фазы традиционных линий превышает длину поперечного сечения фазы l , расстояние между составляющими расщепленной фазы компактных ВЛ значительно меньше, чем для традиционных линий того же класса напряжения, что и определяет более эффективное использование объема, занимаемого линией (см. таблицу).

Вариант рис. 4,а обеспечивает равномерное распределение зарядов и токов по составляющим при одинаковом расстоянии между ними в пределах каждой фазы. Однако этот вариант по чисто конструктивным обстоятельствам позволяет получить ВЛ только очень большой пропускной способности. Так, например, для ВЛ 500 кВ при диаметре внутренней фазы 1 м и изоляционном расстоянии $S=2,5$ м диаметр средней фазы равен 6 м и $l=\pi D=18,9$ м, что обеспечивает пропускную способность 8 ГВт, т. е. почти в 10 раз больше, чем на линии традиционного исполнения. Таков же и «недостаток» варианта рис. 4,б. В остальных приведенных вариантах длина l средней фазы снизу не ограничена. По этой причине такого типа линии могут использоваться для создания одноцепных электропередач, заменяющих две, три цепи традиционных линий или более.

Следует заметить, что в вариантах рис. 4,а, г, д для обеспечения равномерного распределения заряда и тока по составляющим необходимо располагать их на различном расстоянии друг от друга — на большем расстоянии в средней части фазы и на меньшем расстоянии на краях фазы. Кроме того, компактные линии обладают несимметрией параметров фаз. Емкость средней фазы больше, а индуктивное сопротивление меньше, чем крайних фаз. Для обеспечения равномерной нагрузки проводов током целесообразно число составляющих средней фазы принимать несколько большим, чем на крайних фазах.

Одним из возможных способов снижения несимметрии токов может служить «сжатие» средней фазы. Так, например, если среднюю фазу ВЛ 500 кВ при $S=3$ м «сжать» вдвое при одинаковом числе составляющих в фазе $n=10$, получим следующие параметры линии: индуктивные сопротивления 0,139 и 0,124 Ом/км; емкостная проводимость $0,942 \cdot 10^{-5}$ и $0,89 \cdot 10^{-5}$ Сим/км для средней и крайних фаз соответственно.

Следует отметить, что в рассмотренном случае «сжатой» средней фазы неравномерность распределения токов по составляющим крайних фаз составляет $\pm 3\%$ и средней фазы $\pm 5\%$ среднего значения.

Уменьшение объема, занимаемого проводами компактных ВЛ, приводит к существенному уменьшению горизонтальных размеров опор, снижению их веса и стоимости. Например, по оценкам института «Энергосетьпроект» вес и стоимость опор ВЛ 500 кВ с проводами АС—240/56 при $n=10$, $S=3$ м и $l=3,3$ м ($P_n=2,6$ ГВт) вдвое меньше, чем вес и стоимость опор двухцепной линии той же пропускной способности (со сближенными фазами).

Малый объем, занимаемый проводами ВЛ, позволяет подойти по-новому к конструированию опор. Компактное расположение проводов ВЛ

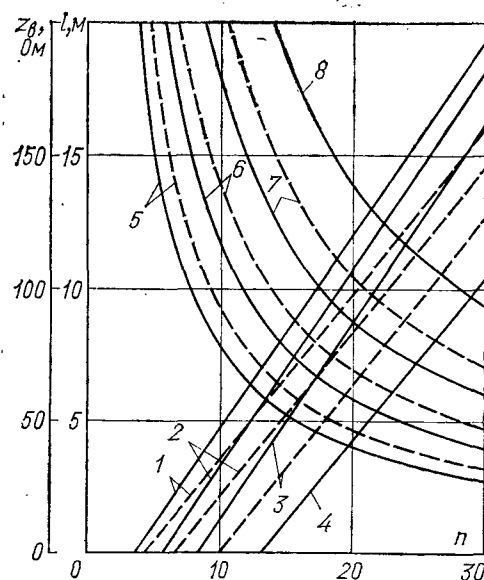


Рис. 5. Зависимости от числа составляющих в фазе компактной ВЛ с проводами АС—240/56 и АС—400/51 средней длины поперечного сечения l фазы (1—4) и волнового сопротивления (5—8).

1, 5 — ВЛ 500 кВ, $S=3$ м; 2, 6 — ВЛ 750 кВ, $S=4,5$ м; 3, 7 — ВЛ 1150 кВ, $S=7$ м; 4, 8 — ВЛ 1800 кВ, $S=9$ м.

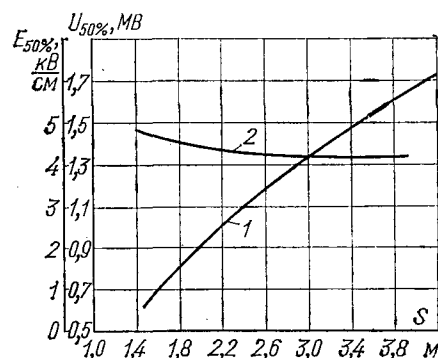


Рис. 6. Зависимости 50%-ных разрядных напряжений (1) и 50%-ных разрядных напряженностей (2) от длины воздушного промежутка S между плоскими фазами ВЛ при импульсах коммутационных перенапряжений с длиной фронта 3000 мкс.

упрощает и решение проблемы грозозащиты. Нельзя не учитывать также эффект уменьшения ширины трассы линии. Если, например, в рассмотренном случае ВЛ 500 кВ расстояние между крайними составляющими проводов линии составляет $z=2S=6$ м, то на одноцепной линии со сближенными фазами той же пропускной способности $z=2S+6r_p$, т. е. при $n=10$ $P_n=2,6$ ГВт, $2r_p=4$ м (согласно рис. 1), $z=18$ м. Для линии же традиционного исполнения это расстояние $z=2D+2r_p=29$ м. Сильное сближение фаз на компактных линиях приводит к существенному снижению напряженности поля под линией. Для компактной ВЛ 500 кВ напряженность поля не превышает 9 кВ/м.

Сближение проводов до минимальных расстояний, определяемых электрической прочностью межфазных промежутков, определяет необходимость установки межфазных изоляционных распорок, в качестве которых наиболее целесообразно применение стеклопластиковых изоляторов.

Выполненные в лаборатории сверхвысоких напряжений ЛПИ исследования электрической прочности межфазных воздушных промежутков в плоском варианте исполнения ВЛ (рис. 4,2) при $n=12$ и $l=6$ м показали, что средняя разрядная напряженность $E_p \geq 4$ кВ/см вплоть до $S=4$ м, причем E_p уменьшается при увеличении расстояния достаточно медленно (рис. 6). Эти данные были использованы при оценке необходимых изоляционных расстояний при учете малого разброса разрядных напряжений (коэффициент вариации $\sigma^* \approx 0,02$) и увеличении промежутка примерно на 1 м для учета возможных колебаний проводов в пролетах между распорками.

Принципиально новое конструктивное решение компактных ВЛ необходимо апробировать на опытных пролетах, создав их в возможно короткие сроки.

Выводы. 1. Пропускная способность ВЛ переменного тока не ограничена. Предлагаемые варианты компактных линий с расщепленными проводами позволяют реализовать увеличенную пропускную способность ВЛ при существенном улучшении их технико-экономических показателей.

2. Отсутствие прямой связи между номинальным напряжением линии и ее пропускной способностью определяет необходимость пересмотра областей применения электропередач различных

классов напряжения на основе технико-экономических расчетов.

3. Для практического осуществления вариантов ВЛ компактного типа необходимо разработать мероприятия по глубокому ограничению межфазных перенапряжений.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Астахов Ю. Н., Веников В. А., Зуев Э. П. Увеличение пропускной способности двухцепных линий электропередачи. — Изв. АН СССР. Энергетика и транспорт, 1965, № 5.
2. Астахов Ю. Н., Веников В. А., Зуев Э. П. Повышение пропускной способности за счет рационального размещения проводов двухцепных линий электропередачи. — Изв. АН СССР. Энергетика и транспорт, 1965, № 6.
3. Веников В. А., Астахов Ю. Н., Постолатий В. М. Управляемые передачи переменного тока повышенной пропускной способности. — Электричество, 1969, № 12.
4. Bartold L. O. Round table on the transmission of electricity into the beginning of the 21 century. — Electra, 1978, № 61.
5. Александров Г. Н., Лисочкина Т. В., Щербачев О. В. Дискуссия по статье «Управляемые электропередачи переменного тока повышенной пропускной способности». — Электричество, 1971, № 6.
6. О целесообразности создания ВЛ переменного тока с увеличенным радиусом расщепления проводов/ Г. Н. Александров, С. В. Крылов, Т. В. Лисочкина и др. — Электрические станции, 1973, № 8.
7. Aleksandrov G. N. Theory of bundle conductors. — Trans. IEEE on PAS, 1969, vol. 88, № 7.
8. Электрическая прочность воздушных промежутков между проводами при коммутационных перенапряжениях/ Г. Н. Александров, Ю. А. Герасимов, В. Л. Иванов, В. П. Редков — Электрические станции, 1973, № 4.

[25.11.80]

УДК 621.315.1.027.875.014.3.064.1.001.5

Исследование ОАПВ в электропередачах 750 кВ с шунтирующими реакторами

БЕЛЯКОВ Н. Н., канд. техн. наук, БУРГСДОРФ В. В., доктор техн. наук,
РАШКЕС В. С., канд. техн. наук, ХОЕЦИАН К. В., инж.

ВНИИЭ

Однофазные замыкания в электропередачах СВН являются причиной 70—90% всех отключений ВЛ, причем в 70—80% случаев такие замыкания являются дуговыми и могут быть ликвидированы АПВ.

Бестоковая пауза ОАПВ определяется временем, необходимым для самопогасания дуги подпитки, вызванной емкостной и индуктивной связями отключенной фазы ВЛ с находящимися в работе. Время самопогасания быстро возрастает с увеличением тока подпитки I_n , восстанавливающегося на отключенной фазе напряжения U_d и скорости его нарастания. Увеличение напряжения ВЛ и ее длины увеличивает I_n , шунтирующие реакторы увеличивают U_d , но снижают скорость его нарастания. Все эти параметры могут быть уменьшены включением компенсационного реактора в нейтраль групп шунтирующих реакторов [Л. 1].

Зависимость I_n и U_d от степени поперечной компенсации емкости линии q и сопротивления компенсационного реактора при разных значениях пе-

редаваемых мощностей рассмотрена в [Л. 2]. В линиях с шунтирующими реакторами восстановление напряжения на отключенной фазе происходит в виде низкочастотных биений, и скорость его нарастания можно охарактеризовать касательной к огибающей биений либо максимальным значением напряжения и временем его достижения, равным полупериоду биений $\tau = \pi / (\omega - \beta)$, где $(\omega - \beta)$ — разность рабочей и собственной частот на отключенной фазе. Время нарастания τ увеличивается с ростом q .

При создании ВЛ 750 кВ осуществимость ОАПВ с умеренными бестоковыми паузами без дополнительных мер представлялась проблематичной. Методика теоретической оценки значения $t_{\text{гаш}}$ по условию вытяжения дуги до критической длины [Л. 3] вела к столь большому удлинению дуги для ВЛ 750 кВ, что ее гашение представлялось невозможным или требовало очень больших бестоковых пауз. Однако эти оценки не подтвердились результатами рассматриваемых ниже опытов.

Параметр	Расчетное или экспериментальное значение параметра									
Длина линии, км	87		334		417		479		525	
Параметры линии										
r_1 , Ом/км	0,014		0,019		0,019		0,017		0,026	
x_1 , Ом/км	0,282		0,289		0,289		0,285		0,308	
b_1 , мкСм/км	4,21		4,13		4,13		4,15		3,75	
x_0 , Ом/км	0,63		0,62		0,62		0,62		0,66	
b_0 , мкСм/км	3,20		3,34		3,34		3,29		3,00	
Количество шунтирующих реакторов 3×110 Мвар	0	1	2		2	3	3		2	3
Амплитуда установившегося тока подпитки I_n , А	18		60		70		80		85	
Амплитуда установившегося напря- жения на отключенной фазе $U_{\text{д}}$ (в долях $U_{\text{ф}}$)	0,09	0,20	0,50		0,18	1,23	0,66		0,20	0,50
Напряжение, достигнутое после га- шения $U_{\text{лmax}}$ (в долях $U_{\text{ф}}$)	0,09*	0,29	0,82		0,34	1,23	1,16		0,32	0,87
Время нарастания напряжения до максимума τ , с	0,005	0,04	0,12		0,06	0,15	0,15		0,03	0,12
Средняя крутизна нарастания восста- навливающегося напряжения $U_{\text{лmax}}/\tau$ (в долях $U_{\text{ф}}/\text{с}$)	18	7,3	6,8		5,7	8,2	7,7		10,7	7,3
Передаваемая по ВЛ мощность, МВт	0	0	0		0	0	0—300		350—1280	700—970
Способ создания замыкания	I	I	I, II		IV	IV	II, III, IV		II	III
Наличие апериодической составляю- щей в токе подпитки	—	—	+		+	+	+		+	+
Количество опытов	8	2	6		2	5	14		4	2
Обозначение опытных точек на рис. 5	◇	○	△		∅	□	▽		●	▲
Минимальное и максимальное время горения дуги подпитки, с	0,14 0,21	0,006 0,036	0,17 0,41		0,36 0,67	0,51 1,42	0,49 >1,93		0,45 0,97	1,45 >2,08

* Без биений.

Примечания. 1. $U_{\text{ф}}=643$ кВ—амплитуда наибольшего рабочего фазного напряжения сети 750 кВ. 2. I — включение ВЛ с закороткой; II — внезапное подключение закоротки к включенной ВЛ; III — перекрытие воздушного промежутка или гирлянды на ВЛ; IV — отключение фазы ВЛ и последующее подключение к ней закоротки.

Экспериментальные исследования были проведены ВНИИЭ на пяти ВЛ 750 кВ при участии в части опытов ВЭИ [Л. 4 и 5] *.

Опыты ОАПВ в электропередачах 750 кВ. Исследования ОАПВ проводились на ВЛ (см. таблицу) большей частью при одностороннем их включении. В опытах с транзитом мощности она составляла 300—1280 МВт. Подчеркнем, что ток подпитки даже при передаче натуральной мощности возрастает лишь на 10—15%.

Дуга возникала при сгорании медной или алюминиевой проволоки, шунтирующей поддерживающую гирлянду 750 кВ, при включении под напряжение ВЛ с такой гирляндой (ВЛ 87 км и часть опытов на ВЛ 334 км) или при подключении к находящейся под напряжением ВЛ этой гирлянды (ВЛ 479 и 525 км и часть опытов на ВЛ 334 км). Длительность протекания тока к. з. составляла 0,02—0,84 с при ударном токе 5,2—19,6 кА. В ряде опытов на ВЛ 479 км и в опытах на ВЛ 417 км зашунтированная гирлянда подключалась к фазе ВЛ сразу после ее отключения от источника питания. В этом случае стадия к. з. отсутствовала. Скорость ветра при опытах составляла 0÷5 м/с.

Напряжения измерялись электронными осциллографами с емкостными делителями, токи к. з. и подпитки — магнитоэлектрическими осциллографами.

* Проведению испытаний активно содействовали ЦДУ ЕЭС СССР, ОДУ Юга, ОДУ Северо-Запада, ЦНИЭЛ Донбассэнерго и энергосистемы.

ми, в основном, с малоиндуктивными шунтами. Удлинение дугового канала во время опытов регистрировалось киноаппаратом в плоскости направления ветра.

Характерные осциллограммы, полученные при испытаниях, представлены на рис. 1 и 2.

Особенности образования переходного тока подпитки. При включении ВЛ с закороткой напряжение на поврежденной фазе и ток в реакторе равны нулю, и после отключения к. з. через дугу протекает практически установившийся ток подпитки (рис. 1,а).

В шунтирующих реакторах ВЛ под напряжением проходит ток. При подключении закоротки около реактора в нем возникает апериодическая составляющая, замыкающаяся через дугу и равная току реактора в момент к. з. (до 340 А в каждом реакторе 750 кВ). Апериодическая составляющая может почти удвоиться, если к. з. произойдет непосредственно после включения ВЛ, когда ток реактора увеличен за счет апериодической составляющей от включения. Появление апериодической составляющей в токе подпитки иллюстрируется осциллограммами рис. 1,б и 2, причем на рис. 1,б приведен случай наложения к. з. на переходный процесс в реакторе от включения ВЛ.

Затухание апериодической составляющей определяется отношением активных сопротивлений дуги и реактора к индуктивности реактора и происходит сравнительно медленно — до 0,3 с. Наложение

ние апериодической составляющей не только в несколько раз увеличивает амплитуду полного тока подпитки, но и препятствует переходу тока в дуге через ноль в течение нескольких десятых секунды, что задерживает гашение тока подпитки.

При отключении к. з. происходит также разряд емкости фазы ВЛ на место замыкания, и в дуге возникает затухающая за 0,02—0,05 с составляющая с амплитудой в сотни ампер и с периодом $1/4\theta$, где θ — время пробега волны по фазе ВЛ от точки к. з. до удаленного ее конца. В силу кратковременности она мало влияет на гашение дуги подпитки.

Трансформаторы тока 750 кВ искажают изменение во времени апериодической составляющей, поэтому использование для регистрации токовых шунтов предпочтительнее, хотя и требуются специальные меры по защите от помех и по обеспечению безопасности персонала.

Моделирование процесса ОАПВ, исключая короткое замыкание. В связи с тем, что большое число к. з. нежелательно для энергосистемы, во ВНИИЭ разработан способ моделирования ОАПВ на ВЛ с шунтирующими реакторами, не требующий реализации к. з. Фазу ВЛ сначала отключают от источника питания, что приводит к появлению

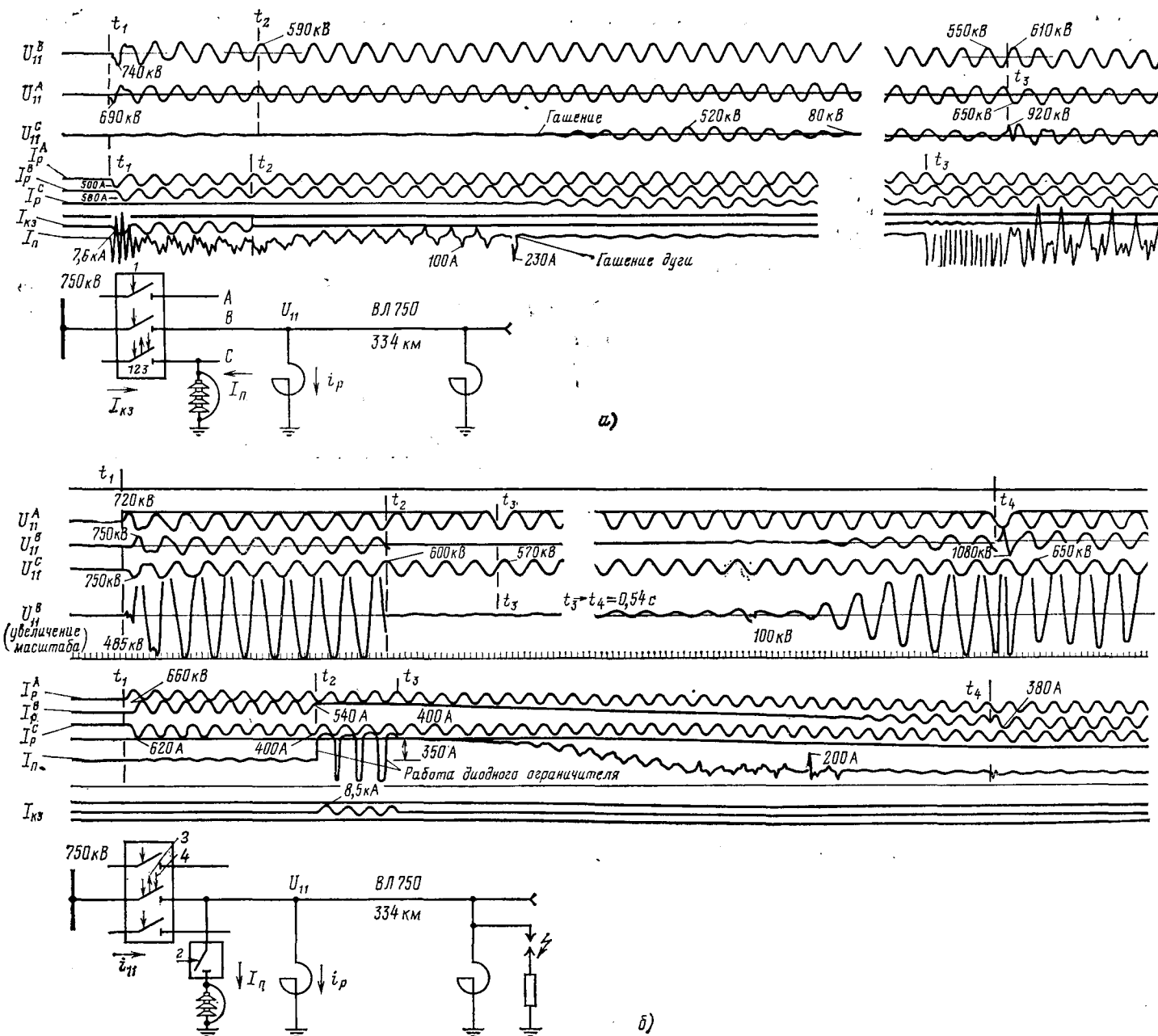


Рис. 1. Осциллограммы опытов ОАПВ ВЛ 750 кВ, 334 км с двумя шунтирующими реакторами.

а — к. з. создается включением ВЛ с закороткой на напряжение, апериодическая составляющая в токе подпитки отсутствует; б — к. з. создается подключением закоротки к предварительно включенной на напряжение ВЛ, апериодическая составляющая почти удвоена из-за наложения переходного процесса от замыкания на переходный процесс, вызванный предшествующим включением ВЛ.

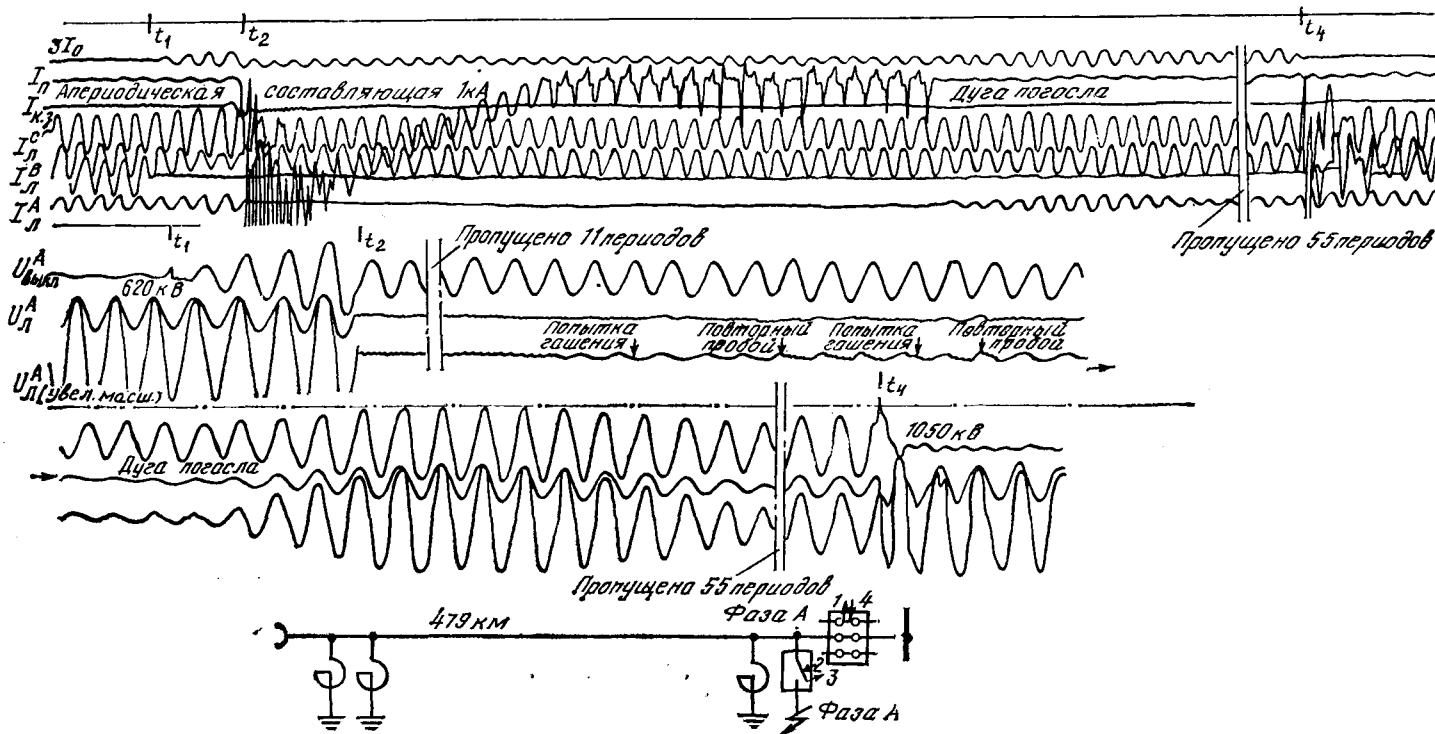


Рис. 2. Осциллограмма опыта ОАПВ ВЛ 750 кВ, 479 км с тремя шунтирующими реакторами, осуществленного по способу ВНИИЭ (с отключением фазы линии и последующим созданием на ней замыкания).

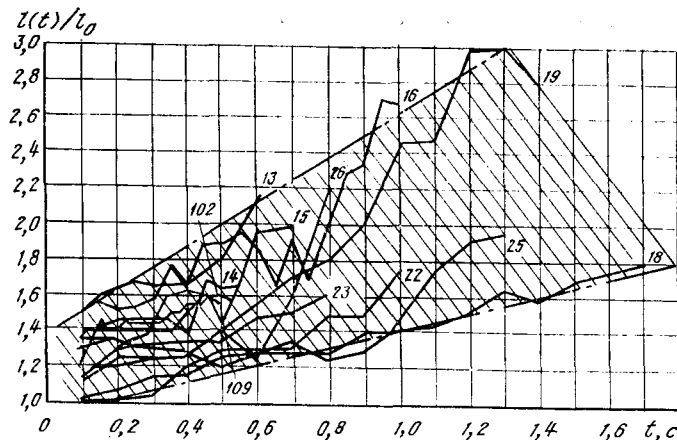


Рис. 3. Относительное удлинение дуги за время протекания тока к.з. и последующего тока подпитки в опытах ОАПВ на ВЛ 750 кВ длиной 334, 479 и 525 км.

Продолжительность к.з. в одном опыте 0,84 с, в остальных — 0,07–0,15 с; l_0 — 5,8–6,3 м — строительная высота перекрытой поддерживающей гирлянды 750 кВ.

в ее напряжении бдений низкой частоты, обычно с повышением напряжения сверх рабочего. Подключая затем к фазе гирлянду, шунтированную проволочкой, можно создать ток через дугу до нескольких килоампер за счет разряда емкости фазы ВЛ и повышенной апериодической составляющей от шунтирующего реактора. В проведенных опытах начальная амплитуда тока через дугу достигала 2–2,6 кА, а амплитуда апериодической составляющей — 0,9–1,1 кА (рис. 2). Такой переходный ток подпитки создает дуговой канал, аналогичный формируемому при к.з.

В практически наиболее важных случаях большого времени гашения дуги подпитки (например 0,7 с и более) значение начального тока дуги вообще несущественно для гашения.

Гашение дуги тока подпитки. Полагают два возможных механизма гашения дуги подпитки: ее растяжение до критической длины (когда рост сопротивления дуги приводит к уменьшению тока, усилению деионизации канала и дальнейшему возрастанию сопротивления) либо обрыв дуги после перехода тока через нуль (когда восстанавливающееся напряжение оказывается недостаточным для пробоя деионизирующего промежутка и ток обрывается без его предварительного уменьшения [Л. 6]). В последнем случае удлинение канала дуги может быть небольшим.

Очевидно, характер гашения зависит от амплитуды тока, значения восстанавливающегося напряжения и скорости его нарастания.

В процессе протекания тока к.з. и тока подпитки дуговой канал за 1 с удлиняется в 1,5–2,5 раза, за 1,5 с — в 1,7–3 раза (рис. 3 — данные кино съемки). Такое удлинение и малые времена гашения дуги не позволяют объяснить гашение растяжением дуги до критической длины, как это предлагается в [Л. 3]. Лишь в одном опыте на ВЛ 525 км с временем гашения дуги 0,97 с возрастание сопротивления дуги привело к снижению амплитуды тока подпитки с 85 до 50 А. Во всех остальных опытах (см. таблицу) напряжение на дуге (15–70 кВ) не оказало влияния на амплитуду тока подпитки. Например, в опыте с временем горения дуги 1,68 с она удлинилась в 1,8 раза, однако ток подпитки не уменьшился (рис. 2).

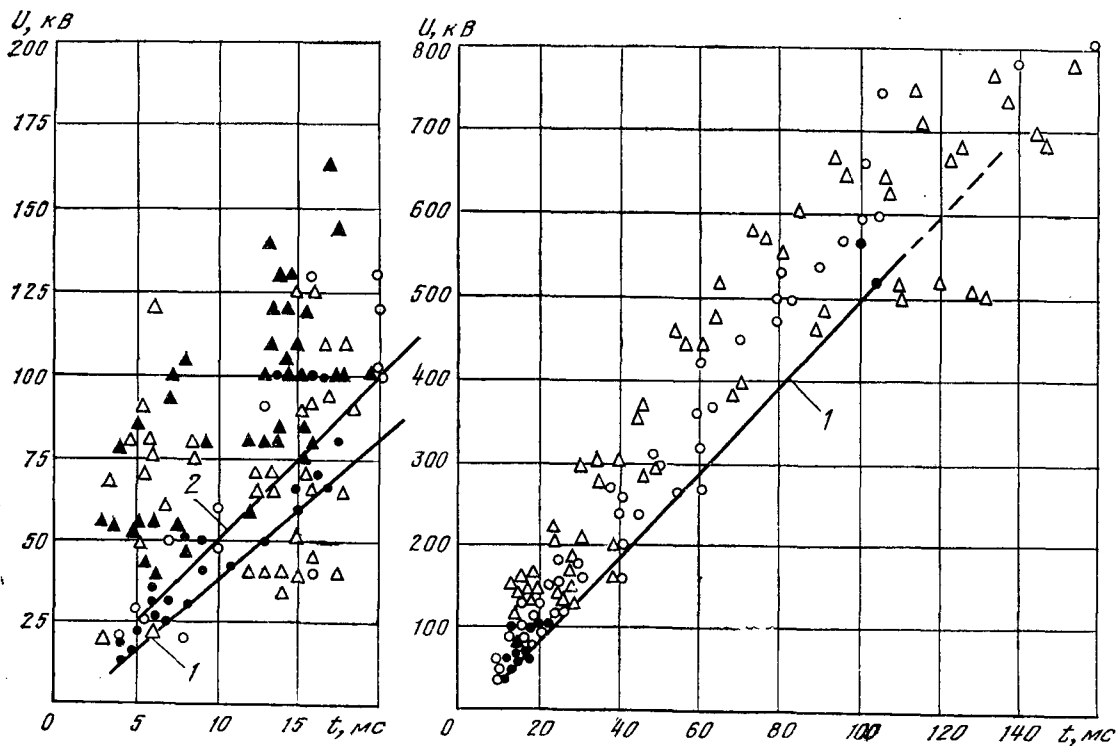


Рис. 4. Электрическая прочность бывшего дугового промежутка в зависимости от времени, прошедшего с момента обрыва тока подпитки.

О, ● — опыты ОАПВ в сети 500 кВ [Л. 3]; △, ▲ — то же в сети 750 кВ; зачерненные значки соответствуют пробой промежутка и возобновлению дуги, незачерненные — выдержанному промежутку воздействию напряжения; 1, 2 — огибающие минимальной прочности для гирлянд 500 и 750 кВ.

Как правило, на осциллограммах видны несколько попыток обрыва тока подпитки при его переходах через нуль (рис. 1—2). Гашению тока подпитки сразу после отключения к. з. препятствует сильная ионизация дугового канала, однако в нескольких опытах на ВЛ длиной 87 и 334 км при отсутствии апериодической составляющей в токе подпитки попытки обрыва тока и даже окончательное гашение происходили уже через 0,006—0,03 с после отключения к. з. При наличии апериодической составляющей гашение дуги не происходило до ее затухания.

При неуспешных попытках гашения в кривой тока подпитки появляются плоские бестоковые участки с последующими выбросами разрядного тока ВЛ. При попытках гашения напряжение на отключенной фазе повышается, особенно при больших интервалах между гашением и последующим пробоем или при полном гашении (рис. 1, б и 2).

При обрывах тока на кинограммах в канале дуги обнаруживаются небольшие темные участки. Дуговой канал становится неоднородным по длине, и возобновление дуги объясняется электрическим пробоем непроводящих участков. Повторные пробои происходили при восстанавливаемом напряжении 40—245 кВ (большие значения, как правило, соответствуют большим временам с момента отключения к. з.). В момент пробоя напряжение снижалось до значения падения напряжения на дуге.

Осциллограммы гашений тока дуги позволяют оценить нарастание электрической прочности дугового промежутка (рис. 4). Для малых времен (до 20 мс) имеются данные об обрывных и выдерживаемых напряжениях, для больших времен — в основном о выдерживаемых напряжениях, при этом фактическая прочность промежутка может быть

значительно выше. Значения восстанавливающейся прочности отличаются большим разбросом. При многократных обрывах тока это повышает вероятность быстрого окончательного гашения.

В соответствии с рис. 4 для того чтобы дуговой канал выдержал при повторном включении перенапряжение до $2,1U_{\phi}$, требуется время деионизации около 0,15—0,2 с.

Медленное восстановление напряжения на отключенной фазе с шунтирующими реакторами ($\tau=0,03—0,15$ с) создает благоприятные условия для быстрого гашения дуги даже в ВЛ с большим током подпитки. Такой же механизм гашения обнаруживается в осциллограммах, ранее полученных при опытах на ВЛ 500 кВ, где кратность восстанавливаемого в биениях напряжения достигала 1,9 [Л. 3]. На ВЛ СВН без шунтирующих реакторов, где восстановление напряжения после гашения происходит очень быстро ($\tau=5$ мс), но значение его невелико, дуга также может быть перемежающейся, что наблюдалось на ВЛ 750 кВ длиной 87 км с $I_{\text{п}}=18$ А, $U_{\text{л}}=0,09U_{\phi}$ и линиях 330 кВ длиной 50—185 км с $I_{\text{п}}$ до 21 А, $U_{\text{л}} \approx 0,15U_{\phi}$.

При большом токе подпитки устойчивость дуги возрастает; при длине ВЛ 750 кВ свыше 525 км и токе подпитки более 85 А можно ожидать постепенного перехода к продолжительному горению дуги, когда ее удлинение будет приводить к заметному ограничению тока подпитки. В этом случае возможно гашение в результате обрыва уменьшившегося тока либо достижения дугой критической длины. На ВЛ без шунтирующего реактора из-за большой скорости нарастания напряжения переход к устойчивому горению дуги должен наблюдаться при меньшем токе. В опытах на ВЛ 400 кВ дуга подпитки с током 80 А до гашения горела устойчиво [Л. 3].

Зависимость времени гашения дуги от тока подпитки и восстанавливающегося напряжения. Полученные в опытах зависимости времен гашения дуги $t_{\text{гаш}}$ от амплитуды установившегося тока подпитки представлены на рис. 5. Значение тока подпитки сильно влияет на гашение дуги: при увеличении тока в 4 раза время гашения возросло в 5—10 раз. Существенное влияние на $t_{\text{гаш}}$ оказывает также значение восстанавливающегося напряжения $U_{\text{л}}$, что видно из сравнения схем с двумя и тремя реакторами для ВЛ длиной 417 км и сравнения аналогичных схем для ВЛ длиной 525 км (см. таблицу). В каждой паре сравниваемых схем значение тока подпитки одно и то же, а восстанавливающееся напряжение существенно различно при не столь значительной разнице в средних скоростях нарастания напряжения. Как видно из таблицы, увеличение восстанавливающегося напряжения в 2,5—6 раз привело к росту времени гашения примерно вдвое.

Влияние скорости нарастания напряжения на $t_{\text{гаш}}$ иллюстрируется в таблице результатами для ВЛ длиной 87 км в схемах без шунтирующего реактора и с одним реактором. Как видно, снижение крутизны нарастающего напряжения почти в 3 раза уменьшило время гашения примерно в 5 раз (апериодическая составляющая тока в этих опытах отсутствовала), несмотря на возрастание самого напряжения примерно вдвое.

Приблизительные зависимости наибольшего времени горения дуги подпитки от $I_{\text{п}}$ для среднего и большого восстанавливающегося напряжения $U_{\text{л}}$ показаны на рис. 5 пунктиром. При амплитудах токов менее 30—40 А наибольшее время гашения определяется временем затухания апериодической составляющей (0,25—0,3 с). Заметим, что повторное включение возможно только после восстановления электрической прочности канала дуги к. з.,

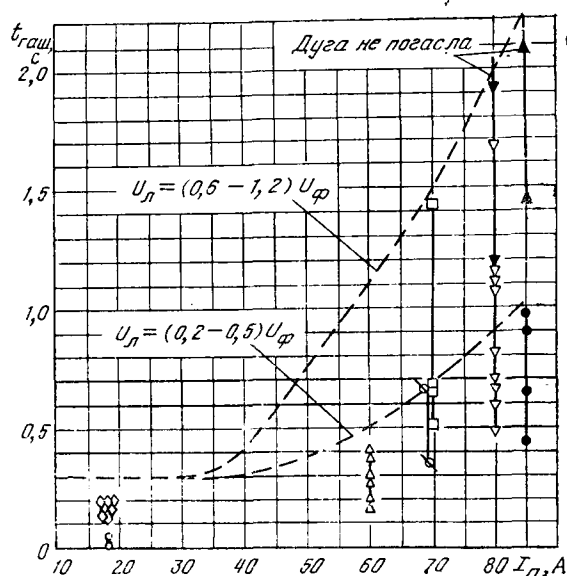


Рис. 5. Время гашения дуги подпитки в зависимости от амплитуды установившегося тока подпитки по опытам ОАПВ в сети 750 кВ (обозначения опытных точек указаны в таб-

на что, согласно данным [Л. 4], с момента отключения к. з. необходимо 0,35 с.

Горение дуги более 1—1,5 с свидетельствует о ее сравнительно устойчивом характере, и целесообразно принять меры по ускорению гашения — установить компенсационные реакторы в нейтральных шунтирующих реакторов 750 кВ. Компенсационные реакторы создают условия для очень быстрого гашения дуги: в проведенных за рубежом испытаниях в сети 400—500 кВ [Л. 7 и 8] дуга гасла за 0,03—0,15 с. Отметим, что в восьми опытах трехфазного отключения однофазного к. з. на советских ВЛ 750 кВ длиной 334 и 479 км, когда в сравнении со случаем однофазного отключения ток подпитки сразу снижается на 20% и затем продолжает убывать с затуханием нулевой составляющей напряжения ВЛ, а восстанавливающееся после гашения напряжение оказалось сниженным в 3—4 раза, дуга подпитки гасла за 0,09—0,18 с, т. е. в 6—10 раз быстрее, чем при однофазном отключении.

Выводы. 1. Установка на ВЛ 750 кВ шунтирующих реакторов уменьшает электромагнитную составляющую тока подпитки и снижает скорость восстановления напряжения на отключенной фазе, что облегчает гашение дуги. Введение в нейтраль шунтирующих реакторов компенсационного реактора дополнительно уменьшает значения установившегося тока подпитки, восстанавливающегося напряжения и скорости его нарастания, что существенно облегчает гашение.

2. Для ВЛ 750 кВ длиной до 525 км с шунтирующими реакторами гашение дуги подпитки обеспечивается восстановлением диэлектрической прочности промежутка после одной или нескольких попыток обрыва тока. Время гашения дуги подпитки (рис. 5) оказывается при этом существенно меньше требуемого для растягивания дуги до критической длины.

3. На ВЛ с временем гашения дуги более 1—1,5 с рекомендуется применять компенсационные реакторы.

4. Внезапное замыкание на работающей линии приводит к появлению апериодической составляющей тока подпитки, которая затухает за 0,2—0,3 с. В опытах ОАПВ целесообразно фазу ВЛ с реакторами отключать от источников питания перед созданием замыкания. Воспроизводить транзит мощности при испытаниях на этих ВЛ не требуется.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Knudsen N. Single-phase switching of transmission lines using reactor for extinction of the secondary arc. — CIGRE, 1962. № 310.
2. Беляков Н. Н., Рашкес В. С., Рожавская С. Н. Использование компенсационных реакторов для обеспечения условий ОАПВ на высоковольтных линиях. — Электрические станции, 1975, № 12.
3. Майкопар А. С. Дуговые замыкания на линиях электропередачи. — М.: Энергия, 1965.
4. Результаты испытаний на опытно-промышленной передаче 750 кВ Конаково—Москва. Ч. I. Исследования в пусковой схеме передачи. — В кн.: Дальние электропередачи 750 кВ. Т. 2. — М.: Энергия, 1975.
5. Beliakov N. N., Komarov A. N., Rashkes V. S. Results of internal overvoltages and electrical equipment characteristics measurements at the Soviet 750 kV networks. — CIGRE, 1978. № 33-08.

6. Haubrich H., Hosemann G., Thomas R. Single-phase autoreclosing in EHV systems. — CIGRE, 1974, № 31-09.

7. Single-pole switching on TVA's Paradise-Davidson 500 kV line: design concepts and staged fault test results/

L. Edwards, J. W. Chadwick, H. N. Riesch, L. E. Smith. — IEEE Trans. on PAS, 1971, vol. 90, № 6.

8. Single-pole reclosing on EHV lines/ L. Grosa, A. Cristovici, D. S. Nesculescu, Al. Jonescu. — CIGRE, 1974, № 31-03. [30.06.80]



УДК 621.311.019.3.001.24

Формирование пространства состояний электроэнергетических систем при расчете их надежности

СИНЬЧУГОВ Ф. И., МАКАРОВ С. Ф.

Москва

Электронергетические системы (ЭЭС) относятся к категории сложных технических систем с зависимыми элементами, поток отказов которых может рассматриваться как пуассоновский поток. Это предопределяет целесообразность использования для расчета надежности ЭЭС аппарата марковских процессов, являющегося по существу единственным математическим аппаратом, пригодным для расчета надежности систем с зависимыми элементами.

Использование математического аппарата марковских процессов для расчета надежности ЭЭС со слабыми связями, т. е. с учетом надежности электрических сетей, было предложено в [Л. 1]. Возможность практического применения аппарата марковских процессов для расчета надежности ЭЭС со слабыми связями рассматривалась в [Л. 2—4]. Авторами указанных статей отмечалось, что применение этого метода для расчета надежности ЭЭС с большим числом элементов сдерживается сложностью учета огромного числа состояний, в которых может находиться ЭЭС. Общее число таких состояний для системы с n элементами, даже если учитывать возможность нахождения каждого из них только в двух состояниях, равно 2^n , что для системы всего лишь из десяти элементов составляет более тысячи. Если же учесть, что каждый элемент ЭЭС может находиться в трех состояниях (рабочее, нерабочее работоспособное и нерабочее неработоспособное), а для систем с зависимыми элементами только такое моделирование и правомерно, то общее число состояний системы составит около 60 тысяч. Очевидно, что даже при наличии современных вычислительных машин расчет надежности ЭЭС с учетом всех состояний, в которых они могут находиться, практически не реализуем.

Поэтому одной из актуальных проблем расчета надежности ЭЭС является проблема сокращения числа расчетных состояний ЭЭС, т. е. состояний, которые следует учитывать при расчете их надежности исходя из принятых допущений о возможном характере сложных отказов, и формализация процесса выявления этих состояний.

При разработке методов и программ расчета надежности ЭЭС следует исходить из реализации принципа перехода от пространства всех возможных состояний ЭЭС к пространству расчетных состояний. При этом под пространством расчетных

состояний ЭЭС понимается множество расчетных состояний, состоящее из двух подмножеств, одно из которых включает в себя все возможные расчетные состояния отказа системы, а второе — все возможные расчетные рабочие состояния системы, соответствующие принятым допущениям. При этом под расчетным состоянием отказа системы понимается такое частичное рабочее состояние системы, при котором происходит отказ функционирования расчетных элементов системы, т. е. элементов системы, надежность функционирования которых определяется в процессе расчета.

Под расчетным рабочим состоянием системы понимается такое состояние, из которого возможен непосредственный переход системы в состояние отказа при отказе расчетных групп, отличных от расчетных групп отказа, в результате отказа которых возможен переход системы в расчетное состояние отказа из других рабочих состояний.

Формирование пространства расчетных состояний ЭЭС осуществляется путем выявления соответствующих каждому расчетному состоянию расчетных групп отказа, ремонта и расчетных рабочих групп. Базирующийся на этом принципе [Л. 3] алгоритм упрощенного расчета надежности сетей реализован в виде программы для участков электрической сети, содержащих до 180 элементов.

В настоящей статье излагается алгоритм перехода от пространства всех возможных состояний ЭЭС к пространству расчетных состояний, реализованный в методе ВНИИЭ расчета надежности ЭЭС [Л. 5].

Исходные данные задаются в виде перечня номеров элементов расчетной схемы и показателей их надежности. При этом различаются две категории элементов схемы: собственно элементы и коммутационные аппараты. Под элементом схемы понимается модель электроустановки или ее части, связанной с другими электроустановками или частями данной электроустановки через коммутационные аппараты. Под коммутационным аппаратом понимается модель ячейки выключателя со всем оборудованием, включая устройства релейной защиты и автоматики, а также разъединители, если последние не моделируются в качестве самостоятельных коммутационных аппаратов. После такого задания схемы все дальнейшие операции формализуются и выполняются ЦВМ.

На основании исходных данных формируются массивы смежных элементов, вида и состояния коммутационных аппаратов, устройств релейной защиты и автоматики, позволяющие, как это будет показано ниже, формализовать процесс формирования пространства расчетных состояний и определения показателей надежности ЭЭС.

Массив смежных элементов представляет собой прямоугольную матрицу, число строк в которой равно числу элементов расчетной схемы. В каждой из строк этой матрицы записываются номера элементов, подключенных к элементу, номер которого совпадает с номером данной строки, через коммутационные аппараты.

Массивы вида и состояния коммутационных аппаратов и вида и состояния устройств релейной защиты и автоматики содержат в закодированном виде информацию о виде коммутационного аппарата (выключатель, отделитель, разъединитель и т. п.) и их состоянии (включенное, отключенное в резерв, отключенное для ремонта и т. п.), о виде устройств релейной защиты и автоматики (основная, резервная релейная защита, УРОВ, АПВ, АВР и т. п.) и их состоянии (включенное или отключенное). При этом, если в матрице смежных элементов в j -м столбце k -й строки записан номер элемента расчетной схемы i , то информация о коммутационном аппарате $k-i$ и действующих на него устройствах релейной защиты и автоматики также записывается в j -м столбце k -й строки соответствующей матрицы.

Для учета развития отказов, обусловленных отказами срабатываний устройств защиты, автоматики и самих коммутационных аппаратов при выявлении расчетных групп отказа и определении показателей надежности расчетных элементов используются расчетными зонами отказов. Расчетные зоны отказов представляют собой множество всех возможных путей развития отказов по отношению к элементу, являющемуся центром зоны отказов, и включают в себя все множество элементов, лежащих на этих путях. При этом длина пути развития отказа определяется принятыми допущениями о максимально возможном числе последовательных отказов отключения коммутационных аппаратов, лежащих на пути развития отказа, с учетом отказов срабатывания устройств релейной защиты.

Различают три вида расчетных зон отказов: максимальную, нормальную и собственную. Для максимальной зоны отказов путь развития отказа — это множество элементов, объединенных коммутационными аппаратами, в числе которых есть такие элементы, что их отказ может привести к совместному зависимому отказу элементов, являющихся центром зоны отказов и концом данного пути развития отказа.

Для нормальной зоны отказов путь развития отказа — это множество элементов, объединенных коммутационными аппаратами, отказ конечного элемента которого может привести к зависимому отказу элемента, являющегося центром зоны отказов.

Для собственной зоны отказов путь развития отказа представляет собой множество элементов,

объединенных коммутационными аппаратами, концом которого является элемент, зависимо отказывающий при отказе элемента, являющегося центром зоны отказов.

Граничные элементы зоны отказов образуют обод этой зоны.

Расчетные зоны отказов формируются на основании данных, содержащихся в массивах смежных элементов, вида и состояния коммутационных аппаратов и устройств релейной защиты и автоматики, в виде матриц зон отказов.

Основная матрица зон отказов прямоугольная, в нее записываются все возможные пути развития отказов в пределах максимальных зон отказов, центрами которых являются каждый из элементов расчетной схемы.

Запись возможных путей развития отказа осуществляется следующим образом. В первом столбце матрицы для каждого из элементов расчетной схемы записываются номера элементов, лежащих на путях возможного развития отказа и принадлежащих зоне отказов данного элемента. Во втором столбце матрицы записывается номер строки, на которой помещается элемент, предшествующий данному на пути развития отказа в направлении от центра зоны отказа. В третьем и четвертом столбцах матрицы записываются ранги R_1 и R_2 элемента, содержащиеся в закодированном виде информацию о числе различных устройств релейной защиты и УРОВ, отказ которых приводит к совместному зависимому отказу функционирования элементов, являющихся центром зоны отказов и данным элементом пути развития отказа, при отказе различных элементов этого пути.

Ранги элементов определяются по следующим формулам:

$$R_{1k} = 100C_{1k} + 10D_{1k} + E_{1k};$$

$$R_{2k} = 100C_{2k} + 10D_{2k} + E_{2k};$$

$$C_{1k} = \begin{cases} \text{MIN} \left| \begin{matrix} C_{1j} + \Delta k j 0 \\ D_{1j} + \Delta k j 0 \end{matrix} \right|, & \text{если } R_s = 0; \\ \text{MIN} \left| \begin{matrix} C_{1j} + \Delta k j 0 \\ D_{1j} + \Delta k j p \end{matrix} \right|, & \text{если } R_s > 0; \end{cases}$$

$$D_{1k} = D_{1j} + \Delta k j p;$$

$$E_{1k} = D_{1j} + \Delta k j 0;$$

$$C_{2k} = \begin{cases} C_{2j} + \Delta k j 0, & \text{если } R_s = 0; \\ C_{2j} + \Delta k j p, & \text{если } R_s > 0; \end{cases}$$

$$D_{2k} = D_{2j} + \Delta k j p;$$

$$E_{2k} = E_{2j} + \Delta k j 0;$$

$$\Delta j k 0 = \begin{cases} 1, & \text{если } \rho_{j-k} > 0; \\ 0, & \text{если } \rho_{j-k} = 0; \end{cases}$$

$$\Delta j k p = \begin{cases} 1, & \text{если } \rho_{j-k} > 1; \\ 0, & \text{если } \rho_{j-k} < 2; \end{cases}$$

$$\Delta k j 0 = \begin{cases} 1, & \text{если } \rho_{k-j} > 0; \\ 0, & \text{если } \rho_{k-j} = 0; \end{cases}$$

$$\Delta kjp = \begin{cases} 1, & \text{если } \rho_{k-j} > 1; \\ 0, & \text{если } \rho_{k-j} < 2; \end{cases}$$

$$R_{\sigma} = \sum_{v=1}^{n_j} (\rho_{kv-jv} + \rho_{jv-kv}),$$

где ρ_{k-j} и ρ_{j-k} — коды устройств релейной защиты и автоматики, установленных на коммутационном аппарате $k-j$, находящихся во включенном состоянии и действующих при отказе элементов j и k соответственно; j — номер элемента, предшествующего элементу k на пути развития отказа в направлении от центра зоны отказов; v — порядковый номер очередного перехода от одного элемента, лежащего на пути развития отказа, к другому по направлению от центра зоны отказов; n_j — число переходов от одного элемента, лежащего на пути развития отказа, к другому по направлению от центра зоны отказов, предшествующих элементу j .

Для устройств релейной защиты и автоматики принята следующая система кодирования: 0 — отсутствие релейной защиты, 01 — наличие основной релейной защиты, 10 — наличие резервной релейной защиты или УРОВ, 11 — наличие основной и резервной релейной защиты или УРОВ. Вспомогательные массивы зон отказов содержат номера строк основного массива зон отказов, на которых помещаются элементы, являющиеся центрами зон отказов и концами путей развития отказов для каждой из зон отказов, а также номера элементов обода зоны отказов.

При допущении возможности последовательного отказа N коммутационных аппаратов в результате отказа функционирования защиты и автоматики или самих коммутационных аппаратов концы путей развития отказа определяются следующими условиями: для максимальной зоны отказов $C_{1k} > N$ и $E_{1k} > N$ одновременно, для нормальной зоны отказов $E_{1k} > N$ и для собственной зоны отказов $C_{2k} > N$.

Как указывалось, формирование пространства расчетных состояний ЭЭС заключается в выявлении соответствующих расчетных групп отказа, ремонтных и расчетных рабочих групп.

Выявление расчетных групп отказа (РГО) осуществляется следующим образом¹.

1. Производится поиск кратчайшего расчетного пути (КРП), т. е. пути, проходящего через минимальное число элементов от расчетного элемента до одного из источников питания.

2. Строятся зоны отказов:

- при выявлении РГО типа расчетных участков и расчетных перемычек — максимальные зоны отказов вокруг элементов КРП;
- при выявлении РГО типа расчетных групп взаимосвязанных элементов — собственные зоны отказов вокруг элементов, входящих

в группы взаимосвязанных элементов, если хотя бы через одну из собственных зон отказов элементов этой группы проходит КРП; в) при выявлении РГО типа расчетных групп зависимых элементов — собственные зоны отказов вокруг зависимых элементов и элементов группы отказа типа взаимосвязанных элементов, автоматическое отключение которых обуславливает автоматическое отключение зависимых элементов, и максимальные зоны отказов вокруг элементов группы отказов типа расчетных участков и перемычек, автоматическое отключение которых обуславливает автоматическое отключение зависимых элементов, если хотя бы через одну из соответствующих зон которых проходит КРП.

3. В целях ускорения времени расчета осуществляется эквивалентирование расчетной схемы, в результате которого все источники питания, не лежащие в зонах отказов и имеющие пути, не проходящие через эти зоны, переносятся на границы зон отказов.

4. Производится поиск обходного расчетного пути (ОРП) от расчетного элемента до источника питания, по возможности не проходящего через зоны отказов или, если это невозможно, проходящего с максимальным удалением от центров этих зон (степень удаления определяется рангами элементов R_1 и R_2 , через которые проходит ОРП).

5. Выявляются элементы, через соответствующую зону отказов которых проходит ОРП, и элементы ОРП, лежащие в зонах отказов этих элементов. Если ОРП проходит через элементы, являющиеся центрами зон отказов, то в зависимости от того, какого типа РГО выявляются, эти элементы являются либо расчетными участками, либо расчетными взаимосвязанными элементами, либо расчетной группой зависимых элементов.

6. Если ОРП не проходит через элементы, являющиеся центрами зон отказов, то поочередно для каждого элемента ОРП, лежащего в зоне отказов, по массиву зон отказов находится очередной путь развития отказа от этого элемента до элемента, являющегося центром зоны отказов.

7. Производится поиск дополнительного ОРП от расчетного элемента до источника питания, не проходящего через элементы найденных в соответствии с п. 6 путей развития отказов, и по возможности проходящего зону отказов с максимальным удалением от элементов, являющихся центрами зон отказов.

Если дополнительный ОРП существует, то для каждого из элементов этого ОРП, лежащих в зоне отказов, поочередно выполняются операции в соответствии с пп. 6 и 7. Если дополнительный ОРП отсутствует, то в зависимости от того, какого типа РГО выявляются, элементы соответствующих путей развития отказов, выявленные в п. 6, образуют расчетную перемычку, расчетную группу взаимосвязанных элементов или расчетную группу зависимых элементов.

Выявление расчетных групп ремонта (РГР) осуществляется следующим образом.

Производится поиск КРП от расчетного элемента до источника питания.

¹ Здесь и далее в целях упрощения изложения материала в качестве расчетных элементов рассматриваются узлы нагрузки. Формирование пространства расчетных состояний для случаев, когда в качестве расчетных элементов рассматриваются источники питания или межсистемные связи, осуществляется аналогичным образом.

Для элементов, лежащих на КРП, строятся зоны ремонта, включающие в себя элементы, которые необходимо или целесообразно одновременно вывести из работы.

Осуществляется эквивалентирование расчетной схемы, в результате которого все источники питания, не лежащие в зонах ремонта и имеющие пути до элементов границы этих зон, не проходящие зоны ремонта, переносятся на границы этих зон [Л. 6].

Осуществляется поиск ОРП от расчетного элемента до источника питания, не проходящих через очередную зону ремонта. Если ОРП отсутствует, то элементы данной зоны ремонта являются расчетной группой ремонта.

При оценке надежности функционирования одновременно большого числа расчетных элементов оказывается целесообразным выявление РГО и РГР производить одновременно для всех расчетных элементов. Одновременное выявление РГО и РГР основывается на том, что многие расчетные элементы имеют пересекающиеся вплоть до полного совпадения множества РГО и РГР. Таким образом, выявление РГО и РГР сводится к последовательному выявлению пересекающихся подмножеств РГО и РГР для всей группы расчетных элементов.

Выявление РГО и РГР в этом случае осуществляется следующим образом.

Производится поиск КРП от источников питания до ближайших к ним расчетных элементов, которые образуют первое подмножество.

Производится поиск КРП от расчетных элементов первого подмножества до ближайших к ним элементов, которые образуют следующее подмножество и т. д.

Расчетные элементы первого подмножества заменяются множеством эквивалентных элементов. При этом каждый элемент этого множества заменяет совокупность расчетных элементов из первого подмножества, связанных между собой путями, не проходящими через элементы соответствующих зон отказа КРП первого подмножества расчетных элементов. Оставшиеся пути, связывающие расчетные элементы первого подмножества, исключаются из рассмотрения.

Эквивалентный элемент имеет нулевые показатели надежности и подключается к соответствующим расчетным элементам через эквивалентные коммутационные аппараты, имеющие также нулевые показатели надежности [Л. 6].

Для каждого эквивалентного элемента описанным выше способом выявляются РГО и РГР. Затем аналогичным образом осуществляется выявление РГО и РГР для эквивалентных расчетных элементов следующего подмножества, рассматривая расчетные элементы предыдущего подмножества в качестве источников питания. Расчетные группы ремонта и отказа, выявленные для каждого из эквивалентных расчетных элементов данного подмножества и всех предшествующих подмножеств, являются РГО и РГР для соответствующей каждому эквивалентному элементу совокупности расчетных элементов данного подмножества.

Такой способ выявления РГО и РГР особенно эффективен в сочетании с эквивалентированием

расчетной схемы ЭЭС путем выявления эквивалентных источников питания, имеющих не менее трех независимых расчетных путей [Л. 6].

Выявление расчетных рабочих групп (РРГ).

Сначала производится поиск первоначального КРП (КРП—1) от расчетного элемента до одного из источников питания, и вокруг элементов КРП—1, кроме расчетного элемента, строятся максимальные зоны отказов, образующие максимальную зону отказов (МЗО) КРП—1.

Осуществляется поиск второго КРП (КРП—2), по возможности не проходящего через МЗО КРП—1, или, если это невозможно, проходящего с максимальным удалением от элементов, лежащих на КРП—1 (степень удаления определяется рангом R_1 элементов, через которые проходит КРП), и вокруг КРП—2 строится МЗО. Если КРП—2 проходит через МЗО КРП—1, то производится поиск нового КРП—1, по возможности не проходящего через МЗО КРП—2 или, если это невозможно, проходящего с максимальным удалением от элементов, лежащих на КРП—2.

После этого, если КРП—2 не проходит через МЗО КРП—1, производится поиск третьего КРП (КРП—3), по возможности не проходящего через МЗО КРП—1 и КРП—2 или, если это невозможно, проходящего с максимальным удалением от элементов, лежащих на КРП—1 и КРП—2.

Для элементов каждого из КРП, лежащих в МЗО другого КРП при наличии запрета прохождения через МЗО третьего КРП способом, описанным выше, выявляются РГО и РГР, которые и являются расчетными рабочими группами.

Отключенное состояние каждой из таких РРГ соответствует одному из расчетных частично рабочих состояний ЭЭС, являющихся расчетными рабочими состояниями, которые подлежат учету при расчете надежности ЭЭС.

В случае, когда расчет надежности ЭЭС производится одновременно для большого числа элементов, оказывается целесообразным выявление РРГ производить одновременно для всех расчетных элементов. Для этого выявляются эквивалентные источники питания, имеющие не менее трех независимых расчетных путей [Л. 6]. Затем осуществляется выявление РРГ одновременно для всей группы расчетных элементов.

Расчетные группы отказа и ремонта и расчетные рабочие группы позволяют сформировать пространство расчетных состояний ЭЭС. Отключенному состоянию каждой из расчетных рабочих групп соответствует расчетное рабочее состояние ЭЭС, из которого она может непосредственно перейти в расчетное состояние отказа, отличающегося от других расчетных состояний отказа видами расчетных групп отказа, автоматическое отключение которых переводит ЭЭС в это состояние отказа.

Отключенному состоянию каждой из расчетных групп отказа или ремонта соответствует расчетное состояние отказа ЭЭС, в которое она может перейти из одного из расчетных рабочих состояний ЭЭС.

Формализация процесса формирования пространства расчетных состояний ЭЭС позволяет использовать аппарат марковских процессов для

определения показателей надежности функционирования расчетных элементов ЭЭС в целом.

При этом частота автоматических нарушений функционирования расчетных элементов $\lambda_{p,z}^{(\tau)}$ и периодичность оперативных нарушений функционирования расчетных элементов $T_{p,z}^{(\tau)}$ определенной расчетной длительности τ определяется по формулам:

$$\lambda_{p,z}^{(\tau)} = \sum_{z=1}^{n_z} P_z \sum_{x=1}^{n_x} P_x \sum_{y=1}^{n_y} \lambda_{xyz}^{(\tau)};$$

$$T_{p,z}^{(\tau)} = \frac{1}{\lambda_{p,z}^{(\tau)}} = \frac{1}{\sum_{z=1}^{n_z} P_z \sum_{x=1}^{n_x} P_x \sum_{y=1}^{n_y} \lambda_{xyz}^{(\tau)}};$$

где P_z — заданная вероятность нахождения ЭЭС в расчетном режиме работы z ;

P_x — вероятность нахождения ЭЭС в расчетном рабочем состоянии x , из которого она с частотой

$$\lambda_{xyz}^{(\tau)} = \sum_{\tau=1}^{n_\tau} \lambda_{xyz}^{(\tau)}$$

переходит в расчетное состояние отказа y ; $\lambda_{xyz}^{(\tau)}$ — частота автоматических переходов ЭЭС в режиме z из расчетного рабочего состояния x в расчетное состояние отказа y в результате автоматического отключения соответствующих расчетных групп от-
каза;

$\lambda_{xyz}^{(\tau)}$ — частота оперативных переходов ЭЭС в режиме z из расчетного рабочего состояния x в расчетное состояние отказа y в результате вывода из работы соответствующих расчетных групп ремонта;

n_z — число расчетных режимов работы z ЭЭС;

n_x — число расчетных рабочих состояний x ЭЭС, из которых она может перейти в расчетное состояние отказа y при расчетном заданном режиме работы z ;

n_y — число расчетных состояний отказа y ЭЭС, в которые она может перейти из расчетного рабочего состояния x при расчетном режиме работы z ;

n_τ — число расчетных длительностей нахождения расчетных элементов в нерабочем состоянии.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. De Sieno C. F., Stine L. L. A probability method for determining the reliability of electric power apparatus and system. — IEEE Trans. on PAS, 1964, vol. 83, february.
2. Billinton R., Bollinger K. E. Transmission system reliability evaluation using Markov processes. — IEEE Trans. on PAS, 1968, vol. 87, February.
3. Синьчугов Ф. И. Вероятностный метод расчета надежности схем электрических соединений. — Электрические станции, 1969, № 12.
4. Stanton K. N. Reliability analysis for power system applications. — IEEE Trans. on PAS, 1969, vol. 88, April.
5. Синьчугов Ф. И., Григораш В. И., Макаров С. Ф. Основные положения метода ВНИИЭ расчета надежности электрических сетей. — Труды ВНИИЭ, 1978, вып. 55. — М.: Энергия.
6. Синьчугов Ф. И., Макаров С. Ф. Эквивалентирование и учет пропускной способности при расчетах надежности энергетических систем в условиях эксплуатации. — В кн.: Методические вопросы исследования надежности больших систем энергетики, 1979, вып. 19. — Омск.

[09.04.81]



УДК [621.316.93:621.311.1]001.57

Математические модели надежности грозозащиты объектов энергосистем

КИНАШ Б. М., канд. техн. наук, ЛИЩАК И. В., инж., ПЕРХАЧ В. С., канд. техн. наук

Львовский политехнический институт

Математическое моделирование является основным методом исследования надежности грозозащиты ВЛ и подстанций. Разработанные математические модели используются в основном для количественной оценки грозоупорности объектов энергосистем. При этом определяются следующие показатели: среднее за год число коротких замыканий в распределительных устройствах электростанций и подстанций при прямых ударах молнии β ; среднее число опасных перенапряжений, возникающих на подстанции в течение года от волн, проходящих с ВЛ β_1 ; среднее за год число грозовых отключений ВЛ n_r . Эти показатели представляют собой интенсивности грозовых отказов перечисленных видов.

Существующие математические модели надеж-

ности грозозащиты не имеют единой методологической основы. При этом отличаются друг от друга как алгоритмы определения β , β_1 , n_r , так и алгоритмы определения показателя β_1 [Л. 1—4]. Некоторые модели имеют узко специализированное назначение [Л. 1 и 3]. Разработанные математические модели надежности грозозащиты предусматривают две стадии вычислений, объединяемые графическими построениями [Л. 2—4]. Наличие двух разобщенных стадий вычислений, недостаточное использование численных методов анализа указывает на отсутствие всесторонней формализации алгоритмов и предопределяет низкую, эффективность программной реализации. Все известные модели могут учитывать только ограниченное число случайных факторов, определяющих грозоупор-

ность объектов, что отражается на точности показателей надежности и затрудняет оптимизацию схем грозозащиты.

Будучи методологически разобщенными, существующие математические модели надежности грозозащиты имеют в то же время общие закономерности построения. Исследования позволили установить следующее. Во-первых, расчетные выражения для β , β_1 , n_T во всех моделях могут быть приведены к единой структуре:

$$\beta \vee \beta_1 \vee n_T = N_0 \eta_0 \rho_0 + N_n \eta_n \rho_n, \quad (1)$$

где N_0 , N_n — среднее за год число ударов молнии в опоры линии или молниеотводы, в провода ВЛ или токоведущие части распределительных устройств; η_0 , η_n — вероятности перехода импульсного перекрытия в силовую дугу соответственно при обратных перекрытиях и прорывах; ρ_0 , ρ_n — вероятности нарушения импульсной прочности изоляции ВЛ или оборудования подстанций при разрядах в опору (молниеотвод) и прорывах соответственно, отнесенные к одному удару молнии со случайными значениями параметров волны тока и при случайных значениях других величин, определяющих грозоупорность объектов. Во-вторых, алгоритмы вычисления вероятностей ρ_0 , ρ_n для подстанций и ВЛ можно свести к единому алгоритму, который базируется на использовании n -кратного интеграла по области D от плотности распределения $f(\vec{x})$ n -мерного вектора \vec{x} случайных величин.

$$p = \int \dots \int_{(D)} f(\vec{x}) \prod_{k=1}^n dx_k, \quad (2)$$

где в качестве \vec{x} следует принять вектор случайных величин, определяющих грозоупорность объекта, а в качестве области D — область значений этих величин, при которых наступает нарушение прочности изоляции (область опасных параметров).

Разнообразие моделей надежности грозозащиты порождено различными подходами к решению трех основных задач, возникающих при вычислении вероятности p : определения плотности распределения $f(\vec{x})$, определения области опасных параметров D и непосредственного осуществления процесса интегрирования. Способ и объем решения каждой из задач зависят от выбора вектора случайных

величин \vec{x} . Для линий электропередачи в качестве основных случайных величин принимают параметры волны тока молнии — амплитуду I и крутизну a и решают только вторую и третью задачи, поскольку распределения I и a известны. Для подстанций в качестве основных случайных величин принимают I и a [Л. 2 и 3] или U и U' — амплитуду и крутизну волны напряжения на входе (падающей волны) [Л. 1 и 4]. В первом случае решаются вторая и третья задачи, но необходимо учитывать дополнительный фактор — случайное удаление l места удара от шин подстанции. Область интегрирования D ограничивается кривой грозоупорности $I(l)$ [Л. 3] или семейством кривых опасных параметров [Л. 2]. Здесь не возни-

кает принципиальных ограничений на количество учитываемых случайных величин. Во втором случае решаются все три задачи. Область опасных параметров ограничена кривой [Л. 1] или семейством кривых [Л. 4] опасных волн. Плотность распределения $f(\vec{x})$ относительно просто может быть получена только для ударов в провод, не вызывающих перекрытия изоляции. Для всех остальных случаев методика определения $f(\vec{x})$ не разработана. Сложность определения $f(\vec{x})$ накладывает ограничение на количество учитываемых случайных величин и приводит к использованию упрощенной модели. Эта модель базируется на определении максимальной длины опасной зоны, что позволяет приблизительно оценить значение интеграла (2), не вычисляя $f(\vec{x})$ и не осуществляя процесса интегрирования. Особое место занимает методика [Л. 5], в которой для вычисления интеграла (2) использован метод статистических испытаний.

Оценка существующих моделей подтверждает необходимость и возможность разработки универсальной математической модели надежности грозозащиты объектов энергосистем, построенной на основе общих закономерностей и удовлетворяющей поставленным требованиям.

Такая модель должна обеспечить возможность учета всех определяющих грозоупорность случайных величин. Это необходимо для выявления степени влияния каждой из них и обоснования возможности использования упрощенных моделей, учитывающих ограниченное число случайных факторов. Способы учета отдельных факторов и алгоритм вычисления показателей надежности в целом должны быть сформированы на базе численных методов анализа с целью обеспечения универсальности математической модели.

В связи с изложенным выражение (2) для вероятности p нарушения прочности изоляции при одном ударе молнии и случайных значениях всех определяющих грозоупорность объекта величин с целью осуществления численного интегрирования представим в виде

$$p = \sum_{x_n} \Delta F(x_n) \dots \sum_{x_2} \Delta F(x_2) \sum_{x_1} \Delta F(x_1) = \prod_{k=1}^n \sum_{x_k} \Delta F(x_k), \quad (3)$$

где $\Delta F(x_k)$ — вероятность попадания k -й случайной величины в заданный интервал, равная разности значений функции распределения $F(x_k)$ по краям этого интервала.

Численное интегрирование согласно (3) осуществляется путем варьирования величин x_k по элементам Δx_k , принадлежащим области опасных параметров. Формула (3) справедлива для независимых случайных величин, но она применима и для коррелированных величин, если пользоваться условными законами распределения.

Выделим из координат вектора \vec{x} величины, формирующие на изоляции объекта перенапряжения $u(t)$ случайной формы. Это параметры волны

тока молнии I , a , τ , мгновенное значение рабочего напряжения u_0 в момент разряда молнии, удаление l места удара молнии от защищаемого объекта, расстояние b от места удара молнии в землю до оси линии, учитываемое при воздействии индуцированных напряжений. Сгруппируем их в отдельный вектор $\vec{x}' = (l, b, I, a, \tau, u_0)$, и формулу (3) запишем следующим образом:

$$p = \sum_l \Delta F(l) \sum_b \Delta F(b) \sum_I \Delta F(I) \sum_a \Delta F(a) \times \\ \times \sum_\tau \Delta F(\tau) \sum_{u_0} \Delta F(u_0) p(u), \quad (4)$$

где $p(u)$ — вероятность нарушения прочности изоляции объекта при воздействии напряжения $u(t)$, сформированного компонентами вектора \vec{x}' при их фиксированных значениях.

Вероятность $p(u)$ используется в качестве критерия принадлежности вектора \vec{x}' области опасных параметров [$p(u) \neq 0$]. Вычисление на каждом шаге значения $p(u)$ позволяет осуществлять процесс интегрирования без предварительного установления границы области опасных параметров.

Вероятность $p(u)$ определяется распределениями величин, учитывающих метеорологические условия m , состояние изоляции c , естественный разброс разрядных напряжений u_p , а также параметрами воздействующего напряжения $u(t)$. Согласно (3) ее следует рассчитывать по формуле

$$p(u) = \sum_m \Delta F(m) \sum_c \Delta F(c) \sum_{u_p} \Delta F(u_p), \quad (5)$$

с одновременным контролем на каждом шаге принадлежности напряжения $u(t)$ области опасных параметров, т. е. с выявлением факта наличия или отсутствия разряда.

Алгоритмы вычисления напряжения $u(t)$ на изоляции линии, подстанции для случаев прямого удара молнии и набегания волн при заданных координатах вектора \vec{x}' , а также соответствующие расчетные схемы приведены в [Л. 2] и Руководящих указаниях по защите от внутренних и грозовых перенапряжений сетей 3—750 кВ.

Систематизация влияния метеорологических условий на электрическую прочность внешней изоляции во время гроз показала, что случайные колебания параметров атмосферного воздуха в заданной местности не вызывают существенного расширения области разброса импульсных разрядных напряжений, и следует учитывать только влияние высоты местности над уровнем моря на их средние значения. Это позволяет отказаться от варьирования по параметру m , осуществив поправку среднего разрядного напряжения, если оно задано для нормальных метеорологических условий. Влияние состояния изоляции на разрядные напряжения в настоящее время не может быть оценено вследствие недостаточной изученности характеристик внешней и внутренней изоляции в отношении импульсных воздействий. Функция распределения $F(u_p)$ может быть построена для внешней изоляции при воздействии импульсных напряжений только определенной формы. Построить некоторую

усредненную функцию $F(u_p)$, учитывающую все многообразие форм, воздействующих на изоляцию волн, не представляется возможным. В результате невозможно непосредственное использование формулы (5).

В существующих моделях надежности грозозащиты вероятность $p(u)$ вычисляют путем сравнения напряжения $u(t)$ с координатами вольт-секундной характеристики для внешней изоляции и линии допустимых импульсных воздействий — для внутренней. При этом $p(u)$ принимает только два значения: $p(u) = 1$ — разряд осуществился — кривая $u(t)$ пересекла кривую допустимого уровня; $p(u) = 0$ — разряд не произошел. Обычно используются вольт-секундные характеристики и уровни допустимых импульсных воздействий для нормированных волн, что не позволяет учесть зависимости импульсной прочности изоляции от формы воздействующих перенапряжений. Однако необходимость учета такой зависимости акцентирована в целом ряде работ, она исходит также из требований адекватности модели процессам природы.

Из всех существующих способов учета зависимости импульсной прочности внешней изоляции от формы воздействующих перенапряжений [Л. 6] представляется наиболее приемлемым как в отношении программной реализации, так и в отношении точности. Фактически в [Л. 6] разработана математическая модель импульсного разряда в воздушном промежутке. Моделируется перемещение головки лидера в промежутке и фиксируется постепенное сокращение длины s ненарушенной лидером части промежутка. По условию $s=0$ устанавливается факт возникновения разряда. Изложенный в [Л. 6] алгоритм вычислений усовершенствован. В пределах каждого расчетного шага способом итерации осуществляется уточнение расстояния s и средней скорости перемещения головки лидера. При таком уточнении факт возникновения [$p(u) = 1$] или отсутствия [$p(u) = 0$] разряда при воздействующем напряжении заданной формы устанавливается более достоверно.

Для осуществления численного интегрирования согласно (4) необходимо знать функции распределения величин l, b, I, a, τ, u_0 . Для параметров волны тока молнии они известны. Случайные величины l, b подчинены равномерному распределению

$$F(l) = l/l_{\max}; F(b) = (b - b_{\min}) / (b_{\max} - b_{\min}), \quad (6)$$

где l_{\max} — максимальная длина опасной зоны; b_{\max} , b_{\min} — соответственно максимальное и минимальное расстояние до оси линии, b_{\min} зависит от высоты подвеса провода.

Предварительного вычисления l_{\max} , b_{\max} не требуется, поскольку знаменатели выражений (6) выносятся за знаки сумм (4) и при определении показателей надежности по (1) сокращаются с соответствующими величинами, входящими в состав N_0 , N_p .

Некоторые трудности возникают при учете мгновенного значения u_0 рабочего напряжения электропередачи в момент разряда молнии. Влияние u_0 на вероятность нарушения прочности изоляции нельзя учесть посредством использования его функции распределения. В существующих моделях

влияние u_0 на грозоупорность объектов эквивалентируют путем увеличения напряжения на изоляции $u(t)$ вычисленного без учета рабочего напряжения, на величину $U_{\text{ср}}$ среднего за полупериод значения фазного рабочего напряжения. Такой способ учета u_0 является искусственным, точность его не оценивалась.

Для обеспечения адекватного натуре учета рабочего напряжения необходимо пользоваться расчетной схемой объекта в трехфазном исполнении. Обоснуем это на примере ВЛ, фазы которой имеют разную высоту подвеса. При поражениях опор такой линии напряжения $u(t)$ всегда наибольшее на изоляции верхней фазы. Однако согласно опыту эксплуатации около 35% обратных перекрытий возникает на нижних фазах. Очевидно, что перекрытие изоляции нижних фаз возможно, если мгновенное значение u_0 рабочего напряжения на одной из этих фаз в сумме с $u(t)$ образуют напряжение на изоляции $u'(t)$ выше, чем на верхней фазе. Следовательно, рабочее напряжение вызывает перераспределение перекрытий между фазами, увеличение их количества и таким образом снижает грозоупорность объекта.

Нами предложен следующий способ учета влияния u_0 . Разделим период рабочего напряжения на n интервалов. Рассчитаем для всех n интервалов мгновенное значение рабочего напряжения u_0 , напряжения на изоляции $u'(t) = u(t) + u_0$ и вероятность $p(u')$ для каждой из трех фаз в отдельности. Если для m интервалов $p(u') = 1$ хотя бы для одной фазы, то вероятность нарушения прочности изоляции объекта с учетом влияния рабочего напряжения $p(u, u_0)$ будет равна отношению m/n . Аналогично можно определить также вероятности перекрытия изоляции каждой из фаз в отдельности.

Расчетную формулу для вероятности p нарушения прочности изоляции при случайных значениях всех определяющих грозоупорность объекта величин окончательно запишем в виде

$$p = \sum_l \Delta F(l) \sum_b \Delta F(b) \sum_l \Delta F(l) \sum_a \Delta F(a) \times \\ \times \sum_{\tau} \Delta F(\tau) p(u, u_0). \quad (7)$$

Вычисление вероятности p производится отдельно для обратных перекрытий p_0 и прорывов молнии p_n , поскольку условия формирования напряжения на изоляции $u(t)$ для этих случаев различны. Для подстанции при набегах волн, возникающих в результате обратных перекрытий на линии, вероятность $p(u, u_0)$ определяется как произведение вероятностей нарушения прочности изоляции линии $p_l(u, u_0)$ и оборудования подстанции $p_n(u, u_0)$.

При учете многокомпонентности грозового разряда расчет ведется вначале по распределениям l, a, τ первой компоненты, далее осуществляется переход на распределение следующей компоненты и учитывается увеличение p за счет расширения области опасных параметров, вызванного воздействием этой компоненты разряда.

Изложенные принципы построения предлагаемой математической модели надежности грозоза-

щиты объектов энергосистем позволяют осуществить ее оценку.

Модель является обобщенной, поскольку показатели надежности грозозащиты воздушных линий, подстанций при прямых ударах молнии и набегах волн вычисляются по единому алгоритму, определяемому выражениями (1) и (7). Существенные различия для указанных случаев в вычислении напряжения на изоляции не нарушают принципа обобщенности модели. Учитываются все определяющие грозоупорность объекта случайные величины, а разработанные способы их учета обеспечивают адекватность модели процессам природы.

Точность модели надежности грозозащиты не может быть обоснована формально. Основным критерием точности следует считать соответствие результатов вычислений опыту эксплуатации. Такое соответствие наблюдалось практически во всех случаях использования разработанной модели, для которых имелись данные опыта эксплуатации. Использование модели позволило также установить, что ее точность зависит в основном от числа учитываемых случайных величин (влияние разных случайных величин на точность результата неравноценно) и правильности их учета. Это убедительно показано в [Л. 7], где выполнено сравнение результатов, полученных на основе точной и упрощенной модели, учитывающей меньшее количество случайных факторов. Получены резко различные результаты, естественно, в пользу точной модели. В существенно меньшей степени точность определения показателей надежности грозозащиты зависит от используемого метода расчета волновых процессов, степени детализации расчетной схемы подстанции, принятого метода вычисления интеграла (2), т. е. от факторов, не обладающих свойством случайности.

Исходные данные для расчетов надежности включают в себя геометрические размеры элементов объекта исследования, характеристики защитных аппаратов, эксплуатационные и экспериментальные характеристики изоляции и короны. С целью приведения в соответствие точности модели и исходных данных целесообразно исключение варьирования по случайным величинам, оказывающим небольшое влияние на точность результата. Это обусловлено также требованием уменьшения времени цифрового моделирования. Однако до настоящего времени не накоплен опыт, позволяющий наперед указать факторы, которые не обязательно моделировать. Степень влияния отдельных факторов зависит от объекта исследования, его параметров, схемы грозозащиты. Необходимый же опыт может быть приобретен именно в результате широкого использования разработанной универсальной модели, которая позволяет осуществлять точную оценку влияния случайных факторов в каждом конкретном случае и выявлять необходимость их учета. Это одна из важных функций предлагаемой математической модели. На этой основе предполагается разработать оптимальную стратегию экспериментов применительно к конкретным расчетным условиям.

Предложенная математическая модель надежности грозозащиты положена в основу разработан-

ной автоматизированной системы анализа волновых электромагнитных процессов и оценки надежности схем грозозащиты объектов энергосистем (АСА ЭПН). Математическая модель подсистемы анализа волновых электромагнитных процессов сформирована в узловых и контурных координатах на базе решения уравнений электромагнитного состояния линий волновым методом с учетом искажения волн. Алгоритм модели подсистемы отличается высоким уровнем формализации, что обеспечивает полную ее автоматизацию (начиная от ввода информации, формирования модели и конечной выдачи информации в виде массивов или осциллограмм). Подсистема анализа волновых электромагнитных процессов работает вместе с подсистемой анализа надежности грозозащиты, но может быть использована и в автономном режиме. Необходимо указать на широкие возможности этой подсистемы с точки зрения анализа электромагнитных процессов, возникающих при срезах напряжений на изоляции объектов электроэнергетических систем и особенно на линиях и подстанциях электропередачи постоянного тока.

Цифровая модель АСА ЭПН сформирована по структурному принципу на алгоритмическом языке ФОРТРАН-IV. Она характеризуется высокими эксплуатационными показателями, в первую очередь, отсутствием избыточной информации и высоким быстродействием. Продолжительность расчета надежности схемы грозозащиты подстанции, имеющей две системы шин, два силовых трансформатора, семь отходящих воздушных линий электропередачи и 14 ячеек ОРУ при шаге изменения расчетного времени $\Delta t = 0,05$ мкс составляет для ЦВМ М 4030 14 мин. вместе с трансляцией программы. Продолжительность расчета надежности и моделирования волновых электромагнитных процессов рассматриваемой подстанции с трансляцией программы и выдачей графиков равна 17 мин. Модель

характеризуется простотой эксплуатации и обеспечивает минимальный объем работ по подготовке исходной информации.

Цифровая модель АСА ЭПН обеспечивает эффективное моделирование волновых электромагнитных процессов при любых возмущениях в электроэнергетической системе как атмосферного, так и коммутационного и аварийного происхождения и может быть широко использована службами энергосистем, проектными и научно-исследовательскими организациями.

Практическое применение автоматизированная система нашла в производственно-энергетическом объединении «Львовэнерго», по заказу которого АСА ЭПН была разработана. Подсистема анализа волновых электромагнитных процессов использовалась для исследования влияния срезов напряжения на работу преобразователей подстанции постоянно-го тока электропередачи «Волгоград — Донбасс».

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Бронфман А. И. Статистическая методика расчета надежности грозозащиты подстанций сверхвысокого напряжения. — Изв. НИИПТ, 1970, вып. 16.
2. О методике оценки надежности схем грозозащиты подстанций/ Г. И. Денисенко, В. С. Перхач, Б. М. Кинаш, И. В. Лишак. Изв. вузов СССР. Энергетика, 1973, № 3.
3. Костенко М. В., Половой И. Ф., Печенкин И. Д. Грозозащита подстанций на отпайках от линии электропередачи. — Изв. вузов СССР. Энергетика, 1959, № 10.
4. Кучинский Г. С., Половой И. Ф. Вероятное число случаев отключений как критерий грозозащищенности подстанций высокого напряжения. Труды ЛПИ, 1948, № 3.
5. Попов С. М. Вероятностно-статистическая методика оценки надежности грозозащиты подстанций. — Труды ВНИИЭ, 1970, вып. 38.
6. Акопян А. А., Ларионов В. П., Торосян А. С. К вопросу о влиянии формы волны напряжения на электрическую прочность воздушного промежутка. Электричество, 1956, № 5.
7. Сопоставление расчетных уровней грозоупорности подстанций на основе упрощенной и точной методики/ Г. И. Денисенко, В. С. Перхач, Б. М. Кинаш, И. В. Лишак. Изв. вузов СССР. Энергетика, 1973, № 5.

[29.01.81]

УДК 621.311.018.782.3.001.24

Автоматизация формирования математических моделей автономных электроэнергетических систем

ФИНАГИН В. И., канд. техн. наук

Ленинград

Усложнение автономных электроэнергетических систем (АвЭС), повышение требований к бесперебойности и качеству питания потребителей, а также к защите от токов короткого замыкания (к.з.), делают необходимыми и перспективными исследования их режимов на моделях. Однако для обеспечения быстрых и многочисленных расчетов требуется большая, сложная и длительная предварительная работа по формированию математических моделей и алгоритмов. Существующие модели для типовых эквивалентных структур АвЭС очень ограничены по разновидности. В связи с этим постоян-

но ведутся многочисленные работы по формированию математических моделей и алгоритмов для АвЭС различных конкретных структур.

После решения проблемы автоматизации программирования путем разработки и использования алгоритмических языков и трансляторов для ЦВМ наиболее трудоемкой работой при моделировании АвЭС стало формирование математических моделей и алгоритмов. Проблема повышения эффективности таких работ может в значительной степени решаться путем автоматизации формирования моделей для эквивалентных схем АвЭС произвольной

эквивалентной структуры из типовых элементов. Для этого требуется развитие и обобщение отдельных вопросов теории моделирования, а также разработка соответствующих вопросов алгоритмизации.

Уже реализованы некоторые системы автоматического формирования безытеративных моделей на основе полных уравнений Парка — Горева, обеспечивающие возможность расчетов различных режимов, включая режим короткого замыкания. Так, в [Л. 1 и 2] изложены принципы и пути обеспечения автоматического формирования математических моделей по опыту исследования электромагнитных процессов АвЭС произвольной структуры. В [Л. 3] приводится решение вопроса автоматического формирования математических моделей для расчета переходных процессов в АвЭС радиальной структуры с одним синхронным генератором на каждую узловую точку путем использования заданного сопротивления.

Результаты разработки и эксплуатации алгоритмов по [Л. 1, 2 и 4], а также обсуждение их на всесоюзных конференциях позволяют изложить некоторые апробированные сведения по специфике теории моделирования и алгоритмизации, а также сделать заключения, полезные для специалистов, практикующих в этой области.

Математическая модель АвЭС может формироваться с использованием уравнений синхронных генераторов и асинхронных двигателей в токах или потокосцеплениях [Л. 5—7]. Ниже будем рассматривать электромеханические переходные процессы. В этом случае, вероятно, с одинаковой эффективностью могут использоваться обе формы записи. Однако с целью согласования переменных в уравнениях элементов с переменными уравнений связи по первому закону Кирхгофа в данной статье используются уравнения элементов в токах. В статье принята [Л. 5, 6 и 8] запись уравнений каждого синхронного генератора в собственных осях, а уравнений переключателей (линий) между узловыми точками и всех других элементов в общих осях, в качестве которых могут использоваться оси первого генератора или синхронные оси. Согласование осей, к которым относятся переменные, для токов производится в уравнениях связи путем преобразования токов i_d, i_q синхронных генераторов к общим осям. Напряжения узловых точек, к которым подсоединены элементы, вводятся в уравнения соответствующих элементов. При этом напряжения узловых точек преобразуются к осям синхронных генераторов непосредственно в уравнениях генераторов [Л. 4 и 5]. Для сокращения и обобщения записи используется матричная форма уравнений. С целью упрощения изложение ведется для случая записи уравнений в осях q, d .

Уравнения элементов АвЭС рассмотрим применительно к множеству наиболее распространенных элементов АвЭС — к синхронным генераторам, асинхронным двигателям, статическим нагрузкам и переключателям (линиям). Для электрических машин в качестве основных будем рассматривать только уравнения Парка-Горева для статорных и роторных цепей. Уравнения, описывающие работу регуляторов и динамику машин, в преобразованиях

уравнений элементов и уравнений связи непосредственно не используются. В этом отношении они могут рассматриваться как дополнительные уравнения. Такой подход систематизирует их учет в моделях АвЭС произвольной структуры. В настоящей статье в качестве исходных используются уравнения элементов по [Л. 6].

Уравнения синхронных генераторов в токах [Л. 4] сведем к виду:

$$X_k p i_k = R_k i_k + V_k u_{kn}. \quad (1)$$

Здесь i_k — вектор токов генератора; $p i_k = di_k/d\omega t$; k — номер генератора; n — номер узловой точки u_{kn} — вектор составляющих напряжения n -й узловой точки, к которой подсоединен синхронный генератор, и напряжения возбуждения k -го генератора; X_k, R_k, V_k — соответствующие матрицы коэффициентов. Элементы матриц R_k при учете механических переходных процессов зависят от скольжения генератора.

Преобразование составляющих напряжений узловой точки от общих осей к осям генератора здесь отнесено к матрице V_k .

Уравнения синхронных генераторов (1) могут разрешаться в отношении производных до вида:

$$p i_k = E_k i_k + G_k u_{kn}. \quad (2)$$

Аналогично уравнения асинхронных двигателей могут быть сведены к уравнениям:

$$X_l p i_l = R_l i_l + V_l u_n; \quad (3)$$

$$p i_l = E_l i_l + G_l u_n, \quad (4)$$

где u_n — вектор составляющих напряжений узла, соответствующего номеру l .

Эти уравнения, а также уравнения статических нагрузок и линий могут быть сведены к обобщенной форме записи, справедливой для всего множества рассматриваемых элементов АвЭС:

$$p i = E i + G u. \quad (5)$$

Уравнения связи в осях q, d для АвЭС произвольной структуры в матричном обозначении

$$\Pi i_b = 0, \quad (6)$$

где Π — матрица узловых соединений статорных ветвей схемы замещения; $i_b = [i_{d1}, i_{q1}, i_{d2}, i_{q2}, \dots]'$ — вектор токов i_d, i_q всех статорных ветвей схемы замещения, транспонированный в столбец. Приведение к общим осям здесь может быть отнесено к Π или i_b .

Для переходных процессов уравнения связи целесообразно использовать в дифференциальной форме [Л. 4], которую выразим с помощью матрицы узловых соединений,

$$\Pi p i_b = 0. \quad (7)$$

Здесь $p i_b = p [i_{d1p}, i_{q1p}, i_{d2p}, i_{q2p}, \dots]'$ — вектор производных от приведенных к общим осям токов i_d, i_q всех ветвей.

Приведение к общим осям вектора производных статорных токов k -го синхронного генератора $p i_{c,gh}$, вычисляемых в начале в собственных осях, в общем случае может быть представлено в матричной форме уравнением

$$p i_{c,gh} = T_k p i_{c,gh} + F_k i_{c,gh}. \quad (8)$$

Здесь $p i_{c,gh}$ — вектор производных токов синхронного генератора, приведенных к общим осям;

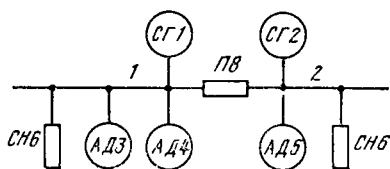


Рис. 1.

$i_{c.rk}$ — вектор токов генератора в собственных осях; T_k — матрица согласования координат; $F_k = pT_k$ — ее производная. В частном случае в осях q, d

$$i_{c.rk} = [i_{dk}, i_{qk}]'; p i_{c.rkn} = p [i_{dkn}, i_{qkn}]';$$

$$T_k = \begin{bmatrix} \cos \theta_k & \sin \theta_k \\ -\sin \theta_k & \cos \theta_k \end{bmatrix}; F_k = \begin{bmatrix} s_k \sin \theta_k - s_k \cos \theta_k \\ s_k \cos \theta_k - s_k \sin \theta_k \end{bmatrix};$$

θ_k — угол между осью генератора и общей осью q , направленной к общей оси; $s_k = -p\theta_k$ — скольжение генератора.

Система уравнений АвЭС комплектуется из основных уравнений (основных уравнений синхронных генераторов и асинхронных двигателей, уравнений статических элементов и уравнений связи) и дополнительных уравнений (уравнений регулирования, динамики роторов и др.). Для обеспечения совместного решения и интегрирования дифференциальных уравнений модели, а также для выявления зависимости напряжений узловых точек от токов и напряжений возбуждения необходимо разрешение системы основных уравнений относительно производных и напряжений. Это может быть обеспечено на основе принципа структурного моделирования [Л. 6].

Структурный принцип построения модели в АвЭС реализуем путем использования предварительно разрешенных относительно производных от токов уравнений (2), (4), (5). По этим уравнениям производные от токов являются функцией узловых напряжений. Это приводит к необходимости отдельного выявления функциональной зависимости напряжений узловых точек от других переменных. Эффективное обеспечение решения такой задачи и безытеративных расчетов процессов может быть достигнуто на основе непосредственного преобразования самих уравнений связи (7) к форме зависимости напряжений узловых от переменных.

Произведение Pr_{iu} по уравнению (7) описывает процесс суммирования производных от токов статических ветвей по всем узлам. Использование выражений для производных от токов i_d, i_q элементов по уравнениям (2), (4), (5) с учетом распределения производных по узлам в соответствии с уравнением (7) и рассмотрение вектора производных от токов в качестве вектора функции позволило путем преобразований уравнения (7) получить дифференциальную форму уравнений связи

$$Bu = \Pi p i_{iu=0}, \quad (9)$$

где B — матрица узловых проводимостей, вычисленных по реактивным составляющим сопротивлений элементов; $u = [u_{d1}, u_{q1}, u_{d2}, u_{q2}, \dots, u_{dN}, u_{qN}]'$; $p i_{iu=0}$ — вектор производных от приведенных к общим осям токов i_d, i_q ветвей при $u=0$. Отсюда получается уравнение

$$u = B^{-1} \Pi p i_{iu=0} = B^{-1} p i_{u\text{уэл}}, \quad (10)$$

где $p i_{u\text{уэл}}$ — вектор невязок производных узловых токов при $u=0$.

Из уравнения (9) следует, что правые части уравнений узловых напряжений в переходном и установившемся режимах в конечном счете при учете влияния разных факторов определяются значениями узловых сумм производных от токов i_d, i_q ветвей, вычисленных в предположении нулевых значений напряжений на их зажимах. Уравнения (9), (10) — это наиболее простые и эффективные формы преобразованных и разрешенных уравнений связи при использовании полных уравнений элементов. Они отражают физический смысл напряжений узловых точек как реакции системы на наличие невязок производных токов в узлах при $u=0$.

В результате, полная математическая модель, пригодная для эффективной автоматизации ее формирования при любой заданной структуре АвЭС, включая структуры с замкнутыми контурами сети и любым числом генераторов в узлах, представляет собой систему из уравнений элементов вида (2), (4), (5), уравнений связи (9) и дополнительных уравнений.

Расчет по приведенной модели требует задания вектора начального состояния системы, что делает актуальной разработку специальных алгоритмов расчета начального режима АвЭС произвольной структуры.

Принципы воспроизведения произвольной структуры и алгоритмизации расчета. Задание любой конкретной структуры обеспечивается матрицей узловых соединений ветвей Π (первой матрицей инцидентий) в соответствии с направленным графом АвЭС.

Направленный граф воспроизводится с учетом заданных положительных направлений токов [Л. 6]. Общий нулевой узел — базисный. Узлы нумеруются в последовательности, обеспечивающей удобство использования. Нумерация всего множества элементов, как ветвей схемы, целесообразна в следующей последовательности: сначала нумеруются все генераторы в очередности нумерации узлов, затем все двигатели и так далее. При этом нумерация переключателей ведется по одному разу для каждой из них в очередности их следования от первого узла ко всем остальным узлам в порядке возрастания номеров узлов, далее аналогично от второго и всех последующих узлов.

Пример схемы замещения АвЭС дан на рис. 1. Соответствующий граф схемы приведен на рис. 2. Для этой схемы $p i_{iu} = p [i_{d1п}, i_{q1п}, i_{d2п}, i_{q2п}, i_{d3}, i_{q3}, i_{d4}, i_{q4}, i_{d5}, i_{q5}, i_{d6}, i_{q6}, i_{d7}, i_{q7}, i_{d8}, i_{q8}]'$.

Отображение произвольной структуры АвЭС в модели обеспечивается в основном через уравнения связи с помощью матрицы Π , задающей структуру, и матрицы B . Первая из них задана. Матрица B формируется по известным правилам. Формирование вектора $p i_{iu=0}$ определяется нумерацией ветвей.

Алгоритм вычисления напряжений узловых точек, основанный на уравнениях (8) и (9), довольно прост. Расчет напряжений выгодно производить в середине такта численного интегрирования [Л. 2] по результатам предварительного вычисления про-

изводных токов $i_{vu=0}$ как правых частей дифференциальных уравнений элементов при $u=0$. Суммированием производных $i_{vu=0}$, приведенных предварительно к общим осям, в соответствии с матрицей Π определяется вектор невязок i_{uzl} . Далее вычисляются напряжения. После этого к правым частям дифференциальных уравнений, вычисленным при $u=0$, прибавляются значения членов, содержащих напряжения узловых точек. На этом заканчивается такт численного интегрирования.

Таким образом, нахождение значений элементов вектора $i_{vu=0}$ осуществляется без дополнительных вычислений. Требуется только преобразование к общим осям. По подходу, изложенному в [Л. 3] и справедливому только для систем радиальной структуры, влияние структуры в сложной правой части уравнений отображается тремя специальными матрицами со специфичными правилами формирования. Кроме того, по [Л. 3] и другим подходам [Л. 4 и 6] требуются большие дополнительные расчеты. В результате предлагаемый подход обеспечивает сокращение объема алгоритмов расчета переходного процесса на 15—20%, а время расчета до 30% и более. Подход апробирован и находит широкое применение.

Алгоритм формирования и вычисления правых частей системы дифференциальных уравнений основывается на формализованных правилах, аналогичных правилам формирования уравнений узловых напряжений. Последние два алгоритма являются массовыми, т. е. работающими при любой заданной структуре АвЭС.

Многомерные динамические массивы являются удобным алгоритмическим аппаратом, специально предназначенным для использования при изменяющемся от варианта к варианту расчета объеме информации. Это и необходимо для системы автоматического формирования моделей АвЭС различной структуры. Исходные параметры подмножеств элементов задаются в виде двумерных динамических массивов. Соответственно коэффициенты уравнений каждого из подмножеств элементов представляются трехмерными массивами E и G , у которых третий индекс определяется номером элемента в его подмножестве. Коэффициенты уравнений связи формируются в виде двумерных массивов. Фиксация фактических размеров массивов производится на основе исходной информации о числе узлов и элементов каждого типа. Для экономии оперативной памяти можно исключать динамические массивы, задавая конкретные предельно допустимые для работы алгоритма размеры массивов.

Специальные типовые и массовые процедуры унифицируют воспроизведение алгоритма [Л. 1]. Они обеспечивают также комплектование библиотеки специальных процедур и необходимы при блочном формировании программ. Опыт разработки алгоритмов показывает, что целесообразны следующие основные процедуры: процедуры преобразования исходных данных синхронных генераторов и асинхронных двигателей; процедуры вычисления дополнительных параметров и формирования трехмерных массивов коэффициентов уравнений эле-

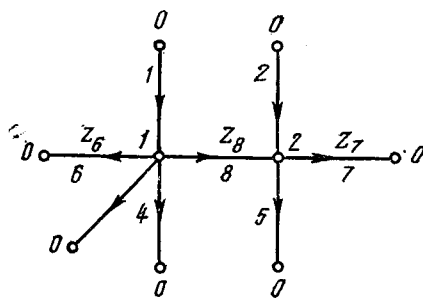


Рис. 2.

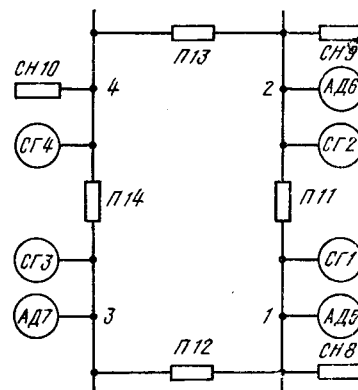


Рис. 3.

ментов; массовая процедура формирования и решения уравнений связи; массовая процедура формирования и вычисления правых частей дифференциальных уравнений и процедуры расчета процессов регулирования частоты и напряжений генераторов и динамики роторов машин.

Циклическое использование типовых процедур обеспечивает воспроизведение однотипных расчетов для всех элементов одного подмножества. Формирование уравнений статических нагрузок и перемычек несложно и использования процедур не требует.

По алгоритму, разработанному на основе приведенных выше принципов, обеспечиваются эффективные расчеты процессов не только для радиальных, как это достигнуто в [Л. 3], но и для любых заданных эквивалентных структур АвЭС. Численные результаты расчетов по разработанному алгоритму и по имеющимся алгоритмам для конкретных структур отличаются только за счет различной погрешности расчетов, так как они основаны на общих исходных уравнениях.

Эффективность рассматриваемого подхода проявляется в том, что массовые программы, разработанные на его основе, позволяют за счет немедленной их готовности оперативно решать определенные задачи исследований режимов целого класса АвЭС — систем любой структуры из принятых элементов. Так, массовая программа для исследования электромагнитных процессов АвЭС любой структуры разработана примерно за 90 рабочих дней. По этой программе на ЦВМ БЭСМ—6 производились расчеты процессов для АвЭС различной структуры, в том числе со структурой по рис. 1 и рис. 3. Усредненная оценка данных специалистов

по моделированию АвЭС показывает, что разработка и отладка специальных моделей, алгоритмов и программ только для структур по рис. 1 и 3 уже требует соответственно около 55 и 70 рабочих дней специалистов высокой квалификации.

Однако следует заметить, что специальные программы для простых структур могут быть реализованы на ЦВМ с меньшим объемом памяти. Так, реализация специальной программы для схемы по рис. 3 потребовала использования ЦВМ БЭСМ—6, а специальная программа для схемы по рис. 1 была реализована на ЦВМ БЭСМ—4М.

Практика работ показывает, что целесообразна специализация использования отдельных ЦВМ применительно к моделированию режимов АвЭС с созданием при них банка данных по элементам исследуемых систем, библиотеки специальных типовых и массовых процедур, а также библиотеки программ расчета режимов АвЭС произвольных и конкретных структур.

Выводы. 1. Автоматизация формирования математических моделей АвЭС является перспективным путем повышения эффективности исследования их режимов. Изложенные принципы моделирования обеспечивают реализацию системы автоматического формирования моделей АвЭС как радиальной, так и любой другой заданной структуры.

2. Рассмотренные способы преобразования и разрешения уравнений связи относительно напряжений и полученные простые формы уравнений обеспечивают высокую эффективность формирования и функционирования основной части модели,

учитывающей специфику произвольной структуры АвЭС.

3. Систему автоматизации формирования моделей АвЭС целесообразно основывать на структурном подходе к моделированию, обобщенных матричных формах типовых элементов, дифференциальной форме уравнений связи и на специальном математическом обеспечении в виде массовых и типовых процедур.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Финагин В. И. Автоматическое формирование на ЦВМ алгоритмов расчета процесса короткого замыкания для автономной энергосистемы произвольной структуры. — В кн.: Вопросы исследования создания и работы автономных энергетических систем. — Л.: Судостроение, 1976.
2. Финагин В. И. Вычисление напряжений узловых точек судовых ЭЭС методом разделения такта численного интегрирования. — В кн.: Тезисы докладов Всесоюзной научно-технической конференции «Автоматизация и пути развития судовых электроэнергетических систем». — Л.: Судостроение, 1976.
3. Сендюров В. М. Алгоритмизация электромеханических переходных процессов автономных электроэнергетических систем на основе упрощенных и полных уравнений Парка—Горева. — Электричество, 1978, № 5.
4. Справочник судового электротехника, т. I. — Л.: Судостроение, 1975.
5. Страхов С. В. Переходные процессы в электрических цепях, содержащих машины переменного тока. — М.; Л.: Госэнергоиздат, 1960.
6. Веретенников Л. П. Исследование процессов в судовых электроэнергетических системах. Теория и методы. — Л.: Судостроение, 1975.
7. Супрун Г. Ф. Синтез систем электроэнергетики судов. — Л.: Судостроение, 1972.
8. Веников В. А. Переходные электромеханические процессы в электрических системах. — М.: Энергия, 1964.

[03.03.81]



УДК 621.925.43:621.311—523

Применение автоматики опережающего деления сети при отключении коротких замыканий

МАМОНТОВА Т. Н., инж. (ВГПИиНИИ «Энергосетьпроект», Москва),
КОРОЛЕВ Е. П., КУЦОВСКИЙ С. М., кандидаты техн. наук (ВГПИиНИИ
«Энергосетьпроект», Горьковское отделение)

Развитие электрических систем, сопровождающееся увеличением единичной мощности устанавливаемого электрооборудования, широким использованием трансформаторных связей сетей различного напряжения, усилением связей между энергообъектами, в частности, вводом параллельных линий, все большей закольцованностью сетей, приводит к росту токов короткого замыкания (к. з.), постоянных времени первичной сети T_1 и скоростей восстанавливающегося напряжения.

Анализ крупнейших энергосистем ОЭС Центра выявил значительное и все возрастающее число выключателей 110—220 кВ, параметры которых не соответствуют характеристикам к. з. Для устранения отмеченного несоответствия в [Л. 1] предложены: стационарные схемные мероприятия; применение разного рода токоограничивающих устройств; быстродействующее опережающее деление сети (ОДС) в аварийном режиме. Не обсуждая подробно первые два способа, отметим лишь что первый из них

состоит в оптимальном построении структуры электрической сети, обеспечивающем допустимый уровень параметров к. з., и применяется, как правило, на стадии проектирования.

Применение токоограничивающих устройств наряду с эффективным ограничением токов к. з. влечет за собой ряд осложнений, связанных с дополнительными затратами, отысканием места для установки в ОРУ действующих подстанций, снижением надежности электроснабжения, ограничением обменных мощностей, ростом скорости восстанавливающегося напряжения и т. д.

Наиболее широкое распространение в последнее время получил метод ОДС, различным аспектам применения которого посвящена данная статья.

При использовании ОДС операция по ликвидации к. з. осуществляется в два этапа. Сначала производится быстродействующее деление сети путем отключения одного или двух заранее выбранных питающих присоединений. Затем отключается вы-

ключатель поврежденного присоединения. Отключенные с опережением питающие присоединения вводятся в работу от устройства автоматического повторного включения (АПВ) [Л. 2].

Автоматика ОДС (АОДС) обеспечивает нормальные условия работы выключателя как по отключаемому току (с учетом наличия в токе к. з. апериодической слагающей), так и по уровню скорости восстанавливающегося напряжения на его контактах. Применение ОДС эффективно в тех случаях, когда ток термической и электродинамической стойкости выключателя при сквозных токах выше протекающих через него токов к. з. [Л. 3].

Для большинства отечественных выключателей 110 кВ и выше нормируемый сквозной ток либо равен номинальному отключаемому току, либо незначительно его превышает. Это обстоятельство существенно ограничивает область применения АОДС и ее эффективность. В [Л. 3] отмечается, что выпускаемые промышленностью выключатели имеют фактическую стойкость к сквозному току значительно выше приведенной в паспортных данных. Поэтому целесообразно, чтобы заводы — изготовители приводили фактические значения допустимых сквозных токов, что способствовало бы более широкому использованию АОДС.

Надежное отключение к. з. при использовании ОДС, как правило, обеспечивается, если можно выбрать один — два выключателя, опережающее отключение которых приводит к соответствию параметров к. з. и выключателя поврежденного присоединения. Разделение сети при ОДС носит кратковременный характер, поэтому влияние на статическую устойчивость энергоузла незначительно.

С точки зрения динамической устойчивости производимое при ОДС отключение части источников до отключения к. з. способствует скорейшему восстановлению синхронной работы генераторов и является эффективным средством сохранения устойчивости [Л. 4].

Показатели экономической эффективности автоматики ОДС складываются из следующих компонентов:

отказ от замены установленных выключателей на более мощные по отключающей способности; исключение длительных и дорогостоящих строительно-монтажных и пуско-наладочных работ на территории действующего объекта;

увеличение срока службы установленных выключателей;

возможность быстрого внедрения АОДС на действующих энергообъектах, стыковки ее с устройствами релейной защиты и автоматики при умеренных затратах, на аппаратуру, ее установку и эксплуатацию;

возможность сочетания действия ОДС с другими мероприятиями по ограничению токов к. з. (секционирование сети в удаленных от энергообъекта точках, установка резисторов в нейтральных трансформаторов и автотрансформаторов для ограничения ударных и установившихся токов к. з. и т. д. [Л. 2]);

оптимальное использование АПВ после работы автоматики ОДС, позволяющее максимально приблизить схему энергоузла к схеме доаварийного ре-

жима, сводя к минимуму вероятность повторного включения на неустранившееся близкое к. з.;

улучшение показателей режима энергоузла, постоянно работающего по замкнутой схеме (выключатели, производящие деление, нормально включены, и АОДС не оказывает влияния на режимы без к. з.).

По расчетам, выполненным в институте «Энергосетьпроект», годовой экономический эффект от внедрения АОДС на одном энергообъекте в среднем составляет около 190 тыс. руб., а в целом по стране 5 млн. руб.

Отмеченные достоинства обуславливают широкое распространение АОДС в энергосистемах СССР. Однако отсутствие обоснованной методики выбора структуры автоматики, технических требований к ее аппаратуре (измерительным органам, в частности), а также непромышленный характер изготовления снижает надежность используемых устройств АОДС и существенно тормозит их дальнейшее применение. В связи с этим в институте «Энергосетьпроект» был выполнен анализ структуры и характеристик действующих на энергообъектах устройств АОДС с целью выявления оптимальных параметров и разработки единого задания на производство комплексного устройства автоматики с универсальными характеристиками. Анализ показал, что до 1978 г. АОДС применялась в 15 энергосистемах на энергообъектах напряжением 110 кВ и выше. Количество установленных комплектов колеблется от 1 до 36. Среднее число случаев работы одного комплекта в год составляет от 0,5 до 2. Эффективность АОДС как средства защиты выключателей подтверждена длительным опытом эксплуатации (более 10 лет).

Автоматика ОДС признана перспективной на ближайшее десятилетие (предполагается увеличение числа энергосистем, использующих АОДС, не менее чем до 24 к 1985 г.).

Организация ОДС на подстанции предусматривает выполнение следующих мероприятий: определение присоединений, коммутационные параметры выключателей которых не соответствуют действительным токам к. з.; выбор места и количества делений; выбор места включения и уставок измерительных органов АОДС.

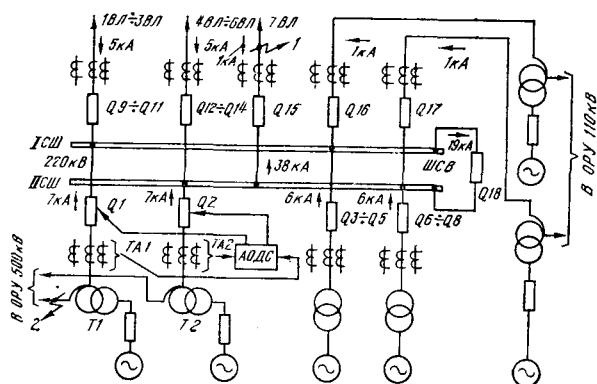
Согласно требованиям ГОСТ [Л. 5] и рекомендациям [Л. 2] для выключателей должны выполняться следующие условия:

$$I_{0.п} \leq I_{0.ном}; \quad (1)$$

$$I_{0.п} \leq \frac{1 + \beta_n}{1 + \beta} I_{0.ном}; \quad (2)$$

$$S < S_n \frac{I_{0.ном}}{I_{0.м}}, \quad (3)$$

где $I_{0.п}$ — действующее значение периодической составляющей тока к. з. к моменту размыкания контактов выключателя; $I_{0.ном}$ — номинальный ток отключения выключателя; $\beta = I_{\infty} / (\sqrt{2} I_{0.п})$ — относительное содержание апериодической составляющей в токе к. з. в момент размыкания контактов выключателя I_{∞} — значение апериодической составляющей тока к. з. в момент размыкания контактов выключателя; β_n — нормированное значение β для



данного выключателя; S и S_n — действительное и нормированное значение скорости восстанавливающегося напряжения для данного выключателя.

Проверка условия (3) выполняется по приближенной формуле [Л. 2]:

$$S \approx k \frac{I_{o.n}}{n} \text{ кВ/мкс}, \quad (4)$$

где $n = n_n - 1$, если $n_n \leq 3$; $n = n_n - 2$, если $n_n \geq 4$; n_n — число линий, подключенных к шинам в момент отключения к. з.; $k = 0,2$ для линий электропередачи с одним проводом в фазе, $k = 0,17$ и $k = 0,14$ при расщеплении фазы соответственно на два и три провода.

Автоматика ОДС должна обеспечивать выполнение условий (1)–(3) при неудаленных к. з.; причем условие (3) необходимо проверять лишь для воздушных выключателей, так как масляные выключатели 110–220 кВ малочувствительны к скорости восстанавливающегося напряжения в таких режимах.

Рассмотрим организацию работы АОДС на примере мощной ГРЭС (см. рисунок), где на напряжении 220 кВ установлены модернизированные выключатели типа ВВН-220-15, номинальный ток отключения которых доведен до 31,5 кА ($\beta_n = 0,2$; $S_n = 1$ кВ/мкс; ток термической стойкости $I_T = 39,4$ кА; собственное время отключения $t_{o.c} = 0,06$ с).

Так как все выключатели на выбранном объекте одинаковы, то расчетным является режим к. з. на наименее мощном присоединении 7ВЛ вблизи шин подстанции (точка 1).

Допустим, что при к. з. в точке 1 ток $I_{o.n}$, протекающий через выключатель 220 кВ $Q15$, составляет 38 кА (на рисунке стрелками и цифрами показаны направления и значения токов к. з. по присоединениям); постоянная времени первичной сети $T_1 = 0,1$ с;

$$\beta = \exp\left(-\frac{t_{o.c} + 0,01}{T_1}\right) \approx 0,5.$$

В этом случае для выключателя $Q15$ не выполняются условия (1) и (2), так как $I_{o.n} = 38$ кА.

При приведении отключающей способности выключателя в соответствие токам к. з. возможны различные варианты ОДС.

1. Отключение шиносоединительного выключателя $Q18$. При этом ток к. з. снижается до 19 кА

и обеспечивается выполнение условий (1) и (2). Однако уменьшение в результате деления числа линий, подключенных к месту к. з. с 7 до 4, приводит к недопустимому повышению скорости восстанавливающегося напряжения на контактах $Q15$, т. е. не выполняется условие (3):

$$S = 1,9 > S_n \frac{I_{o.n.ном}}{I_{o.n}} = 1,66.$$

2. Отключение выключателей $Q1$ и $Q2$ автотрансформаторов связи $T1$ и $T2$ 500/220 кВ позволяет снизить ток к. з. через $Q15$ до 24 кА и уменьшить скорость восстанавливающегося напряжения, обеспечивая выполнение условий (1)–(3); $24 \text{ кА} < 31,5 \text{ кА}$; $24 \text{ кА} < 25,2 \text{ кА}$; при этом

$$S = 0,95 < S_n.$$

Для остальных выключателей (исключая $Q1$ и $Q2$) условия (1)–(3) также выполняются, так как протекающие через них токи к. з. не превышают ток через $Q15$. При к. з. за выключателями $Q1$ и $Q2$ от ОДС отключается одно (неповрежденное) присоединение, в результате чего ток к. з. равен 25 кА, $S = 0,83$ кВ/мкс. Следовательно, условия (1)–(3) выполняются также и для $Q1$ и $Q2$.

3. Отключение выключателей блоков $Q3$ – $Q8$ снижает ток к. з. до 26 кА, что, однако, недостаточно для условия (2). Условие (3) выполняется, так как

$$S = 1,04 < (S_n I_{o.ном}) / I_{o.n} = 1,21.$$

4. Отключение $Q9$ – $Q14$ также не обеспечивает выполнение условий (2) и (3).

В итоге приемлемым является деление согласно п. 2. В выбранном варианте проверяются условия сохранения динамической устойчивости при ОДС. В ходе этих расчетов следует оценить возможность трехфазного деления при всех видах к. з., что позволяет выполнить АОДС наиболее просто.

Для повышения динамической устойчивости при использовании ОДС в случае необходимости могут выполняться следующие мероприятия:

отключение от ОДС только тех фаз выключателей, производящих деление сети, на которых возникло к. з., сохраняя в работе неповрежденные;

отключение от АОДС трех фаз при междофазных к. з. и только поврежденной — при однофазных;

ликвидация возможного длительного неполнофазного режима при пофазном ОДС;

быстрое восстановление первоначальной схемы энергообъекта после отключения к. з. путем АПВ выключателей, производящих деление сети; в этом случае АПВ выключателей, производящих ОДС, целесообразно выполнять сразу же после первого отключения повреждения.

Повторное включение поврежденной линии в работу после отключения ее выключателем тяжелого к. з. желательно начинать с удаленного от места к. з. конца.

В тех случаях, где это допустимо по условиям динамической устойчивости, можно применять упрощенный вариант, при котором выключатели, осуществляющие ОДС, находятся в отключенном состоянии в течение всего цикла АПВ поврежденной линии.

Наиболее ответственной частью АОДС является токовый или направленный токовый измерительный орган (ИО), предназначенный для выявления режимов к. з., при которых нарушается соответствие параметров выключателя током к. з. Уставку срабатывания ИО следует выбирать по симметричной составляющей тока к. з. из следующих выражений:

$$\left. \begin{aligned} I_{\text{ср}} &= \frac{1}{K_3} I_{\text{о.ном}} \quad \text{при } \beta_{\text{max}} < \beta_{\text{н}}; \\ I_{\text{ср}} &= \frac{1}{K_3} \frac{1 + \beta_{\text{н}}}{1 + \beta_{\text{max}}} I_{\text{о.ном}} \quad \text{при } \beta_{\text{max}} > \beta_{\text{н}}; \end{aligned} \right\} \quad (5)$$

$$I_{\text{ср}} = \sqrt{\frac{S_{100} I_{\text{о.ном}}^n}{K'_3 k}}, \quad (6)$$

где $K_3 = 1,1 - 1,2$ — коэффициент запаса; $K'_3 = 1,1 - 1,6$ — коэффициент, зависящий от типа выключателя, его способности отключать неудаленные к. з., наличия резистора, шунтирующего контакты, и т. д.

В качестве расчетного принимается меньший из токов срабатывания, определенных по (5) и (6). Выражение (6) получено из условия (3) с учетом (4) и соотношения [Л. 6].

$$I_{\text{о.п}} / I_{\text{о.ном}} \approx S_{100} / S_{\text{доп}},$$

где S_{100} и $S_{\text{доп}}$ — соответственно нормированное (при $I_{\text{о.п}} = I_{\text{о.ном}}$) и допустимое (при $I_{\text{о.п}} < I_{\text{о.ном}}$) значения скорости восстанавливающегося напряжения.

Следует отметить, что при определении уставки срабатывания ИО по (5) и (6) чувствительность АОДС может оказаться завышенной, например, если фактическое значение β находится между β_{max} и $\beta_{\text{н}}$. Поэтому можно использовать в АОДС два ИО: один, реагирующий на симметричную составляющую тока к. з., а второй — на прогнозируемое значение полного тока в момент размыкания контактов выключателя [Л. 7]. Однако на практике с целью увеличения срока службы выключателей стремятся уменьшить число отключений тяжелых к. з. (с токами к. з., близкими к $I_{\text{о.ном}}$), для чего повышают чувствительность ИО, реагирующего на $I_{\text{о.п}}$; этим, как правило, перекрывается зона работы второго ИО и потребность в последнем отпадает.

Известны два способа включения ИО: способ прямого замера, при котором ИО включаются на все присоединения, где возможно несоответствие параметров установленных выключателей токам к. з.; способ косвенного замера, при котором ИО включаются в цепи выключателей, осуществляющих деление сети. Достоинствами прямого замера являются независимость выбора уставки срабатывания ИО автоматики ОДС от режимов работы питающих присоединений, что позволяет применять его на всех энергообъектах, где требуется установка автоматики, и отсутствие требования направленности действия ИО. Одним из факторов, ограничивающих включение ИО по этому способу, является потребность в большом количестве реле (для схемы на рисунке с 17 присоединениями требуется 51 однофазное реле) и, как следствие, — значительной

площади для их размещения. Вторым способом менее универсален, так как оценка токов к. з. через выключатель поврежденного присоединения производится косвенно, т. е. по доле тока, протекающей через выключатели, производящие ОДС. В этом случае чувствительность АОДС и уставка ИО зависят от режимов работы питающих присоединений, что ограничивает область применения косвенного замера. Кроме того, при косвенном замере часто к ИО предъявляется требование направленности действия (например, при к. з. в точке 2 на рисунке ОДС производить не следует, хотя ток по $Q1$ и $TA1$ может превышать уставку срабатывания ИО).

К достоинствам косвенного замера следует отнести снижение числа ИО (например, для схемы на рисунке при установке ИО в цепи $Q1$ и $Q2$ требуется 6 однофазных реле), а также некоторое уменьшение влияния погрешностей трансформатора тока на работу ИО ввиду меньших кратностей токов к. з. в неповрежденных присоединениях.

Для того, чтобы АОДС не вносила замедление в работу релейных защит, которые в сетях 110—220 кВ имеют время действия 40—60 мс, и обеспечивала деление сети с опережением не менее 20—30 мс, время срабатывания ИО не должно превышать 15—20 мс.

Так как АОДС устанавливается в наиболее мощных энергоузлах и действует при неудаленных к. з. с большими токами, при разработке ИО необходимо обеспечить их устойчивое функционирование с учетом погрешностей трансформаторов тока в установившихся и переходных процессах.

На основе анализа схем энергообъектов, характеристик выключателей 110—220 кВ и условий работы АОДС составлены основные технические требования на быстродействующее реле тока, предназначенное для использования в качестве ИО автоматики ОДС: время срабатывания реле при токе, равном $1,2I_{\text{уст}}$ не должно превышать 15 мс; при токе $0,9I_{\text{уст}}$ должно обеспечиваться надежное несрабатывание реле; реле должно надежно функционировать в условиях интенсивных электромагнитных переходных процессов при использовании трансформаторов тока с токовой погрешностью до 60%; реле должно удовлетворять требованиям по мехоустойчивости согласно рекомендациям МЭК.

При разработке реле следует ориентироваться на микроэлементную базу. Наиболее предпочтительно модульное исполнение конструкции реле. Выходные органы реле должны обеспечивать возможность как пофазного, так и трехфазного отключения выключателя. При выполнении ИО с направленной характеристикой срабатывания необходимо определить области его селективной работы при расчетных видах к. з.

Как показано в [Л. 8], при неудаленных к. з. ток, протекающий через направленное реле тока, включенное по 90°-ной схеме, опережает напряжение и угол между ними φ_p находится в пределах $-90^\circ < \varphi_p < 0$.

Значения $\varphi_p^{(1,1)}$ при неудаленных двухфазных к. з. на землю могут быть определены при использовании

соотношений [Л. 9] по выражению:

$$\varphi_p^{(1,1)} = \frac{\pi}{2} - \arctg \frac{\sqrt{3}(0,5 + x_{0\Sigma}/x_{1\Sigma})}{1,5}, \quad (7)$$

где $x_{0\Sigma}$, $x_{1\Sigma}$ — суммарные сопротивления нулевой и прямой последовательности относительно точки к. з. соответственно.

Расчеты энергоузлов, где существует потребность в АОДС, показали, что обычно $x_{0\Sigma}/x_{1\Sigma} \geq 0,5$, т. е. $\varphi_p^{(1,1)} \leq 40^\circ$.

С учетом этого при всех видах к. з. получим — $90^\circ \leq \varphi_p \leq 40^\circ$. Следовательно, ИО с рабочей зоной $130-140^\circ$ и углом максимальной чувствительности около 25° обеспечивает селективное действие АОДС при всех видах к. з.

Анализ существующих устройств АОДС показал, что измерительные органы не удовлетворяют основному требованию — высокого быстродействия и селективности при работе трансформаторов тока с повышенными погрешностями в переходных процессах. В Горьковском отделении института «Энергосетьпроект» разработаны реле тока (в том числе и направленного действия) [Л. 10] в полном соответствии с приведенными выше техническими требованиями. Эти реле успешно эксплуатируются с 1977 г. на одной из мощных ГРЭС. Материалы разработок переданы в ПО «Союзэнергоавтоматика» для проведения опытно-конструкторской разработки с последующим промышленным изготовлением реле.



УДК 62-83.001.1

Состояние и перспективы развития теории электропривода с упругими механическими связями

КЛЮЧЕВ В. И., ЖИЛЬЦОВ Л. В., КАЛАШНИКОВ Ю. Т.

Электрический привод предназначен для приведения в движение рабочих машин и управления их технологическими процессами. Все приводимые в движение механически связанные массы образуют важнейшую часть электромеханической системы привода конкретной установки — ее механическую часть, свойства которой оказывают существенное влияние на динамические показатели и точность работы машины. Известно, что вследствие конечной жесткости механических связей механическая часть электропривода представляет собой в общем случае нелинейную многомассовую упругую механическую систему, склонную к колебаниям и подверженную неблагоприятным воздействиям как внутренних, обусловленных кинематическими погрешностями передач, так и внешних периодических составляющих нагрузок.

Колебания связанных масс механической системы, возникающие в переходных процессах или под действием периодических возмущений, увеличивают

Вывод. В условиях действующего энергообъекта наиболее экономичным способом приведения в соответствие с токами к. з. параметров выключателя опережающего деления сети, экономическая эффективность которого обусловлена малыми по сравнению с другими мероприятиями капитальными затратами, отсутствием влияния на работу сети в нормальном режиме, а также возможностью быстрого внедрения.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Неклепаев Б. Н. Методы ограничения токов короткого замыкания в энергосистемах. — Электрические станции, 1973, № 11, с. 69—72.
2. Указания по ограничению токов короткого замыкания в сетях напряжением 110 кВ и выше. — М.: Изд. ОРГРЭС, 1976.
3. Неклепаев Б. Н. Координация и оптимизация уровней токов короткого замыкания в электрических системах. — М.: Энергия, 1978.
4. Беркович М. А., Семенов В. А. Основы автоматики энергосистем. — М.: Энергия, 1968.
5. ГОСТ 687—78. Выключатели переменного тока высокого напряжения.
6. Учет токов короткого замыкания при разработке схем развития энергосистем/ Билик Н. И. и др. — Труды ин-та «Энергосетьпроект», вып. 12, с. 105—120.
7. Шуляк В. Г. Рабочий А. А. К анализу работы измерительных органов устройств опережающего секционирования. — Изв. вузов. Электромеханика, 1976, № 7.
8. Федосеев А. М. Релейная защита электрических систем. М.: Энергия, 1976.
9. Ульянов С. А. Электромагнитные переходные процессы в электрических системах. — М.: Энергия, 1970.
10. Куцовский С. М., Королев Е. П. Реле тока для автоматики опережающего деления сети. — Электрические станции, 1979, № 1.

[17.02.81]

то до сравнительно недавнего времени как исследование, так и проектирование электроприводов выполнялись ими, как правило, без учета упругости механических связей, зазоров и кинематических погрешностей передач, при предельно упрощенном представлении механической части электропривода в виде жесткого приведенного механического звена. Для решения многих вопросов при проектировании электроприводов такое представление их механической части до настоящего времени позволяет получать удовлетворительную точность результатов наиболее удобным и простым путем. Однако на этом пути утрачивается достоверная информация о действительном характере движения рабочего органа машины и о фактических нагрузках элементов механического оборудования.

Как следствие, решение двух фундаментальных задач электропривода — ограничения нагрузок электрического и механического оборудования и точного воспроизведения заданных законов движения исполнительных органов машины — без учета важнейших особенностей механической части системы не может быть успешным.

Это стало ясным в конце 50-х — начале 60-х годов, когда резко возросшие требования к точности и динамическим качествам электромеханических систем привода и управления технологическими процессами пришли в противоречие с привычным для электроприводчиков примитивным представлением механической части этих систем, которое во многих случаях явилось причиной серьезных просчетов и технических неудач. Необходимость преодоления трудностей, возникших при практической реализации прецизионных следящих электроприводов и высокоточных систем числового программного управления рабочими движениями различных машин, при решении задач ограничения динамических нагрузок механической части электроприводов ряда новых мощных установок в подъемно-транспортной технике, экскаваторостроении и других отраслях, а также при создании совершенных систем управления непрерывными технологическими процессами с упруго-пластичными деформациями обрабатываемого материала, потребовали энергичных исследований динамики электромеханических систем с учетом упругих связей, зазоров и кинематических погрешностей передач.

Исследования, выполненные за истекший период, позволили не только успешно решить ряд частных задач электропривода конкретных установок, но и несомненно способствовали укреплению позиций электропривода как технической науки. Наиболее общие результаты, накопленные в процессе исследования упругих электромеханических систем электроприводов различных производственных механизмов, существенно дополнили общую теорию электропривода следующими новыми разделами: динамические свойства линейных двухмассовых упругих электромеханических систем (ДЭМС); регулирование переменных линейных и нелинейных ДЭМС; динамика разветвленных электромеханических систем многодвигательного электропривода; динамика упругих электромеханических систем с распределенными параметрами.

Все указанные вопросы еще не получили исчер-

пывающего освещения, находятся в стадии развития и постоянно пополняются новыми сведениями о свойствах упругих электромеханических систем, методах расчета их параметров, возможностях оптимизации их свойств по различным критериям, которые выявляются в процессе новых исследований. Наиболее полно изучены общие свойства линейных ДЭМС; быстро развиваются исследования по регулированию координат ДЭМС; получены общие представления об особенностях динамики многодвигательных электроприводов. В значительно меньшей мере выявлены общие свойства упругих электромеханических систем с распределенными параметрами. Здесь проведен ряд интересных исследований как общего характера, так и направленных на улучшение динамических характеристик электроприводов конкретных производственных установок. При этом получили освещение общие вопросы математического описания упругих электромеханических систем с распределенными параметрами и для ряда объектов выявлены возможности аппроксимации их механическими моделями с сосредоточенными параметрами.

Тем не менее уже полученные результаты существенно расширяют и углубляют содержание теории электропривода. Современная теория электропривода — это наука, изучающая общие физические свойства разомкнутых и замкнутых различными обратными связями электромеханических систем, механическая часть которых содержит упругости, кинематические зазоры, погрешности передач и подвержена воздействию различных по характеру механических нагрузок. Это, разумеется, не означает, что полученные ранее без учета упругостей закономерности и методы синтеза электроприводов утратили свое значение. Напротив, их практическая эффективность существенно возросла благодаря изученным особенностям взаимодействия электрической части электропривода с его реальной механической частью и разработанным инженерным методом обоснования допустимости пренебрежения упругими связями в конкретных ситуациях. Остановимся на этих вопросах несколько подробнее.

Основные особенности взаимодействия электрической и упругой механической частей системы достаточно полно выявляются при представлении механической части в виде двухмассовой расчетной схемы. В подавляющем большинстве случаев в электромеханической системе отсутствуют внешние обратные связи по упругому моменту или координате второй массы. Все многообразие отвечающих этому условию систем при линеаризации может быть представлено общим математическим описанием, если воспользоваться предложенным В. И. Ключевым понятием динамической жесткости механической характеристики:

$$\left. \begin{aligned} M(p) &= M_{к.з}(p) + \beta_{дин}(p) \omega_1 = -\beta_{дин}(p) (\omega_0 - \omega_1); \\ M(p) - iM_{12}(p) - M_{с1}(p) &= J_1 p \omega_1; \\ M_{12}(p) - M_{с2}(p) &= J_2 p \omega_2, \end{aligned} \right\} \quad (1)$$

где $M_{к.з}(p) = W_m(p) u_3(p)$ при $\omega_1 = 0$; $\beta_{дин}(p) = M(p) / \omega_1(p)$ при $u_3 = 0$ — динамическая жест-

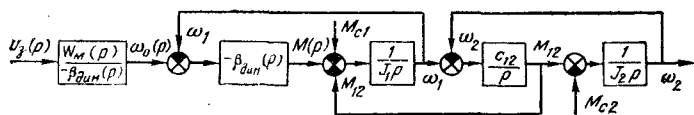


Рис. 1.

кость механической характеристики электропривода; $\omega_0(p) = M_{к.з}(p) / -\beta_{дин}(p)$ — скорость идеального холостого хода электропривода; J_1, J_2 — приведенные моменты инерции; M_{c1}, M_{c2} — моменты нагрузки, приложенные соответственно к первой и второй массам систем; $M_{12} = c_{12}(\varphi_1 - \varphi_2) = \frac{c_{12}}{p}(\omega_1 - \omega_2)$ — момент нагрузки упругой связи, имеющей коэффициент жесткости c_{12} .

Жесткость динамической механической характеристики является основной характеристикой электромеханической связи в динамической системе. Благодаря наличию электромеханической связи электропривод реагирует на колебания в механической части $\Delta\omega_1 = \Delta\omega_{1м} \sin \Omega t$ соответствующими колебаниями момента $\Delta M = \Delta M_m \sin(\Omega t + \psi)$. Энергия, отводимая за цикл колебаний, определяется известной формулой:

$$\Delta A_{ц} = \frac{T_{ц}}{2} \Delta\omega_{1м} \Delta M_m \cos \psi, \quad (2)$$

где $\Delta\omega_{1м}$ зависит от параметров механической части, ΔM_m определяется модулем динамической жесткости на частоте $\Omega |\beta_{дин}(j\Omega)|$, а $\cos \psi$ — фазочастотной характеристикой $\beta_{дин}(j\Omega)$.

Эти представления позволяют получить удобные инженерные оценки пренебрежимо слабой электромеханической связи. Так как в (1) механическая часть представлена консервативным колебательным звеном, электромеханической связью можно пренебречь при выполнении условий:

$$k_{э.с} = \left| \frac{W'_m(p)}{W'_{m12}(p)} \right|_{p=j\Omega_{12}} = \frac{A'_m(\Omega_{12})}{A'_{m12}(\Omega_{12})} \rightarrow 0 \quad (3)$$

либо

$$k_{э.с.а} = k_{э.с} \cos \psi(\Omega) \rightarrow 0, \quad (4)$$

где $W'_m(p) = \frac{M(p)}{M_{c1}(p)}$; $W'_{m12}(p) = \frac{M_{12}(p)}{M_{c1}(p)}$; $\Omega_{12} =$

$= \sqrt{\frac{c_{12}(J_1 + J_2)}{J_1 J_2}}$; $k_{э.с}$ — коэффициент электромеха-

нической связи на частоте недемпфированного резонанса Ω_{12} ; $k_{э.с.а}$ — то же по активной составляющей момента.

В случае, когда динамическая жесткость в широком диапазоне частот точно или приблизительно выражается соотношением

$$\beta_{дин}(p) = -\frac{\beta}{T_{э}p + 1}, \quad (5)$$

оценка пренебрежимо слабой электромеханической связи по (3) имеет вид:

$$k_{э.с} = \frac{1}{T_{м1}\Omega_{12} \sqrt{1 + T_{э}^2\Omega_{12}^2}} \rightarrow 0, \quad (6)$$

где $T_{м1} = J_1/\beta$; соответственно (4) выражается формулой:

$$k_{э.с.а} = \frac{1}{T_{м1}\Omega_{12} \sqrt{1 + T_{э}^2\Omega_{12}^2}} \rightarrow 0. \quad (7)$$

Область пренебрежимо слабого демпфирования механических колебаний по причине жесткой электромеханической связи оценивается условиями $k_{э.с} \rightarrow \infty$ и $k_{э.с.а} \rightarrow \infty$. Расчеты показали, что демпфирование пренебрежимо мало, если $k_{э.с} < 0,1$ или если при $\gamma = \frac{J_1 + J_2}{J_1} > 5$ значение $k_{э.с} > 10$. Не-

трудно видеть, что в настоящее время обоснование необходимости учета или пренебрежения влиянием упругих связей при проектировании и исследовании электроприводов не представляет затруднений.

Более сложно решить задачу оптимизации электромеханической связи с целью получения минимальной колебательности системы. Однако изложенные исходные позиции и выполненные исследования позволяют оценивать и возможные пределы снижения колебательности системы с заданными механическими параметрами за счет формирования динамической механической характеристики привода, не прибегая к использованию обратных связей по упругому моменту и координате второй массы.

Для выяснения этих возможностей обратимся к рассмотрению обобщенной структурной схемы рассматриваемого класса электромеханических систем, соответствующей (1) и представленной на рис. 1. Она наглядно свидетельствует о том, что колебательность электромеханической системы при данных параметрах механической части полностью определяется выражением $\beta_{дин}(p)$.

Механическая часть электропривода при $c_{12} = \infty$ представляет собой интегрирующее звено; следовательно, синтез системы регулирования скорости электропривода любым способом имеет целью получение динамической жесткости механической характеристики, совпадающей в области средних и высоких частот с (5) при необходимых для получения среднечастотной асимптоты ЛАЧХ разомкнутого контура значениях $\beta_{треб}$ и $T_{э,треб}$.

Приведем несколько примеров, подтверждающих сказанное. Выражение динамической жесткости для разомкнутой системы УП—Д:

$$\beta_{дин}(p) = -\frac{\beta_e}{T_{я}p + 1}, \quad (9)$$

где $\beta_e = c^2/R_{я\Sigma}$; $T_{я} = L_{я\Sigma}/R_{я\Sigma}$.

Аналогично выражение для системы УП—Д, замкнутой обратной связью по скорости:

$$\beta_{дин}(p) = -\frac{\beta(T_{п.э}p + 1)}{(T_{м}p + 1)(T_{я}p + 1)}, \quad (10)$$

где

$$\beta = \frac{c^2 + ck_{о.с}k_{п}}{R_{я\Sigma}}; \quad T_{п.э} = \frac{\beta_e}{\beta} T_{п.}$$

То же для контура регулирования скорости с подчиненным контуром тока при настройке на

технический оптимум (без учета внутренней связи по э. д. с.):

$$\beta_{\text{дин}}(p) = -\frac{\beta}{2T_{\mu}p + 1}, \quad (11)$$

где $\beta = \beta_e T_M / 4T_{\mu}$; T_{μ} — суммарная некомпенсируемая инерционность контура тока.

То же при настройке на симметричный оптимум:

$$\beta_{\text{дин}} = -\frac{\beta_e T_M (1 + 8T_{\mu}p)}{32T_{\mu}^2 p (2T_{\mu}p + 1)}. \quad (12)$$

Соответствующие ЛАЧХ динамической жесткости приведены на рис. 2. Выражениям (9), (10) при $T_n \approx 0$ и (11) соответствуют зависимости 1, 2 и 3 на рис. 2,а. На рис. 2,б приведены ЛАЧХ, соответствующие (10) при $T_n \gg T_{\mu}$ и (12) (зависимости 1 и 2). Сравнивая их, можно убедиться, что в области средних и высоких частот они соответствуют (5) при различных значениях β и T_{μ} . К аналогичному выводу можно прийти, рассматривая ЛАЧХ динамической жесткости для систем регулирования момента и тока.

Отсюда следует, что общий анализ свойств линейных ДЭМС для рассматриваемого класса систем может быть проведен при представлении динамической жесткости механической характеристики выражением (5). Получаемые при этом результаты тем более точно соответствуют конкретным регулируемым электроприводом, чем в более широком диапазоне частот, включая Ω_{12} , действительные ЛАЧХ и ЛФЧХ динамической жесткости совпадают с аналогичными характеристиками (5).

Свойства линейных ДЭМС с динамической жесткостью (5) в настоящее время изучены достаточно полно. Подставив (6) в (1) и выполнив преобразования, получим обобщенное характеристическое уравнение таких систем в виде:

$$p^4 + \frac{1}{T_{\mu}} p^3 + \left(\frac{1}{T_{\mu} T_{M1*}} + 1 \right) p^2 + \frac{1}{T_{\mu}} p + \frac{1}{T_{\mu} T_{M1*}} = 0, \quad (13)$$

где $p_* = \frac{d}{dt_*}$; $t_* = \Omega_{12} t$; $T_{\mu} = \Omega_{12} T_{\mu}$;

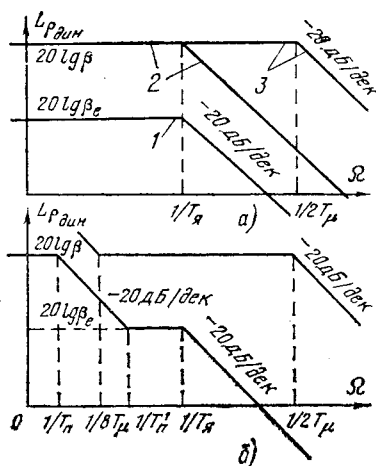


Рис. 2.

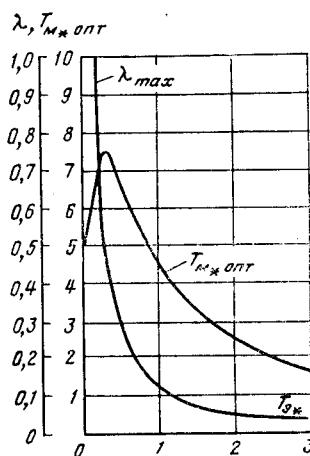


Рис. 3.

$$T_{M1*} = \frac{J_1 \Omega_{12}}{\beta} = \Omega_{12} T_{M1}.$$

Анализ зависимости меньшего логарифмического декремента от параметров системы позволяет установить, что при данных γ и T_{μ} изменение β от 0 до ∞ , соответствующее при $J_1 \neq 0$ изменениям T_{M*} от ∞ до 0, вначале приводит к возрастанию λ от 0 до λ_{\max} , а в дальнейшем вызывает монотонное уменьшение λ до 0. Значение λ_{\max} при этом

однозначно определяется T_{μ} и γ и соответствует определенному значению $T_{M* \text{ опт}}$.

С помощью ЦВМ получены обобщенные зависимости $\lambda_{\max} = f(T_{\mu})$ и $T_{M* \text{ опт}} = f(T_{\mu})$ при $\gamma = \text{const}$. В качестве примера на рис. 3 приведены такие зависимости от $\gamma = \infty$, которые характеризуют системы с большим приведенным моментом инерции механизма. Рассматривая их, можно убедиться, что возможности оптимизации ДЭМС по критерию минимума колебательности без применения обратных связей по M_{12} или φ_2 с ростом T_{μ} быстро снижаются. Уменьшение γ от ∞ до 10 незначительно сказывается на предельном демпфировании, а при $\gamma < 5$ значения λ_{\max} уменьшаются и при $\gamma < 1,4$ при любых параметрах динамической жесткости электромеханическая связь остается пренебрежимо слабой ($\lambda_{\max} < 0,25$).

Обобщенные зависимости $\lambda_{\max} = f(T_{\mu})$ и $T_{M1* \text{ опт}} = f(T_{\mu})$ при $\gamma = \text{const}$ на основании изложенного выше являются основой простого и удобного метода синтеза рассматриваемого класса линейных ДЭМС по условию минимума колебательности. Заданные механические параметры системы γ и Ω_{12} и оценка предельно достижимого уровня быстродействия при выбранном способе управления электроприводом, который определяется некомпенсируемыми инерционностями предварительно принятой системы регулирования $T_{\mu i}$, позволяют по кривой $T_{M1 \text{ опт}} = f(T_{\mu})$ при заданном γ и $T_{\mu} = T_{\mu i} (\Omega_{12})$ определить значение $\beta_{\text{опт}}$ и в соответствии с (5) построить желаемые ЛАЧХ и ЛФЧХ динамической жесткости механической характеристики. Сопоставление желаемых характеристик с соответствующими настройке без учета упругих связей позволяет определить необходимые изменения настроек контура, коррекцию передаточной функции регулятора или требуемые параметры дополнительных обратных связей. На кафедре АЭП МЭИ проводятся исследования, имеющие целью определить границы, в которых отклонения низкочастотной асимптоты динамической жесткости от соответствующей (5) не оказывают существенного влияния на колебательность системы.

Из вышеизложенного следует, что во многих случаях обеспечить требуемые условия движения механической части оптимизацией динамической жесткости механической характеристики невозможно. Поэтому внимание исследователей все в большей мере привлекает проблема регулирования по отклонению нагрузок упругих связей, а также пути и скорости массы механизма. При этом рассмотренные обобщенные характеристики линейных ДЭМС позволяют не только установить необходимость перехода к активному управлению движением второй массы, но и облегчают задачу синтеза регуляторов за счет улучшения частотных характеристик объекта регулирования.

Отмеченные качественные изменения теории электропривода имеют важнейшее практическое значение. Непрерывный рост требований к точности электромеханических систем управления технологическими процессами в условиях возрастающей мощности и производительности машин ставит перед разработчиками электроприводов все более сложные задачи, требующие глубокого понимания физических свойств объекта и грамотного учета важнейших особенностей механической части системы. Правильные представления о важнейших особенностях электромеханических систем автоматизированного электропривода уже сегодня позволяют обеспечить существенное снижение нагрузок элементов электропривода и механизма, рационально выбрав структуру и параметры электрической части систем. Практическое значение этих возможностей трудно переоценить, так как уменьшение нагрузок механического оборудования открывает значительные резервы увеличения межремонтных сроков, способствует надежности и долговечности машин, что в конечном счете приводит к повыше-

нию эффективности их использования и производительности. Достигнутый уровень развития теории упругих электромеханических систем уже является хорошей основой для успешного решения этих сложных задач.

Исследования динамики упругих электромеханических систем интенсивно продолжают в различных отраслях народного хозяйства и наряду с решением практических задач постоянно пополняют теорию электропривода. В перспективе должны получить дальнейшее развитие инженерные методы синтеза упругих линейных и нелинейных электромеханических систем, замкнутых по координате исполнительного органа, причем значительное внимание должно быть уделено проблеме создания простых, точных и надежных датчиков упругого момента, перемещения механизма и т. п. На этом пути открываются новые возможности снижения динамических нагрузок электроприводов и повышения точности электромеханических систем позиционных и следящих электроприводов. Получат дальнейшее развитие теоретические и практические вопросы, связанные с разработкой совершенных многосвязных электромеханических систем взаимодействующих электроприводов с упругими звеньями в виде транспортируемой и обрабатываемой полосы. Наконец, говоря о перспективах развития теории упругих электромеханических систем, нельзя не подчеркнуть важность продолжения исследований систем с распределенными параметрами, при этом значительный интерес представляют исследования, результаты которых позволяют обобщенно перейти от сложных реальных объектов к адекватным механическим моделям с сосредоточенными параметрами.

[18.02.80]

УДК 621.314.54.012.6

Нагрузочные характеристики каскадных генераторов выпрямленного напряжения

КИТАЕВ Г. И., канд. техн. наук

Свердловск

Умножитель напряжения Грейнахера [Л. 1] (рис. 1,а) получил известность как каскадный генератор Кокрофта—Уолтона [Л. 2]. В 1955 г. Хальперном предложен каскадный генератор с симметричной схемой умножения [Л. 3] (рис. 1,б). В 1961 г. автором предложены устройства с двухполупериодным умножением напряжения: однофазный [Л. 4] (рис. 1,в) и трехфазный умножители [Л. 5] (рис. 1,г) для наиболее мощных источников высокого напряжения постоянного тока. Их эффективность доказана при сравнении в общем виде любых m -фазных умножителей [Л. 6 и 7].

Стационарные процессы достаточно глубоко рассмотрены в наиболее известной однофазной однополупериодной схеме 1,а. Целью таких исследова-

ний было определение падения напряжения в генераторе ΔU_r и пульсации напряжения на нагрузке δU при одинаковых емкостях конденсаторов. Ниже рассмотрены результаты исследования стационарного режима работы четырех указанных основных схем умножения напряжения. Для умножителей нагруженных током i_n , питающихся синусоидальным напряжением с амплитудой U и частотой (период T), определяются напряжения на конденсаторах любой ступени ΔU_r или внутреннее сопротивление генератора R_r и δU при любых значениях емкости конденсаторов в ступенях C_k [Л. 8 и 9]. Углы зажигания вентиля, время их работы и максимальные значения тока в вентилях определены для случая, когда емкость конденсаторов одинако-

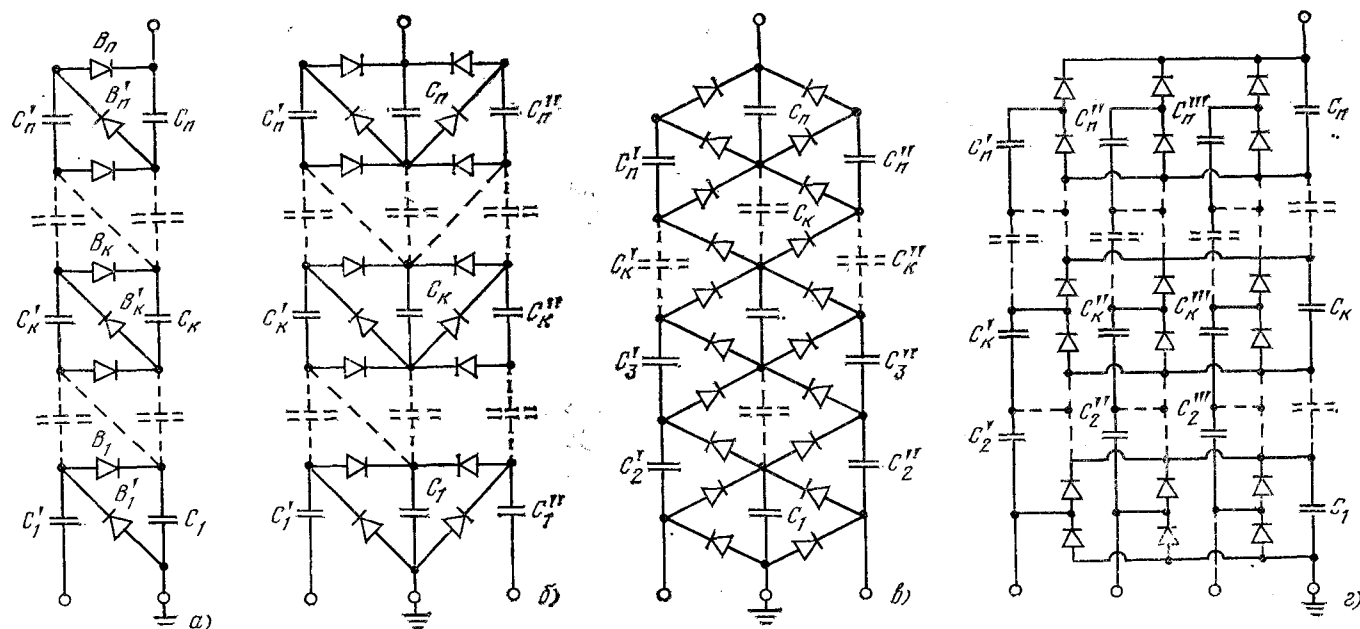


Рис. 1. Основные схемы умножителей выпрямленного напряжения.

а — однофазная однополупериодная (Грейнахер, 1914 г.; Кокрофт — Уолтон, 1932 г.); б — двухфазная однополупериодная (Хайльперн, 1955 г.); в — однофазная двухполупериодная (Китаев, 1962 г.); г — трехфазная двухполупериодная (Китаев, 1962 г.).

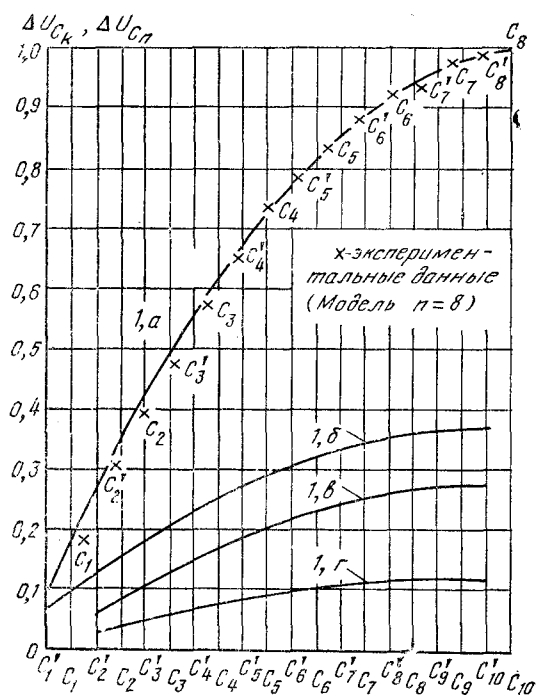


Рис. 2. Относительные значения падения напряжения на конденсаторах в каждой из десяти ступеней умножителей по схемам рис. 1 при условии одинаковой суммарной емкости всех конденсаторов в каждой из них.

ва. Влиянием сопротивлений вентиля и цепи источника питания пренебрегаем.

Однофазная однополупериодная схема умножения напряжения (рис. 1, а). Эта схема содержит две цепи конденсаторов ($C_1, \dots, C_k, \dots, C_n$ и $C'_1, \dots, C'_k, \dots, C'_n$), соединенных между собой вентилями, включенными последовательно друг с другом. Первая цепь конденсаторов подключена к нагрузке, а вторая служит для подзаряда первой. Каждый

период T вентили работают двумя группами поочередно. В один полупериод будут открыты вентили $B'_1, \dots, B'_k, \dots, B'_n$, что обеспечит подзаряд конденсаторов цепи $C'_1, \dots, C'_k, \dots, C'_n$. В другой полупериод эти конденсаторы «отдают» заряд конденсаторам другой цепи через вентили $B_1, \dots, B_k, \dots, B_n$.

В процессе «передачи» зарядов в каждый период T предварительно заряженные ($U_{C_k} > 0$) конденсаторы k -й ступени независимо от времени (угла) работы вентиля «отдают» заряд $Q_{C_k} = Q_{C'_k} = i_n T [n - (k - 1)]$ и напряжение на конденсаторах снижается на величину Q_{C_k}/C_k . Сумми-

руя снижения напряжения на конденсаторах в ступенях от первой до k -й, получаем значения полного снижения напряжения на конденсаторах C_k и C'_k при любом значении емкостей в ступенях:

$$\begin{aligned} \Delta U_{C_k} &= \sum_{i=1}^k \frac{Q_{C_i}}{C_i} + \sum_{i=1}^k \frac{Q_{C'_i}}{C'_i} = \\ &= i_n T \left\{ n \left(\frac{1}{C_1} + \frac{1}{C'_1} \right) + \right. \\ &\quad \left. + \dots + [n - (k - 1)] \left(\frac{1}{C_k} + \frac{1}{C'_k} \right) \right\}; \\ \Delta U_{C'_k} &= \sum_{i=1}^k \frac{Q_{C'_i}}{C'_i} + \sum_{i=1}^{k-1} \frac{Q_{C_i}}{C_i} = \\ &= i_n T \left\{ n \left(\frac{1}{C_1} + \frac{1}{C'_1} \right) + \right. \\ &\quad \left. + \dots + \frac{[n - (k - 1)]}{C'_1} \right\}. \end{aligned} \quad (1)$$

Напряжения на конденсаторах k -й ступени

$$U_{C_k} = 2U - \Delta U_{C_k} \text{ и } U_{C'_k} = 2U - \Delta U_{C'_k}.$$

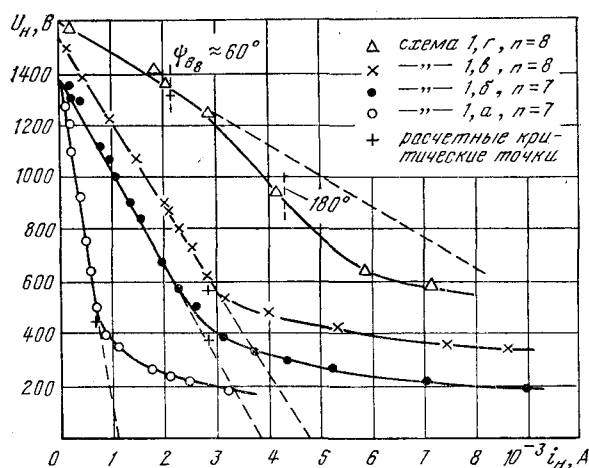


Рис. 3. Расчетные и экспериментальные нагрузочные характеристики умножителей со схемами 1а—г при $C=4$ мкФ и $f=50$ Гц.

Напряжения k -й ступени

$$U_k = 2kU - \sum_1^k \Delta U_{C_k} \text{ и } U'_k = 2kU - \sum_1^k \Delta U_{C'_k}.$$

Падение напряжения на всех конденсаторах в разрядной и подзарядной колоннах n -ступенчатого умножителя представляет собой суммы:

$$\sum_1^n \Delta U_{C_k} \text{ и } \sum_1^n \Delta U_{C'_k}. \quad \text{Разность этих двух сумм}$$

равна пульсации напряжения на выходе δU . В общем виде при любых значениях емкостей конденсаторов полное снижение напряжения на всех конденсаторах разрядной колонны ΔU и пульсации δU определяются как

$$\Delta U = \sum_1^n \Delta U_{C_k} = i_n T \left\{ n^2 \left(\frac{1}{C_1} + \frac{1}{C'_1} \right) + \dots + [n - (k-1)]^2 \left(\frac{1}{C_k} + \frac{1}{C'_k} \right) + \dots + \left(\frac{1}{C_n} + \frac{1}{C'_n} \right) \right\}; \quad (2)$$

$$\delta U = \Delta U - \Delta U' = i_n T \left\{ \frac{n}{C_1} + \dots + \frac{[n - (k-1)]}{C_k} + \dots + \frac{1}{C_n} \right\}. \quad (3)$$

Используя (2) и (3), можно получить выражение для среднего значения напряжения на выходе умножителя:

$$U_r = 2nU - \Delta U_r + \frac{\delta U}{2}.$$

Если все конденсаторы одинаковой емкости, то напряжения на конденсаторах k -й ступени

$$U_{C_k} = 2U - \frac{i_n}{fC} (2nk - k^2 + k);$$

$$U'_{C_k} = 2U - \frac{i_n}{fC} (2nk - k^2 + 2k - n - 1),$$

а на последней ступени

$$U_{C_n} \approx U'_{C_n} = 2U - \frac{i_n}{fC} (n^2 + n).$$

Анализируя изменение отношения $\Delta U_{C_k} / \Delta U_{C_n}$

в ступенях, получаем расчетную кривую a (рис. 2), с которой хорошо совпадают экспериментальные данные, полученные на модели с $n=8$. Для умножителей, у которых емкости всех конденсаторов одинаковы, нагрузочная характеристика может быть выражена уравнением:

$$U_n = 2nU - \Delta U_r = 2nU - \frac{i_n}{fC} \left(\sum_1^n 2n^2 - \frac{1}{2} \sum_1^n n \right) = \\ = 2nU - i_n \frac{8n^3 + 9n^2 + n}{12fC} = 2nU - i_n R_r. \quad (4)$$

При этом пульсация напряжения на нагрузке

$$\delta U = \frac{i_n}{fC} \sum_1^n n = \frac{i_n}{fC} \frac{n^2 + n}{2}. \quad (5)$$

Согласно (4) зависимость $U_n(i_n)$ является уравнением прямой, проходящей через точку с координатами:

$$i_n = 0, U_n = 2nU; \quad i_n = \frac{24nUfC}{8n^3 + 9n^2 + n}, U_n = 0.$$

Расчетная нагрузочная характеристика при $n=7$, $f=50$ Гц и $U=100$ В приведена на рис. 3 (пунктирная линия). Экспериментальные зависимости, полученные на модели, совпадают с уравнением (4) при $i_n < i_{n,кр}$. С дальнейшим увеличением i_n , т. е. при $i_n > i_{n,кр}$ зависимость $U_n(i_n)$ становится нелинейной. Замедление спада U_n обусловлено снижением до нуля напряжения на конденсаторах последней ступени (на C_7 и C'_7). При этом число работающих ступеней уменьшается и, умножитель становится шестиступенчатым, т. е. с более пологой нагрузочной характеристикой. При дальнейшем увеличении тока наступает момент, когда $U_{C_n} = U_{C'_n} = 0$ и зависимость $U_n(i_n)$ будет соответствовать работе пятиступенчатого умножителя, затем четырехступенчатого и т. д. до $i_n = 2fCU$, когда $U_n = 0$ и в первой ступени будет перезаряжаться конденсатор C'_1 .

В общем случае для n -ступенчатого умножителя значение тока, при котором заканчивается линейная часть характеристики $U_n(i_n)$, определяется из условия $U_{C_n} = 0$, т. е.

$$i_{n,кр} = \frac{2UfC}{(n^2 + n)}.$$

Тогда напряжение на нагрузке

$$U_{n,кр} = 2nU - \frac{U(8n^2 + 9n + 1)}{6(n+1)} \text{ или } \frac{U_{n,кр}}{U_{x,x}} = \\ = 1 - \frac{8n^2 + 9n + 1}{12(n^2 + n)},$$

т. е. $U_{n,кр}$ примерно равно $1/3 U_{x,x}$.

Рассмотрим работу вентиля в n -ступенчатом умножителе, нагруженном током i_n . Конденсаторы в ступенях одинаковой емкости C . Определим длительность работы каждого вентиля и максимальное значение тока в вентиле I_B .

Через каждый клапан проходит ток, среднее значение которого $i_B = i_n$. При изменении питающего напряжения разность потенциалов возникнет раньше на концах цепей конденсаторов, т. е. первыми начнут работать клапаны: B_n в один полупериод и B'_n в другой. В первом случае при повышении напряжения на подзарядной цепи создадутся условия для работы клапана B_{n-1} . С его открытием клапан B_n закроется, то же произойдет с B_{n-1} при работе B_{n-2} и т. д. Этот цепной процесс закончится работой клапана B_1 до момента прохождения напряжения через максимальное значение. В другой полупериод аналогичным образом будут работать клапаны B'_n, \dots, B'_1 .

Зависимость от i_n угла начала работы ψ_3 клапанов B_n и B'_n можно определить по формуле:

$$\psi_{3B_n} \approx \arccos \left(1 - \frac{\Delta U_{C_n}}{U} \right) = \arccos \left[1 - \frac{i_n (n^2 + n)}{U f C} \right],$$

где ψ_3 — угол опережения зажигания клапанов по отношению к моменту прохождения напряжения через максимальное значение.

На рис. 4 приведены результаты экспериментального определения ψ_{3B} , длительности работы и максимальных значений I_B для клапанов восьмиступенчатого умножителя при нагрузке, близкой к $i_{н.кр}$, когда напряжение на конденсаторе $U_{C_8} \approx 0$. В этом случае $\psi_{3B_8} \approx 180^\circ$ ($t_{3B_8} = 9,4$ мс). Длительность работы клапана, например, t_{pB_k} равна

разности времени срабатывания клапанов в ступенях k и $k-1$. На модели при $n=8$ получена примерно одинаковая длительность работы каждого клапана, т. е. она составляла восьмую часть времени срабатывания клапана B_8 . Считая форму импульсов тока близкой в синусоиде, можно предложить следующее выражение для определения I_B :

$$I_{B_k} \approx i_n \frac{\pi^2 n}{\psi_{3B_n}} \text{ при } t_{pB_k} \approx t_{3B_n} / n.$$

Для случая, когда $\psi_{3B_8} \approx \pi$ (рис. 3), $I_B \approx 8\pi i_n$, т. е. кратность должна составлять 25. Измеренные значения кратности (рис. 4) составляли 25—30. Особенности импульсной работы клапанов с большой кратностью максимального значения по отношению к i_n необходимо учитывать при выборе клапанов.

Двухфазная однополупериодная схема (рис. 1,б). Умножитель с такой схемой можно рассматривать как два умножителя по схеме 1,а с подзарядными цепями $C'_1, \dots, C'_k, \dots, C'_n$ и $C''_1, \dots, C''_k, \dots, C''_n$, которые работают на одну общую разрядную цепь из конденсаторов $C_1, \dots, C_k, \dots, C_n$. Расчетные формулы для стационарного режима работы приведены в табл. 1 и 2.

Если сравнить величину внутреннего сопротивления данного умножителя и умножителя, выполненного по схеме рис. 1,а при одинаковом токе i_n и равных значениях суммарной емкости всех конденсаторов, то эффективность, выраженная в кратности снижения R_r , $k_{эфф} \approx 2(8n^2 + 9n) / 3(2n^2 + 3n)$; при $n=5$ $k_{эфф} \approx 2,5$.

Экспериментально полученная эффективность схемы рис. 1,б показана на рис. 2 (кривая б). Зна-

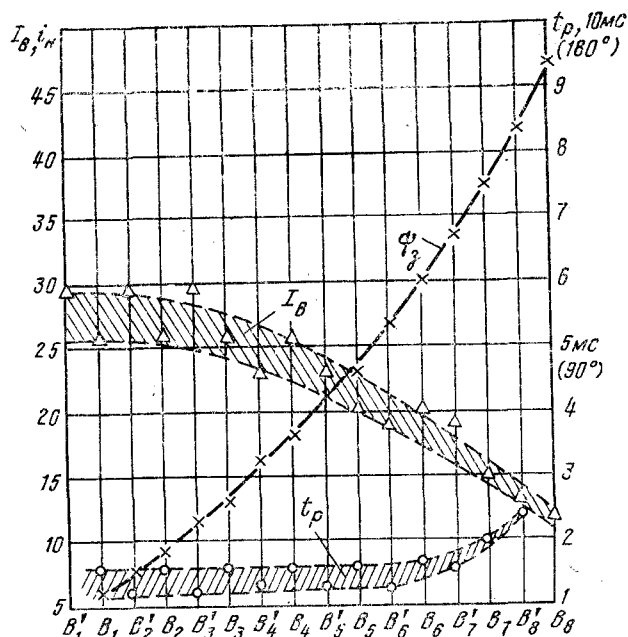


Рис. 4. Экспериментальные данные о значениях угла зажигания клапанов ψ_3 длительности работы клапанов I_B t_p и максимального значения тока в клапанах (кратность I_B/i_n) на модели умножителя по схеме 1,а при $n=8$, $C=10$ мкФ, $f=50$ Гц, $i_n=0,3$ мА.

чения ΔU_C на конденсаторах десятиступенчатого умножителя существенно меньше, чем в умножителе, реализованном по схеме рис. 1,а. Расчетная нагрузочная характеристика совпала с экспериментальной на ее прямолинейном отрезке до $i_n < i_{н.кр}$ ($U'_{C_n} = U''_{C_n} > 0$) для модели семикаскадного умножителя (кривая б рис. 3). Объяснение хода кривой $U_n(i_n)$ и особенностей работы клапанов такое же, как и для схемы рис. 1,а.

Однофазная двухполупериодная схема (рис. 1,в). Как и в схеме на рис. 1,б в рассматриваемой имеются три цепи конденсаторов с теми же функциями. Особенностью схемы является то, что однофазное питающее напряжение подведено непосредственно к выпрямительному мосту, выполняющему роль первой ступени умножителя. Конденсатор C_1 разрядной колонны заряжается каждый полупериод непосредственно от источника питания. По сравнению с предыдущей схемой в ней меньше конденсаторов ($3n-2$). Работа клапанов и передача зарядов происходят так же, как и в схеме рис. 1,б. Расчетные формулы приведены также в табл. 1 и 2. Результаты измерений на семиступенчатой модели зависимости $U_n(i_n)$ подтвердили расчетные значения R_r (кривая в рис. 3).

Умножители напряжения, реализующие схему рис. 1,в, обладают меньшим внутренним сопротивлением, чем схемы рис. 1,а и б, что видно из данных о $\Delta U_{C_k} / \Delta U_{C_n}$ (кривая в, рис. 2), а также из расчета кратности снижения R_r по сравнению со схемой 1,б. Такую кратность можно выразить формулой:

$$k_{эфф} \approx \frac{3n(2n+3)}{3n-2(2n-3)}.$$

Таблица 1

Расчетные формулы для умножителей при любом значении емкости конденсаторов в ступенях

Схема	R_r	δU	U_{C_k} позарядных колонн
1, а	$\frac{1}{f} \left\{ \sum_1^n \frac{[n - (k-1)]^2}{C'_k} \left(\frac{1}{C_k} + \frac{1}{C'_k} \right) - \frac{1}{2} \sum_1^n \frac{[n - (k-1)]}{C_k} \right\}$	$\frac{i_H}{f} \sum_1^n \frac{1}{C_k}$	$U_{C_k} = 2U - \frac{i_H}{f} \left\{ n \left(\frac{1}{C_1} + \frac{1}{C'_1} \right) + \dots + [n - (k-1)] \left(\frac{1}{C_k} + \frac{1}{C'_k} \right) \right\}$ $U_{C'_k} = 2U - \frac{i_H}{f} \left\{ n \left(\frac{1}{C_1} + \frac{1}{C'_1} \right) + \dots + \frac{[n - (k-1)]}{C'_k} \right\}$
1, б	$\frac{1}{4f} \left\{ \sum_1^n \frac{[n - (k-1)]^2}{C'_k} + \sum_1^n \frac{[n - (k-1)]^2}{C''_k} + \sum_1^n \frac{1}{C_k} \right\}$	$\frac{i_H}{2f} \sum_1^n \frac{1}{C_k}$	$U_{C'_k} = 2U - \frac{i_H}{2f} \left\{ \frac{n}{C'_1} + \frac{n-1}{C'_2} + \dots + \frac{[n - (k-1)]}{C'_k} \right\}$ $U_{C''_k} = 2U - \frac{i_H}{2f} \left\{ \frac{n}{C''_1} + \frac{n-1}{C''_2} + \dots + \frac{[n - (k-1)]}{C''_k} \right\}$
1, в	$\frac{1}{4l} \left\{ \sum_2^n \frac{[n - (k-1)]^2}{C'_k} + \sum_2^n \frac{[n - (k-1)]^2}{C''_k} + \sum_1^n \frac{1}{C_k} \right\}$	$\frac{i_H}{2f} \sum_1^n \frac{1}{C_k}$	$U'_{C_k} = U - \frac{i_H}{2f} \left\{ \frac{n-1}{C'_2} + \frac{n-2}{C'_3} + \dots + \frac{[n - (k-1)]}{C'_k} \right\}$ $U_{C''_k} = U - \frac{i_H}{2f} \left\{ \frac{n-1}{C''_2} + \frac{n-2}{C''_3} + \dots + \frac{[n - (k-1)]}{C''_k} \right\}$
1, з	$\frac{1}{6f} \left\{ \frac{1}{3} \sum_2^n \frac{[n - (k-1)]^2}{C'_k} + \frac{1}{3} \sum_2^n \frac{[n - (k-1)]^2}{C''_k} + \frac{1}{3} \sum_2^n \frac{[n - (k-1)]^2}{C'''_k} + \frac{1}{2} \sum_1^n \frac{1}{C_k} \right\}$	$\frac{i_H}{6f} \sum_1^n \frac{1}{C_k}$	$U_{C'_k} = U - \frac{i_H}{6f} \left\{ \frac{n-1}{C'_2} + \frac{n-2}{C'_3} + \dots + \frac{[n - (k-1)]}{C'_k} \right\}$ $U_{C''_k} = U - \frac{i_H}{6f} \left\{ \frac{n-1}{C''_2} + \frac{n-2}{C''_3} + \dots + \frac{[n - (k-1)]}{C''_k} \right\}$ $U_{C'''_k} = U - \frac{i_H}{6f} \left\{ \frac{n-1}{C'''_2} + \frac{n-2}{C'''_3} + \dots + \frac{[n - (k-1)]}{C'''_k} \right\}$

Таблица 2

Расчетные формулы для умножителей, во всех ступенях которых конденсаторы одинаковой емкости
 $C'_k = C''_k = \dots = C_k$

Расчетная величина	Схемы умножителя выпрямленного напряжения			
	1, а	1, б	1, в	1, з
R_r	$\frac{8n^3 + 9n^2 + n}{12fC}$	$\frac{2n^3 + 3n^2 + 4n}{12fC}$	$\frac{2n^3 - 3n^2 + n}{12fC}$	$\frac{2n^3 - 3n^2 + n}{36fC}$
δU	$\frac{i_H}{fC} \frac{n^2 + n}{2}$	$\frac{i_H}{fC} \frac{n}{2}$	$\frac{i_H}{fC} \frac{n}{2}$	$\frac{i_H}{fC} \frac{n}{6}$
U_{C_k} позарядных колонн	$2U - \frac{i_H}{fC} (2nk - k^2 - 2k - n - 1)$	$2U - \frac{i_H}{4fC} (2nk - k^2 + k)$	$U - \frac{i_H}{4fC} (2nk - k^2 - 2n + k)$	$U - \frac{i_H}{12fC} (2nk - k^2 - 2n + k)$
U_{C_n} позарядных колонн	$2U - \frac{i_H}{fC} (n^2 + n)$	$2U - \frac{i_H}{4fC} (n^2 + n)$	$U - \frac{i_H}{4fC} (n^2 - n)$	$U - \frac{i_H}{12fC} (n^2 - n)$
$i_{H, \text{кр}}$ при $i_H = 0$ U_{C_n}	$\frac{2UfC}{n^2 + n}$	$\frac{8UfC}{n^2 + n}$	$\frac{4UfC}{n^2 - n}$	$\frac{12UfC}{n^2 - n}$

При одинаковой суммарной емкости конденсаторов умножитель, выполненный по схеме рис. 1,б, например, при $n=5$ будет иметь R_r в 2,14 раза меньше, чем по схеме 1,а или в 5,4 раза меньше, чем по схеме 1,а. Существенные преимущества данной схемы определили ее выбор для мощных сверхвысоковольтных установок [Л. 10 и 11].

Трехфазная двухполупериодная схема (рис. 1,г). Эта схема содержит три подзарядных цепи конденсаторов: $C'_2, \dots, C'_k, \dots, C'_n$; $C''_2, \dots, C''_k, \dots, C''_n$ и $C'''_2, \dots, C'''_k, \dots, C'''_n$, работающих на одну разрядную цепь $C_1, \dots, C_k, \dots, C_n$. Первая ступень представляет собой трехфазную мостовую схему выпрямителя, благодаря чему конденсатор C_1 подзарядается непосредственно от источника питания каждый период шесть раз. Число конденсаторов в схеме равно $4n-3$. Общие расчетные формулы приведены в табл. 1.

Внутреннее сопротивление трехфазного умножителя в три раза меньше, чем у однофазного (схема 1,а), если отдельные конденсаторы одинаковой емкости, а ток нагрузки не превышает критических значений. Для этого случая расчетные формулы при $i_{н.кр} < i_{н.кр}$, т. е. при $\psi_{звн} < 60^\circ$, приведены

в табл. 2. Особенностью нагрузочной характеристики является ее изменение, связанное с увеличением R_r при $\psi_{звн} > 60^\circ$, когда вентили двух подзарядных колонн начинают работать одновременно. При $\psi_{звн} = 60^\circ$

$$i_{н.кр} = \frac{6UfC}{n^2 - n}; U_{н.кр} = nU \left[1 - \frac{2n^2 - 3n + 1}{12(n^2 - n)} \right].$$

Например, при $n=8$ (рис. 3, кривая г) расчетное значение $U_{н.кр} = 0,83U_{х.х.}$, что совпадает с экспериментальными данными. Если значения нагрузочных токов находятся в пределах, когда $60^\circ < \psi_{звн} < 120^\circ$, то значение R_r увеличивается на 30%. При дальнейшем увеличении тока, т. е. при $\psi_{звн} > 120^\circ$, внутреннее сопротивление уменьшается. При практических расчетах необходимо учитывать эти особенности нагрузочной характеристики и выбирать рабочее напряжение не ниже $0,85U_{х.х.}$ Если сравнить при этих условиях умножитель по схеме 1,г с умножителем по схеме 1,а, то кратность уменьшения R_r определяется как

$$k_{зф} \approx \frac{3(3n-2)}{(4n-3)}.$$

Тогда при $n=5$ значение R_r умножителя по схеме 1,г будет в 2,3 раза меньше, чем в умножителе по схеме 1,а и в 12,4 раза, чем для схемы 1,а при равной суммарной емкости всех конденсаторов. Соответственно в столько же раз повышается мощность умножителя при расчетном снижении напряжения на 15%. Такие преимущества позволили создать самую мощную испытательную установку для получения постоянного тока до 1 А при напряжении до 1200 кВ [Л. 12—14].

Выводы. 1. Для стационарного режима работы каскадных генераторов получены общие уравнения зависимостей напряжения на конденсаторах любой

ступени, падения напряжения ΔU_r (или внутреннего сопротивления умножителя R_r) и пульсации δU от числа ступеней при любых значениях емкостей конденсаторов в ступенях четырех основных схем умножения выпрямляемого напряжения. Для частного случая, когда конденсаторы в ступенях одинаковой емкости, расчетные и экспериментальные данные нагрузочных характеристик совпадают на начальных линейных участках.

2. Нагрузочные характеристики становятся нелинейными при токах нагрузки $i_{н.кр}$, при которых конденсаторы последних ступеней полностью разряжаются и тем самым перестают участвовать в процессе умножения. В общем случае при $U_{с.к} = 0$ внутреннее сопротивление R_r определяется числом ступеней $k-1$.

3. Анализ длительности работы вентиля и максимального значения протекающего через них тока показал, что при выборе вентиля необходимо учитывать импульсный характер их токовой нагрузки с большой кратностью максимального значения тока в вентилях по отношению к току нагрузки.

4. Сравнение энергетических возможностей с различными схемами показывает существенные преимущества новых двухполупериодных схем умножения напряжения. Например, при равной суммарной зарядной энергии всех конденсаторов мощность таких умножителей возрастает в несколько раз, что позволило создать мощные испытательные установки ультравысокого напряжения.

5. В случае использования трехфазных двухполупериодных схем расчетное рабочее напряжение умножителя следует выбирать при токе, при котором угол работы вентиля в верхней ступени не превышает 60° , т. е. в пределах до $0,85U_{х.х.}$

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Greinacher H. Über einen Gleichrichter zur Erzeugung konstanter Gleichspannungen. — Verh. D. Phys. Ges., 1914, № 16.
2. Cockcroft D., Walton E. Experiments with high velocity positive ions. — Proc. of the Royal Society, 1932, ser. A, № 136.
3. Пат. 335750 (Швейцария). Mehrstufiger Kaskadengleichrichter/ Heilpern W.
4. А. с. 143897 (СССР). Устройство для умножения напряжения/ Г. И. Китаев. Опубл. в Б. И., 1962, № 1.
5. А. с. 146858 (СССР). Трехфазный умножитель напряжения/ Г. И. Китаев. Опубл. в Б. И., 1962, № 9.
6. Китаев Г. И. Сравнение схем каскадных генераторов. — М.: Атомная энергия, 1963, вып. 2, т. 14.
7. Китаев Г. И. Сравнение m -фазных схем каскадных генераторов. — М.: Атомная энергия, 1966, вып. 3, т. 22.
8. Китаев Г. И. Падение напряжения и пульсации в m -фазных вентильно-конденсаторных схемах умножения напряжения. — Изв. вузов. Энергетика, 1962, № 11.
9. Китаев Г. И. Исследование вентильно-конденсаторных схем умножения. Дис. на степень канд. техн. наук. Свердловск, 1964.
10. TuR — Gleichspannungen — Prüfanlagen. — Mess. — Steuern — Regeln, 1978, Bd 21, H. 2.
11. Gurr W. Eine Baureihe neuer Gleichspannungsprüfanlagen. — Elektr. 1974, Jg 28, H. 8.
12. Groth K. Weltspitzenergebnis des VEB TuR «Hermann Matern». — Elektr. 1975, Jg 29, H. 1.
13. Gleichspannungen — Prüfanlagen 1800 kV. — Elektr. 1976, Jg 30, H. 2.
14. Современные тенденции в испытаниях изоляции линий и оборудования ультравысокого напряжения и испытательные установки для этих целей/ Г. Эльстьер, З. Франке, В. Цимерман и др. ВЭЛК, 1977, (Москва), секция 2, доклад 14.

Цифровое управление тиристорными импульсными преобразователями постоянного тока

ЕФРЕМОВ И. С., доктор техн. наук, КАЛИНИЧЕНКО А. Я., канд. техн. наук

Москва

Современный этап развития электропривода постоянного тока характеризуется распространением тиристорных импульсных методов регулирования напряжения на двигателях, которые существенно улучшают регулировочные свойства электропривода и его технико-экономические показатели. Для получения приемлемых массо-габаритных показателей оборудования и требуемых регулировочных характеристик электропривода схемы тиристорных импульсных преобразователей непрерывно совершенствуются [Л. 1], причем в ряде случаев получение улучшенных регулировочных характеристик происходит при изменении в процессе регулирования структуры схемы тиристорного преобразователя и принципа коммутации. Алгоритм управления открытием тиристорных у таких преобразователей усложняется, и в ряде случаев реализация его с помощью традиционных, аналоговых систем управления представляет определенную трудность, что в большей степени проявляется при многофазном построении тиристорных импульсных преобразователей, применяемых в мощном электроприводе постоянного тока.

Построение системы управления тиристорными импульсными преобразователями по цифровому принципу наделяет их широкими функциональными и логическими возможностями, позволяющими обеспечить любой закон изменения выходного напряжения тиристорного импульсного преобразователя наряду с другими известными преимуществами цифровых систем управления.

Для получения требуемого закона управления тиристорным импульсным преобразователем с использованием схем дискретного действия применяются, как правило, детерминированные автоматы, у которых выходной сигнал в момент времени t и состояние, в которое он переходит в момент времени $t+1$, однозначно определяются состоянием и значением выходного сигнала в момент времени t [Л. 2].

При построении цифровых систем управления тиристорными импульсными преобразователями наиболее предпочтительной является двоичная система счисления, которая легко реализуется с помощью элементарных автоматов, имеющих два устойчивых состояния, сформированных в виде двоичных счетчиков, выполняющих одновременно роль элементов памяти.

Используя прямой и инверсный выход каждого элементарного автомата (триггера) такого счетчика, получают функции Радемахера, которые на интервале $(0,1)$ являются ортогональными:

$$\int_0^1 r_k(t) r_i(t) dt = \begin{cases} 0 & \text{при } k \neq i; \\ 1 & \text{при } k = i. \end{cases} \quad (1)$$

Получение большего числа состояний, несущих в себе информацию, при сохранении разрядности счетчика возможно путем формирования функций

Уолша с помощью умножения функций Радемахера, что легко реализуется с помощью дешифратора. Учитывая, что для управления тиристорными широтно-импульсными преобразователями требуется дискретизация по времени с постоянным шагом, используются все функции Уолша, при этом длительность каждого символа (шага дискретизации) в виде единичного сигнала равна

$$\delta = T/2^{n_1},$$

где n_1 — разрядность тактового счетчика, причем условием существования каждого символа при прохождении оси через центр интервала δ является

$$f(t) = \begin{cases} 1 & \text{при } |t| \leq \delta/2; \\ 0 & \text{при } |t| > \delta/2. \end{cases} \quad (2)$$

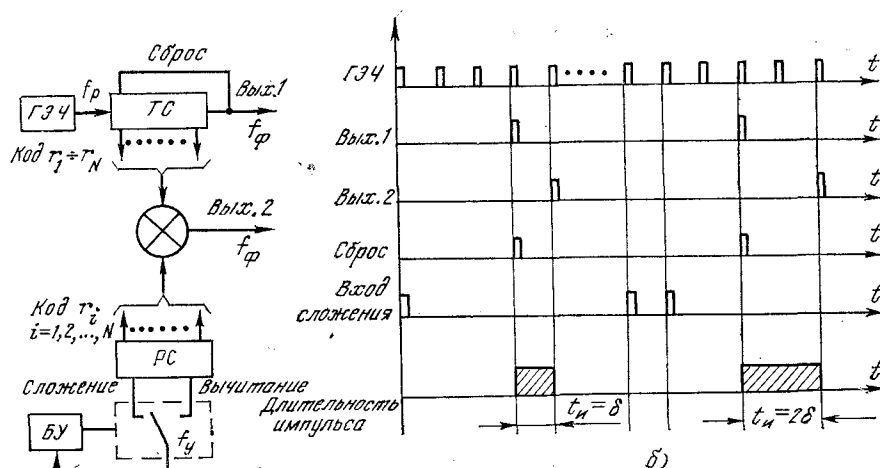
Получение единичного сигнала (2) в требуемый момент времени в течение периода переключения тиристорных T возможно, например, при формировании второй функции Уолша в упомянутом выше дешифраторе с помощью второго счетчика. При необходимости сдвига импульсов в прямом и обратном направлениях этот счетчик выполняется реверсивным. В этом случае условие (2) выполняется при умножении двух функций Уолша, что реализуется блок-схемой цифровой системы управления (рис. 1,а), обеспечивающей формирование сдвигаемой и несдвигаемой во времени последовательности управляющих импульсов (поступающих по выходам *Вых. 1* и *Вых. 2*), работа которой и других систем управления такого типа подробно освещена в [Л. 3]. С помощью генератора эталонной частоты $f_{ЭЧ}$ и тактового счетчика $ТС$ непрерывно формируется независимая переменная, которая в виде функций Радемахера x (код $r_1 \rightarrow r_N$) поступает на дешифратор, на другой вход которого с выходов реверсивного счетчика $РС$ подаются функции Радемахера y (код r_i), фиксированные во времени.

Осуществляя умножение независимой переменной x на текущее значение подынтегральной функции y получают сдвигаемую во времени последовательность импульсов (рис. 1,б), длительность которых равна $0,5T_{f_{ЭЧ}}$ или $0,5T/2^{n_1}$.

Таким образом, обеспечивая приращение подынтегральной функции с положительным или отрицательным знаком, путем подачи импульсов на $РС$ по входу сложения или вычитания осуществляют сдвиг импульсов в прямом или обратном направлении, приводя к уменьшению или к увеличению коэффициента заполнения преобразователя $\gamma = t_n/T$, где t_n — длительность импульса выходного напряжения преобразователя.

В случае поразрядного сравнения, когда разрядности $ТС$ и $РС$ равны соответственно n_1 — n_2 , дешифратор выполняется полным, так как с его помощью реализуются все конститuentы единицы. Рассматривая однофазную систему управления, обозначая множество состояний $ТС$ в виде множе-

Рис. 1. Блок-схема цифровой системы управления, формирующей сдвигаемую и несдвигаемую последовательности импульсов (а) и временные диаграммы работы цифровой системы управления (б); δ — шаг дискретизации периода переключения тиристоров.



ства M_T , а множество состояний PC — в виде множества M_P и используя определение эквивалентности множеств, можно записать [Л. 4]:

$$\{(y \in M_P \rightarrow x \in M_T) \text{ для каждого } x=y\} \equiv M_P \subset M_T, \quad (3)$$

где x, y — состояния TC и PC ; $x_{(n_1)} = 1, 2, 3, \dots, (2^{n_1} - 1)$; $y_{n_2} = 1, 2, \dots, (2^{n_2} - 1)$.

Причем, если $n_1 = n_2$, то M_P является подмножеством множества M_T , а M_T подмножеством множества M_P , т. е. $M_P = M_T$, поэтому

$$(M_P \subset M_T) \wedge (M_T \subset M_P) \rightarrow M_P = M_T. \quad (4)$$

Если $n_1 \neq n_2$ (построение таких систем является целесообразным лишь при $n_1 > n_2$), $M_P \subset M_T$, но $M_T \not\subset M_P$, то M_P является собственным подмножеством множества M_T . Одним из случаев построения цифровых систем управления тиристорными импульсными преобразователями при $n_1 \neq n_2$ является управление тиристорным регулятором поля серийной обмотки возбуждения двигателя, с помощью которого обеспечивается изменение коэффициента заполнения γ в соответствии с требуемым значением коэффициента ослабления поля β по кривой рис. 2. В рассматриваемом случае используются не все состояния TC , так как зависимость β от γ является нелинейной, а при последовательном выделении всех состояний TC реализуется прямо пропорциональная зависимость выходной координаты от состояния PC . Для данного случая имеет место множество K , которое однозначно определяется множеством M_T , высказывательной функцией одной переменной $\Phi(x)$ и переменными x (требуемыми состояниями TC). Используя аксиому выделения для высказывательной функции [Л. 4], в рассматриваемом случае можно записать:

$$\bigwedge_x \{(x \in K) \equiv [(x \in M_T) \wedge \Phi(x)]\}. \quad (5)$$

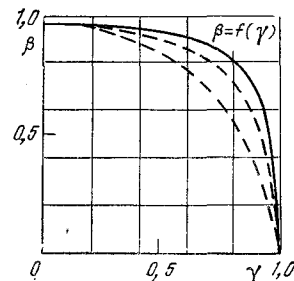
Как видно из (5), множество K определяет разрядность реверсивного счетчика, характеризующую множество M_P , так как последнее характеризует число выбранных состояний TC (выбранных $x_{(n)}$), необходимых для реализации функции $\Phi(x)$.

Условием получения сдвигаемой во времени последовательности управляющих импульсов является пересечение двух множеств M_P и M_T для каждого значения $x=y$, являющихся подмножествами множеств $M_P = M_T$ (для рассмотренного выше частного случая — пересечение множеств K и M_P):

$$\bigcap_{x=y \in \{M_P, M_T\}} M_K = M_P \cap M_T. \quad (6)$$

Высказывательную функцию S двух переменных (при одинаковых состояниях TC и PC)

Рис. 2. Диаграмма зависимости коэффициента ослабления β поля от коэффициента заполнения γ тиристорного регулятора γ .



$x_{(1 \div n_1)}, y_{(1 \div n_2)}$ можно записать в виде равенства

$$\bigcap_y \{x: S(x, y)\} = \{x: \bigwedge_y S(x, y)\}. \quad (7)$$

Однако необходимо отметить, что выражение (7) справедливо только тогда, когда порядок k однозначно определяет x и y , причем при $x=y$.

Высказывательная функция S является пороговой, так как для каждого значения переменных $(x_1 \div x_{n_1}); (y_1 \div y_{n_2})$ реализуется конstituента единицы. Произведение переключательных функций множества M_T и M_P в виде совершенных дизъюнктивных нормальных форм при одновременной работе TC и PC можно записать:

$$\begin{aligned} f_1(x_1, x_2, \dots, x_{n_1}) f_2(y_1, y_2, \dots, y_{n_2}) = & [(\bigwedge x_1, x_2, \dots, \\ & \dots, x_{n_1-1}, x_{n_1}) \wedge (\bigwedge y_1, y_2, \dots, y_{n_2-1}, y_{n_2})] \cup [(x_1, \\ & \bigwedge x_2, \dots, x_{n_1-1}, x_{n_1}) \wedge (y_1, \bigwedge y_2, \dots, y_{n_2-1}, y_{n_2})] \cup \\ & \cup [\bigwedge (x_1, x_2, \dots, x_{n_1-1}, x_{n_1}) \wedge (\bigwedge (y_1, y_2, \dots, y_{n_2-1}, y_{n_2})]. \end{aligned} \quad (8)$$

Реализация (8) с помощью дешифратора (рис. 1,а) позволяет получить сдвиг управляющих импульсов во времени в пределах периода переключения тиристоров

$$\delta \leq t_n \leq T. \quad (9)$$

В случае $x=y$ каждому k -му состоянию TC соответствует k -е состояние PC , и коэффициент заполнения преобразователя изменяется последовательно в диапазоне $0 \leq \gamma \leq 1$, т. е. в этом случае реализуется линейный закон регулирования. Для реализации другого закона регулирования, как от-

мечалось ранее, используются не все состояния PC или выполнение его происходит на основании триггеров, число которых меньше числа триггеров $ТС$. В этом случае n_1 выбирается из условий обеспечения требуемого шага дискретизации периода T , который влияет на неравномерность пуска:

$$\delta \leq \frac{\Delta U_{\text{вых}}}{U_0 f_\phi} \quad \text{или} \quad \delta \leq \frac{1}{2^{n_1} f_\phi}, \quad (10)$$

где U_0 — напряжение источника питания; f_ϕ — частота переключателя тиристорных фазы; $\Delta U_{\text{вых}} = U_0/2^{n_1}$ — выходное напряжение преобразователя при изменении длительности импульса на δ ; n_1 выбирается из условия обеспечения требуемого количества ступеней регулирования. Например, для тягового электропривода $\Delta U_{\text{вых}}$ должно обеспечивать трогание с места в маневровом режиме с допустимым ускорением

$$\Delta U_{\text{вых}} + U_0 t_k f_\phi \leq I_{\text{ман}} r_d k_c, \quad (11)$$

где t_k — время открытого состояния коммутирующего тиристора; $I_{\text{ман}}$ — маневренный ток тягового двигателя; r_d — активное сопротивление двигателя; k_c — число двигателей, соединенных последовательно.

При многофазном (m -фазном) исполнении тиристорного импульсного преобразователя, как правило, работа соседних фаз смещена во времени относительно друг друга на $1/mT$, что обеспечивается различным построением систем управления, например, цифровой системой управления, составленной из m однофазных систем управления (рис. 1, а). В этом случае происходит пересечение одного и того же множества M_p во всех каналах с множествами $M_{T_1} \div M_{T_m}$. При этом множества

$$M_{T_1} = M_{T_2} = \dots = M_{T_m} = M,$$

где $M = N = (2^n - 1)$ — множество, характеризующее общее (максимальное) число ступеней регулирования, соответствующее всему диапазону регулирования. Учитывая изложенное, можно записать:

$$\left\{ \left[M_{p_{1 \div m}} \in \begin{pmatrix} M_{T_1} \\ M_{T_2} \\ \vdots \\ M_{T_{m-1}} \\ M_{T_m} \end{pmatrix} \rightarrow M_{p_{1 \div m}} \in M \right] \text{ для каждого } M_p \right\} = \begin{pmatrix} M_{T_1} \\ M_{T_2} \\ \vdots \\ M_{T_{m-1}} \\ M_{T_m} \end{pmatrix} \subset M. \quad (12)$$

Следует отметить, что выражение (12) не является справедливым для многофазных систем с передачей каналов управления, которые подробно освещены в [Л. 5], так как в этих системах управления совпадают лишь множества M_p и M_{T_1} , т. е. первой фазы

$$\bigwedge_{x=y} [y \in M_p \equiv x \in M_{T_1}] \rightarrow (M_p = M_{T_1}), \quad (13)$$

хотя все эти множества являются подмножествами множества M , поскольку $(M_{T_1} \neq M_{T_2} \neq \dots \neq M_{T_{m-1}} \neq M_{T_m})$, при этом $M_p \subset M_{T_{1 \div m}}$, но $M_{T_{1 \div m}} \not\subset M_p$. Одна-

ко коэффициент заполнения в этом случае во всех фазах изменяется в диапазоне $0 \leq \gamma \leq 1$.

Рассматриваемые многофазные системы управления проще характеризуются через коэффициент заполнения. Так, обозначив множества дискретных значений коэффициента заполнения каждого канала управления как $\gamma_{k(1 \div m)}$, множества дискретных значений коэффициентов заполнения каждой фазы как $H_1 \div H_m$, а весь диапазон изменения коэффициента заполнения как G , выражение (12) можно записать в виде:

$$\left\{ \left[\gamma_{k(1 \div m)\phi} \in \begin{pmatrix} H_1 \\ H_2 \\ \vdots \\ H_{m-1} \\ H_m \end{pmatrix} \rightarrow \gamma_{k(1 \div m)\phi} \in \begin{pmatrix} H_1 \\ H_2 \\ \vdots \\ H_{m-1} \\ H_m \end{pmatrix} \right] \text{ для каждого значения } \gamma_k \right\} \equiv \begin{pmatrix} H_1 \\ H_2 \\ \vdots \\ H_{m-1} \\ H_m \end{pmatrix} \subset G, \quad (14)$$

где ϕ — номер зоны регулирования ($\phi = 1, 2, 3, \dots, m$).

Для традиционного построения цифровых систем управления многофазными преобразователями выражение (14) справедливо во всем диапазоне при $\phi = 1$. Номер зоны регулирования ϕ вводится в выражение (14) в связи с тем, что

$$\left. \begin{aligned} &\text{при } \gamma_{k(1 \div m)} \leq \frac{1}{m} \\ &\gamma_{k(1 \div m)} = H_1 = H_2 = \dots = H_{m-1} = H_m, \\ &\text{а при } \gamma_{k(1 \div m)} > \frac{1}{m} \\ &\gamma_{k(1 \div m)} \neq H_1 \neq H_2 \neq \dots \neq H_{m-1} \neq H_m. \end{aligned} \right\} \quad (15)$$

При этом объединение множеств не только $\bigcup_{\phi=1}^m H_\phi \subset G$, но и $G = \bigcup_{\phi=1}^m H_\phi$ при $t_n = T/m$.

Для регулирования коэффициента заполнения преобразователя с помощью рассматриваемых цифровых систем управления необходимо выделение из множества M_p конкретных состояний, характеризующих текущее значение подынтегральной функции, путем параллельного ввода кода в PC или при воздействии на вход сложения и вычитания PC частотными сигналами, в соответствии с которыми коэффициент заполнения тиристорного преобразователя в любой момент времени выражается как

$$\gamma = (i - \gamma) \frac{1}{2^{n_1}} + t_k/T, \quad (16)$$

где i, j — импульсы управления, поступившие соответственно на вход сложения и вычитания PC , мак-

симальное значение которых для обеспечения достижения коэффициента заполнения $\gamma=1$ должно быть равно $i=2^n$.

Как видно из рис. 1, а, основным времязадающим элементом цифровой системы управления, формирующим сдвигаемые и несдвигаемые последовательности управляющих импульсов, является генератор эталонной частоты. Построение ГЭЧ на основе кварцевого резонатора наиболее целесообразно, так как позволяет получить высокостабилизированные частоты. На практике же весьма распространено применение ГЭЧ на традиционных дискретных элементах, не отличающихся высокой стабилизацией частоты. Однако и в этом случае построение системы управления по цифровому принципу позволяет получить достаточно приемлемые отклонения выходного параметра тиристорного импульсного преобразователя.

Как следует из (16), отклонение частоты работы ГЭЧ (периода переключения тиристоров) несущественно влияет на коэффициент заполнения, так как удельный вес составляющей открытого состояния коммутирующих тиристоров в общей продолжительности импульса выходного напряжения преобразователя невелик. Продолжительность включенного состояния главного тиристора зависит лишь от числа импульсов, поступивших на вход РС, т. е. от записанного в нем числа, определяющего стадию регулирования.

Из диаграмм рис. 3, а и б видно, что при отклонении частоты работы ГЭЧ в широких пределах $\Delta f_p = 2-10\%$ выходное напряжение преобразователя, определяемое как $U_n = \gamma U_0$, при управлении с помощью цифровой системы изменяется всего лишь в пределах $0,08-1\%$ в зависимости от значения коэффициента заполнения при частоте переключения тиристоров $f_{\phi} = 200$ Гц и в пределах $0,25\%-4\%$ при $f_{\phi} = 500$ Гц, причем в области коэффициента заполнения $\gamma > 0,5$ зависимость $\Delta U_n = f(\gamma)$ имеет «жесткий» характер. При повышении частоты переключения тиристоров отклонение частоты работы ГЭЧ в большой степени влияет на изменение выходного напряжения в связи с увеличением удельного веса второго слагаемого выражения (16). Рассмотренная выше особенность цифровых систем управления положительно отличает их от аналоговых, которые характеризуются прямо пропорциональной зависимостью $\Delta U_n = f(\Delta f_p)$.

Характерная особенность цифровых систем управления: дискретное изменение выходного напряжения приводит к тому, что при изменении коэффициента заполнения на шаг дискретизации периода переключения тиристоров (δ) в цепи тягового двигателя происходит бросок тока

$$\Delta i = \frac{U_0}{r_d k_c 2^n}. \quad (17)$$

Минимальная длительность импульса выходного напряжения тиристорного импульсного преобразователя, как известно, зависит от структуры преобразователя и принципа коммутации, причем для целого ряда схем преобразователей эта длительность ограничивается временем восстановления запирающих свойств тиристоров. Поэтому шаг дискретизации для ряда тиристорных импульсных

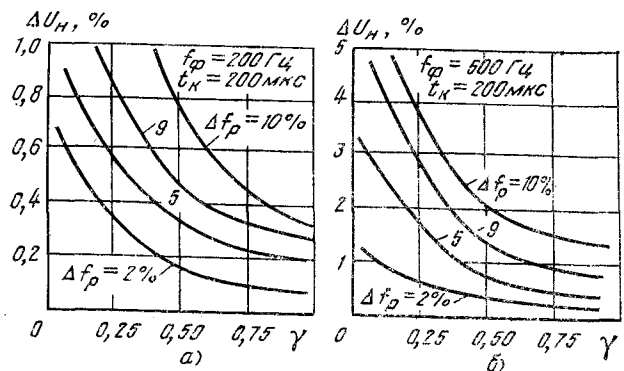


Рис. 3. Диаграммы зависимости отклонения выходного напряжения ΔU_n тиристорного импульсного преобразователя от отклонения частоты Δf_p работы ГЭЧ при различных значениях коэффициента заполнения:
а — $f_{\phi} = 200$ Гц; б — $f_{\phi} = 500$ Гц.

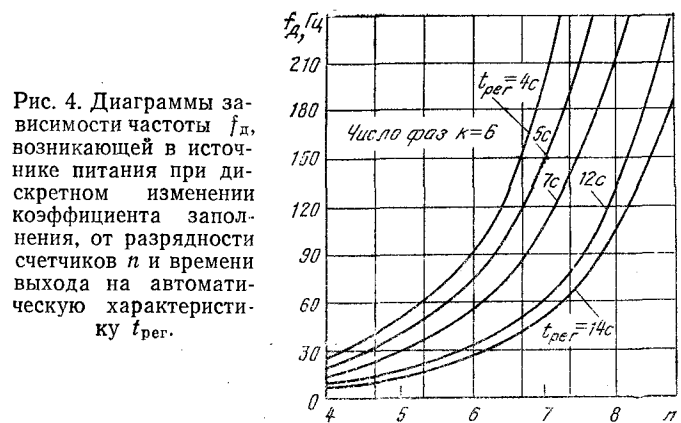


Рис. 4. Диаграммы зависимости частоты f_d , возникающей в источнике питания при дискретном изменении коэффициента заполнения, от разрядности счетчиков n и времени выхода на автоматическую характеристику t_{per} .

преобразователей необходимо также выбирать из условия обеспечения устойчивой коммутации тиристоров, учитывая характер протекания электромагнитных процессов в силовой схеме преобразователя.

В случае смещения начала работы каждой фазы преобразователя относительно друг друга на $1/mT$, что характерно для многомоторных транспортных единиц, броски тока (17) приводят к возникновению в источнике питания частоты, которая является несущей для частоты работы тиристоров,

$$f_d = \frac{3,6a_n(2^n - 1)}{v_n}, \quad (18)$$

где a_n — ускорение при пуске выхода на автоматическую характеристику; v_n — скорость выхода на автоматическую характеристику; при этом $v_n/3,6a_n$ характеризуют собой время выхода на автоматическую характеристику (t_{per}).

Представленные на рис. 4 диаграммы зависимости частоты f_d от разрядности двоичных счетчиков и времени t_{per} характеризуют взаимосвязь параметров системы управления и характеристик электропривода. При этом необходимо отметить, что частота работы тиристоров f_{ϕ} не оказывает влияния на частоту f_d . Как следует из рис. 4, при увеличении разрядности счетчиков значение частоты f_d повышается и снижается при увеличении времени выхода на автоматическую характеристику, причем

при разрядности счетчиков $n > 6$ происходит более интенсивное увеличение частоты f_d , которая может принимать значения $f_d = 35 \div 4090$ Гц при $n = 4 \div 9$, $k = 6$, $t_{\text{рег}} = 4 \div 14$ с.

Для условий эксплуатации электрического подвижного состава, характеризующихся наличием систем сигнализации и блокировок, работающих при частотном кодировании и имеющих полосу рабочих

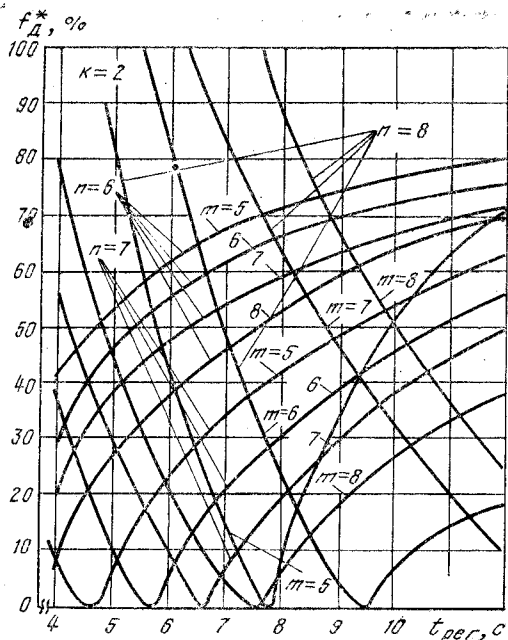


Рис. 5. Диаграммы зависимости разностной частоты f_d^* в относительных единицах от времени выхода на автоматическую характеристику $t_{\text{рег}}$, числа триггеров n , количества вагонов в поезде m при $k = 2$.

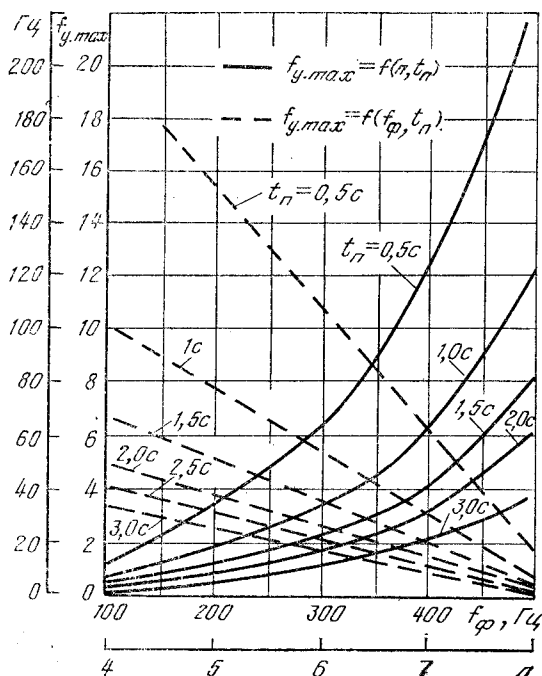


Рис. 6. Диаграммы зависимости максимальной частоты работы генератора управления f_y от частоты переключения тиристоров f_ϕ разрядности счетчиков n и времени достижения максимального значения пускового тока t_n .

частот, лежащих в диапазоне от f_{min} до f_{max} , необходимо, чтобы частота t_d не входила в зону запрещенных частот, на которых работают эти устройства [Л. 6].

Исследования показывают, что при наличии верхнего предела рабочих частот, равных, например, $f_{\text{max}} = 275$ Гц, и различной составности поезда, например метрополитена, трамвайных вагонов, работающих по системе многих единиц, в источнике питания возникают частоты, которые могут попадать в зону запрещенных частот. Диаграммы рис. 5 построены для различных ситуаций, возможных на практике: $t_{\text{рег}} = 4 \div 12$ с; $m = 3 \div 8$; $k = 2$; $n = 3 \div 9$, причем по оси ординат в относительных единицах отложена разность частот, генерированных в источнике питания, и верхнего предела запрещенных частот $f_{\text{max}} = 275$ Гц. Достижение этой разностью частот оси абсцисс характеризует появление частот в источнике питания, равных запрещенной частоте по верхнему пределу. Из диаграммы следует, что разрядность тактового и реверсивного счетчиков, определяющая число ступеней регулирования цифровой системы управления тиристорными импульсными преобразователями электроподвижного состава, должна быть равна $n \geq 8$.

Одной из основных характеристик цифровой системы управления тиристорным импульсным преобразователем является максимальная скорость изменения его выходной координаты, т. е. dN'/dt , где $N = 2^n - 1$ — число ступеней регулирования; N' — число, набранное РС за время пуска.

Учитывая, что значение ступени регулирования определяется числом, набранным РС, которое в общем случае равно $N' = \int_0^t f_y dt$, максимальная ско-

рость изменения выходной координаты зависит от частоты работы генератора управления (f_y), которая, как показывают исследования, на разных стадиях регулирования, в частности для тягового электропривода, отличается.

В тяговом электроприводе в начальный момент пуска тяговое усилие предпочтительно изменять по экспоненциальному закону [Л. 7], при этом частота работы генератора управления для реализации такого режима работы определяется из выражения [Л. 5]:

$$f_y = \frac{I_{d \max} \frac{k_c r_d}{U_0 f_\phi} - 2 t_{\text{восст}}}{\tau \frac{1}{f_\phi \log_2 1 + \frac{\tau}{8} - 1}} (1 - e^{-t/\tau}), \quad (19)$$

где τ — постоянная времени двигателя, которая может быть принята равной $\tau = t_n/5$ (t_n — время нарастания тока до максимального).

Представленные на рис. 6 диаграммы характеризуют зависимость частоты работы генератора управления в начальный момент пуска от параметров тягового электропривода (применительно к вагонам метро) и системы управления, которые рассчитаны по (19) при исходных данных: $U_0 = 750$ В; $I_{d \max} = 400$ А; $r_d = 0,15$ Ом; $t_{\text{восст}} = 150 \times 10^{-6}$ с; $f_\phi = 200 \div 500$ Гц; $n = 4 \div 8$.

Оценка допустимых напряженностей электрического поля в эпоксидной изоляции

БОБРОВСКАЯ Л. Д., канд. техн. наук
Ленинградский политехнический институт

За последнее время отмечена тенденция к расширению области применения эпоксидной изоляции не только в радиотехнической, но и в электротехнической промышленности. В связи с этим возрастает интерес к исследованиям закономерностей электрического старения эпоксидных компаундов. Одной из задач таких исследований является выбор допустимых рабочих напряженностей $E_{д.р}$ при длительном времени воздействия напряжения промышленной частоты. ($E_{д.р}$ — это наибольшее значение средней напряженности, которое может быть допущено в изоляции при воздействии одного или нескольких факторов, определяющих процессы ее старения, и обеспечивающее заданную надежность в течение требуемого времени наработки изделия.) Напряженность $E_{д.р}$ является исходной величиной для дальнейшего выбора рабочей напряженности E_p изоляционной конструкции, так как $E = E_{д.р}/k_a$, где k_a — коэффициент запаса, учитывающий различные воздействия на изоляцию в процессе эксплуатации, которые не отражаются в величине $E_{д.р}$ (перенапряжения, механические нагрузки и др.); значение k_a зависит также от технологических факторов.

Значение $E_{д.р}$ может быть найдено путем использования статистических закономерностей старения. В настоящей статье приводятся результаты исследования статистических характеристик сроков службы образцов с электродами «игла — плоскость». Образцы изготовлялись из эпоксидного компаунда ЭЗК-1 следующего состава: смола ЭД-16 — 100 весовых частей (в. ч.), малеиновый ангидрид — 2,28 в. ч. (где k — эпоксидное число), пылевидный кварцевый песок — 200 в. ч. Иглы брались с различными радиусами закругления r , что позволяло получать в образцах различную степень неоднородности электрического поля. Образцы подвергались длительным испытаниям напряжением промышленной частоты до пробоя при температуре 20°C. При нескольких значениях средней напряженности $E_{ср}$ были получены статистические распределения сроков службы t образцов, число которых при каждом значении $E_{ср}$ составляло 100÷160.

Как следует из рис. 6, при повышении частоты работы тиристорных f_ϕ частота работы генератора управления f_y снижается по линейному закону, в то время как при увеличении разрядности счетчиков n частота f_y повышается. Весьма существенное влияние на частоту работы генератора управления в начальный момент пуска оказывает время нарастания тока до максимального пускового значения t_n в пределах $t_n < 1,5$ с. Для мощного тягового электропривода, характеризующегося меньшим активным сопротивлением тяговых двигателей, значение частот f_y снижается.

Рассмотренные в статье характерные особенности построения цифровых систем управления тиристорными импульсными преобразователями постоянного тока, естественно, не исчерпывают всех возможностей формирования таких систем, а рассмотренные основные ограничения, накладываемые на параметры системы управления, отражают собой возможные диапазоны изменения параметров основных элементов этих систем применительно к тя-

Оценка уровня значимости с помощью критерия Пирсона позволила установить, что все полученные экспериментальные распределения наилучшим образом соответствуют распределению Вейбулла с нижним пределом распределения τ_0 . Функцию распределения $F(\tau)$ удобно представить в следующем виде:

$$F(\tau) = \begin{cases} 0 & \text{при } \tau \leq \tau_0; \\ 1 - \exp[-k^\alpha (\tau - \tau_0)^\alpha] & \text{при } \tau > \tau_0. \end{cases}$$

Для образцов «игла — плоскость» значения α при всех рассмотренных напряженностях оказались равными единице, т. е. имеем частный случай распределения Вейбулла — экспоненциальное распределение.

Если вероятностно проба обозначить через $Q(\tau)$, то значение эмпирической функции надежности $P(\tau) = 1 - Q(\tau)$ в данном случае можно выразить следующим образом:

$$P(\tau) = \frac{N_t}{N_0} = \exp[-k(\tau - \tau_0)], \quad (1)$$

где N_0 — общее число испытываемых образцов при данном значении $E_{ср}$; N_t — число образцов, находящихся в данный момент времени под напряжением, т. е. число образцов, не пробившихся к моменту времени $t = \tau$; k — интенсивность отказов, 1/ч.

На рис. 1 приведен один из графиков функции $P(\tau)$ для $E_{ср} = 6$ кВ/мм (по оси ординат указано отношение N_t/N_0 в логарифмическом масштабе). Чтобы не перегружать график большим количеством точек ($N_0 = 120$), в диапазоне $100\% > P(\tau) > 30\%$ приведены средневзвешенные значения τ по каждому шести образцам, при $P(\tau) \leq 30\%$ — по каждому трем образцам.

Прямолинейный характер графика рис. 1 свидетельствует о том, что функция $P(\tau)$ экспоненциальна. Аналогичные распределения были получены в широком диапазоне средних напряженностей, близких, с одной стороны, к пробивной напря-

говому электроприводу подвижного состава городского электротранспорта с тиристорным импульсным регулированием напряжения на тяговых двигателях.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Ефремов И. С., Косарев Г. В. Теория и расчет электрооборудования подвижного состава городского электрического транспорта. — М.: Высшая школа, 1976.
2. Вавилов Е. Н. и др. Синтез схем на пороговых элементах. — М.: Советское радио, 1970.
3. Калинин А. Я. Цифровые системы управления электроподвижным составом с тиристорно-импульсным регулированием напряжения на тяговых двигателях. — М.: НИИ-информтяжмаш, 1978. № 5—78—32.
4. Александров П. С. Введение в теорию множеств и общую топологию. — М.: Наука, 1977.
5. Калинин А. Я. Об одном способе управления m -фазным тиристорным широтно-импульсным преобразователем. — Электричество, 1979, № 9.
6. Калинин А. Я. Построение цифровых систем управления поездами метрополитена с тиристорно-импульсным регулированием. — Вестник ВНИИЖТ, 1976, вып. 6.
7. Исаев И. П. Случайные факторы и коэффициент сцепления. — М.: Транспорт, 1970.

женности, и с другой стороны — к напряженности, при которой не было пробоев в течение 2—3 лет испытаний.

Проанализируем параметры k и τ_0 уравнения (1). Графически коэффициент k характеризует угол наклона прямой $P(\tau)$ к оси времени, и его можно вычислить, используя выражение для постоянной времени экспоненты (1): $1/k = \tau - \tau_0$, где τ — средний срок службы, определяемый как время, при котором пробилось $1/e$ образцов, т. е. $\approx 37\%$ (следует из определения среднего значения экспоненциальной функции).

Как указывалось выше, формальный смысл τ_0 — нижний предел функции распределения сроков службы. Величину τ_0 можно определить графически как время, при котором кривая, описывающая функции $P(\tau)$, пересекает ось, параллельную оси ординат, при $N_t/N_0 = 100\%$ (рис. 1). При временах меньше τ_0 пробой не наблюдался. Поэтому, построив график зависимости $\tau_0 = f(E)$, можно определить ту область средних напряженностей, при которых пробой не наступает.

На рис. 2 приведена зависимость $\tau_0 = f(E)$, построенная по результатам испытаний образцов с различной толщиной изоляции d . Фактически это кривая жизни, отличающаяся от «традиционных» кривых жизни тем, что последние строят обычно для 50%-ных или средних значений $\lg \tau$. При увеличении сроков службы кривая рис. 2 асимптотически приближается к значению средней напряженности E_0 и эмпирически ближе всего описывается следующим выражением:

$$\tau_0 = B(E_{\text{ср}} - E_0)^3, \quad (2)$$

где B и β — постоянные коэффициенты, равные соответственно 450 и -3 ; E_0 — значение средней напряженности, при котором и ниже которого не наблюдается пробоев, по крайней мере, в течение 30 тыс. ч. (максимальное время испытаний образцов в данном исследовании при напряженности E_0).

Поскольку требуемый срок наработки изделий с эпоксидной изоляцией для радиотехнической промышленности составляет 10—20 тыс. ч., т. е. он наступает раньше, чем наступает стадия интенсивного старения компаунда при напряженности E_0 , величину E_0 можно принять в качестве допустимой рабочей напряженности.

Для компаунда ЭЗК-1 значение E_0 составляет 2,0—2,1 кВ/мм. В процессе старения при напряженности 2 кВ/мм ($N_0 = 130$ с $r = 30$ мкм и $r = 50$ мкм) выборочные группы образцов по 5—10 штук снимали с испытаний через 1, 5, 10 и 26 тыс. ч и расплющивали; под микроскопом изучались области компаунда возле иглы. Установлено, что в каждом образце образовались дендриты, но через 5 тыс. ч испытаний рост их затормозился. Согласно многочисленным литературным данным и исследованиям автора, пробой эпоксидного компаунда

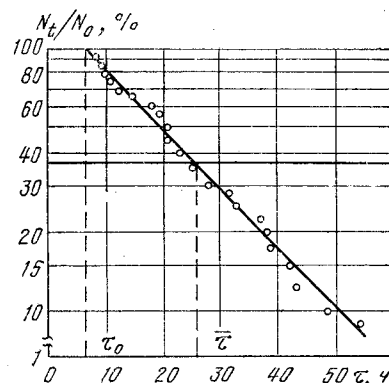


Рис. 1. Распределение сроков службы образцов.

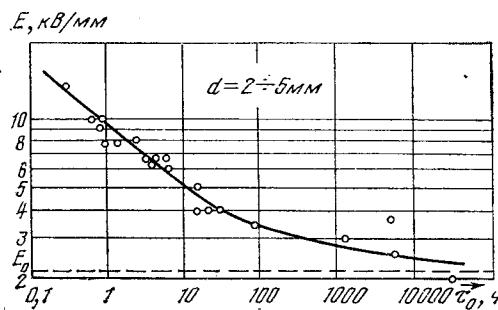


Рис. 2. Кривая жизни эпоксидного компаунда ЭЗК-1.

не наступит до тех пор, пока дендрит не дорастет до противоположного электрода. Следовательно, E_0 — такая напряженность, при которой дендрит может зародиться, но дорасти до противоположного электрода не может.

Таким образом, величина $E_{\text{д.р.}}$, выбранная с использованием параметра τ_0 , допускает образование в изоляции дендрита. Если такое образование по каким-либо соображениям нежелательно, то в изоляции необходимо ограничить максимальную напряженность E_m до значения, при котором дендриты не возникают. Оценить допустимое значение E_m , используя параметр τ_0 , нельзя, так как τ_0 практически не зависит от E_m в широком диапазоне изменения E_m при постоянной величине $E_{\text{ср.}}$. Об этой независимости свидетельствуют результаты оценки значений τ_0 для различных значений E_m и $E_{\text{ср.}}$, приведенные в таблице. Значения E_m в таблице рассчитаны для случая гиперболической аппроксимации острей иглы и без учета физических процессов в диэлектрике в сильном электрическом поле. Для того, чтобы выбрать такое значение $E_{\text{д.р.}}$, при котором дендрит в изоляции не образуется, можно использовать второй параметр распределения — k .

Рассмотрим некоторые свойства параметра k . Значения k , полученные для образцов «игла — плоскость» с различными r и при разных значениях $E_{\text{ср.}}$, приведены в таблице. Анализируя эти данные, можно убедиться, что $k = f(r, E_{\text{ср.}}, E_m)$. Эта зависимость является вероятностной. Так как радиус закругления иглы определяет величину поверхности S , с которой развивается дендрит, эту зависимость можно выразить следующим образом:

$$k = f(S, E_{\text{ср.}}, E_m). \quad (3)$$

Для образцов «игла — плоскость» за S принята такая площадь поверхности иглы, на которой максимальная напряженность изменяется от E_m до $0,8E_m$.

По данным таблицы на рис. 3 построена кривая регрессии, отображающая зависимость (3). При построении было учтено, что существуют такие значения максимальной напряженности E_m^0 , при которых и ниже которых дендрит не образуется, и такие значения средней напряженности E_0 , при которых дендрит, если и образуется, не может дорасти до противоположного электрода. Поэтому по оси абсцисс отложена разность $E_m - E_m^0$, по оси ординат — величина приведенной интенсивности отказов k' . Величина k' представляет собой значение параметра k , отнесенное к единице поверхности электрода и

r , мкм	d , мм	U , кВ	$E_{\text{ср.}}$, кВ/мм	E_m , кВ/мм	τ_0 , ч	$k \times 10^3$, 1/ч	N_0
2	3	15	5,0	1700	15	21	7
2	3	20	6,7	2300	3,8	250	7
20	3	20	6,7	345	4,2	60	20
50	3	20	6,7	150	4,5	70	20
90	3	20	6,7	90	5,0	22	30*
120	3	20	6,7	75	4,0	—	20**
1000	3	20	6,7	20	4,0	6	20
35	5	20	4,0	180	21,5	65	20
120	5	20	4,0	65	19,0	20	20
50	3	7,5	2,5	55	5800	0,1	100
50	3	10	3,3	70	75	1,0	50
50	3	12	4,0	90	32	10	150
50	3	18	6,0	130	6,0	50	120
50	3	24	8,0	175	2,5	117	50
50	3	28	9,3	200	0,9	170	160
50	3	35	12,7	250	0,3	170	22
50	2	7,5	3,75	60	5000	0,9	150
20	2	20	10,0	330	0,9	667	20
120	2	20	10,0	80	0,7	385	20
20	2	15	7,5	250	1,3	100	20
120	2	15	7,5	60	1,0	167	20
50	1,5	20	13,3	150	0,25	1200	20
50	2	6	3,0	50	1200	—	20**

* По данным В. И. Муровича.

** Значения τ_0 определены ориентировочно по пробой небольшого количества образцов.

к единице средней напряженности электрического поля, т. е.

$$k' = \frac{k}{S(E_{\text{ср}} - E_0)} \quad (4)$$

и физически характеризует вероятность того, что образец с единичной поверхностью электрода, не пробившийся к моменту времени t , откажет в следующий момент Δt при единичной средней напряженности, большей E_0 . Пропорциональность между k' и S является допущением, которое тем точнее, чем меньше значение k .

Уравнение регрессии для кривой рис. 3 имеет следующий вид:

$$k' = 3 \cdot 10^{-7} (E_m - E_0^0)^3. \quad (5)$$

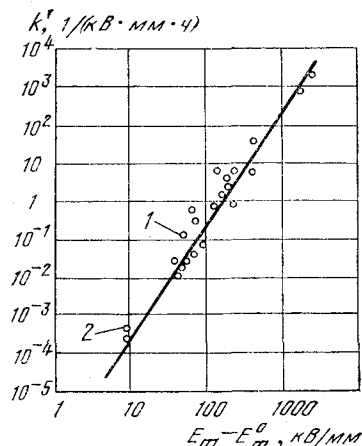
Из (4) и (5) можно получить следующее выражение, связывающее интенсивность отказов образцов, имеющих поверхность S наиболее опасного электрода, с условиями испытаний:

$$k = 3 \cdot 10^{-7} (E_m - E_0^0)^3 (E_{\text{ср}} - E_0) S. \quad (6)$$

Напряженность E_0^0 , выбранная таким образом, чтобы корреляционная связь между левой и правой частями уравнения (6) была наибольшей, получилась равной 10 кВ/мм. Физический смысл полученного таким образом значения E_0^0 подтверждается экспериментально. Так, при $E_m \leq 10$ кВ/мм не наблюдалось зарождения дендритов ни в одном из испытанных образцов (более 100) в течение достаточно длительного времени испытаний (более 1,5 тыс. ч). При $E_m > 10$ кВ/мм дендриты возникали, но не достигали до противоположного электрода, если $E_{\text{ср}}$ было равно или меньше 2 кВ/мм, т. е. если $E_{\text{ср}} \leq E_0$.

Таким образом, для исключения пробоя достаточно выполнить одно из двух следующих условий: $E_m \leq E_0^0$; $E_{\text{ср}} \leq E_0$. Однако рассчитывать конструкцию на отсутствие пробоя не всегда целесообразно по экономическим соображениям и вследствие ограничений массы и габаритов изделий. Часто требуется производить расчеты изоляции на ограниченный срок службы или допускать заданную вероятность пробоя изделия. Для этой цели можно использовать уравнение (6). Зависимость (6), полученная для образцов «игла — плоскость», была экспериментально проверена на образцах с электродами «провод — плоскость», в которых испытанный объем изоляции значительно больше, чем в образцах «игла — плоскость», и на макетах изоляции маломощных трансформаторов, которые по объему изоляции, конфигурации электростатического поля и технологии изготовления максимально приближались к реаль-

Рис. 3. Зависимость приведенной интенсивности отказов от максимальной напряженности.



ным трансформаторам. Значения k' для описанных конструкций приведены на рис. 3, где они достаточно близко совпали с основной кривой (точка 1 — для образцов «провод — плоскость», точка 2 — для макетов). Это дает основание считать, что уравнение (6) можно использовать для расчета изоляции маломощных трансформаторов.

Зависимость (6) позволяет рассчитать интенсивность отказов изоляции, а следовательно, и вероятность ее пробоя $Q(\tau)$ при помощи уравнения (1), при заданных ее размерах и условиях работы, а также решить обратную задачу — задавшись величиной $Q(\tau)$, вычислить соответствующее ей значение k и определить значения $E_{\text{ср}}$ и E_m , которые можно допустить в конструкции, рассчитываемой на заданный срок службы. При этом следует рассчитывать несколько участков электродов с различными значениями S , $E_{\text{ср}}$ и E_m . За допустимую рабочую напряженность принимается наименьшее из полученных значений $E_{\text{ср}}$.

Таким образом, параметры статистического распределения сроков службы могут быть использованы для оценки допустимой рабочей напряженности эпоксидной изоляции. В принципе не исключена возможность использования предлагаемого метода для оценки допустимых рабочих напряженностей других видов твердой изоляции.

[13.01.81]

УДК 621.315.616.9.001.4

О методиках оценки нагревостойкости электроизоляционных материалов и конструкций

БЕРНШТЕЙН Л. М., канд. техн. наук

Москва

Как известно, нагревостойкость — способность электроизоляции (ЭИ) выдерживать воздействие повышенной температуры в течение времени, сравнимого со сроком нормальной эксплуатации, без ее недопустимого ухудшения, является одним из основных свойств ЭИ. Поэтому все электроизоляционные материалы и системы ЭИ электрооборудования ГОСТ 8865—70 классифицирует по нагревостойкости.

В последние годы ассортимент электроизоляционных материалов значительно увеличился за счет разнообразных синтетических полимеров. Оценка нагревостойкости материалов и систем ЭИ фактически является краеугольной задачей при разработке и внедрении новых материалов и конструкций ЭИ. Так как одни и те же материалы могут иметь различное применение (как по конструктивным и технологическим, так и по эксплуатационным условиям), то практически в разных конструкциях один и тот же материал может работать при разных предельно допустимых температурах. Поэтому понятие «класса нагревостойкости» (КН) оставлено только для кон-

струкций ЭИ, а для материалов Публикацией МЭК 216 введен термин «температурного индекса» (ТИ), представляющий собой экстраполированное значение температуры, при которой материал при определенных условиях испытаний имеет средний срок службы 20 000 ч. Срок службы оценивается временем, за которое достигается определенное изменение рассматриваемых свойств в абсолютных или относительных единицах («конечная точка»).

Обычно ТИ материалов и КН конструкций ЭИ определяются ускоренно путем функциональных испытаний не менее чем при трех значениях температуры — более высоких, чем температура эксплуатации, и отличающихся от температуры эксплуатации и друг от друга на 20°C. Функциональность испытаний заключается в том, что кроме воздействия основного старяющего фактора — температуры, к конструкциям ЭИ прилагают воздействия, имеющие место в эксплуатации — механические, электрические, повышенную влажность. Причем величины этих воздействий должны быть соизмеримы с эксплуа-

тационными и не являются старящими. Каждый из отдельных материалов вне конструкции может иметь несколько ТИ (в зависимости от определяемых свойств). Поэтому полученные значения ТИ для разных свойств, являясь справочными, не могут служить базой для отнесения изоляционных материалов к определенному КН и тем более распространяться на системы ЭИ.

Разные свойства материала, подвергающегося тепловому старению, изменяются не с одинаковой скоростью, следовательно, ТИ желательно определять для ряда свойств, относящихся к возможным случаям повреждения материала в эксплуатации.

При определении ТИ материала пользуются критерием «конечной точки», выбранным исходя из способности материала выдерживать напряжения (такие, как действие электрического поля, механическое натяжение и изгиб и т. д.) или по изменению одного из этих свойств материала.

В Публикации МЭК 216 даются общие рекомендации по значениям критериев конечных точек (обычно 50%) исходных данных. На основе Публикации 216 должны быть отработаны частные методики определения ТИ.

Как показали исследования, сравнение гибких материалов по величине снижения в процессе теплового старения на 50% пробивного напряжения может привести к ошибке, так как характер изменения в процессе теплового старения пробивного напряжения у различных материалов различен (у материалов на основе слюды и слюдяных бумаг первоначально резко снижается пробивное напряжение, а затем оно стабилизируется, а у пленок и пленкосинтокартонов сначала оно снижается медленно и монотонно, а затем очень резко падает). При этом значении критерия получается, что полиэтилентерефталатная пленка имеет более высокий ТИ, чем гибкий стеклослюдинит на полиэфирно-эпоксидном связующем (рис. 1). Реальные результаты получаются, когда в качестве критерия «конечной точки» принимается значение пробивного напряжения ЭИ, которая стала дефектной (такой дефект аналогичен проколу). В таком случае наблюдается хорошее совпадение значений ТИ материалов и систем ЭИ на основе этих материалов.

Изоляция машин обычно работает при напряжениях в несколько раз меньших, чем напряжения перекрытия по поверхности ее сквозного дефекта (аналогичного проколу), и поэтому рекомендации оценки ТИ материалов по снижению исходного пробивного напряжения на 50% приводят в большинстве случаев к дезориентирующим результатам, так как эти величины значительно превосходят рабочие (табл. 1).

Таблица 1

Электроизоляционный материал и его марка	Толщина, мм	Пробивное напряжение, кВ			
		В исходном состоянии		В месте прокола	
		\bar{U}	σ	\bar{U}	σ
Пленка полиэтилентерефталатная	0,2	15,0	1,67	2,25	0,30
Пленкосинтокартон (Три-вольтерм Р)	0,2	12,4	0,5	1,84	0,30
Гибкий стеклослюдопласт ГИТ-ЛСБ-ЛСЛ	0,58	16,2	1,1	3,5	1,2
То же, ГИТ-Т-ЛСБ	0,48	11,7	2,0	2,4	0,9
Гибкий слюдинит Г ₂ СП	0,23	7,0	1,5	1,3	0,6
Гибкий миканит ГФС	0,24	4,0	1,6	1,6	0,36
Гибкий стекломиканит ГФС-ТТ	0,22	3,5	1,2	1,6	0,4
То же ГФС-ТТ	0,24	3,3	0,8	1,8	0,55
Стеклолакоткань ЛСЛ	0,17	7,5	1,4	1,4	0,4
Стеклолакоткань ЛСБ	0,17	9,75	1,1	1,4	0,76

Для разработки частных методик определения температурных индексов различных групп материалов (лакотканей, материалов на основе слюды и слюдяных бумаг, пленок, композиционных материалов на их основе и др.) требуются значительное время и усилия. Кроме того время испытаний по определению ТИ материалов соизмеримо со временем определения КН систем ЭИ.

По определению КН многочисленных систем ЭИ в настоящее время накоплен большой объем информации, что позволяет усовершенствовать методику их определения. Такие выводы можно сделать из проведенных на Московском электро-

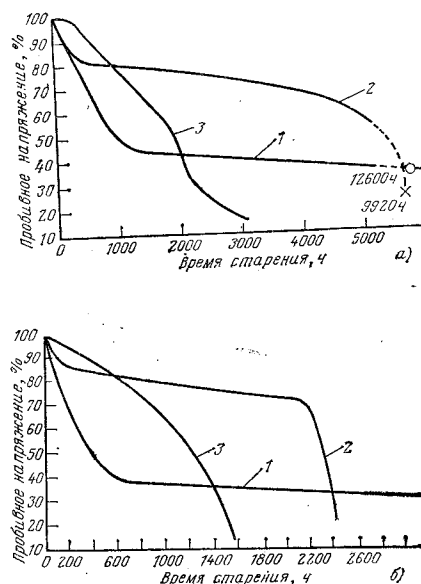


Рис. 1. Зависимость пробивного напряжения гибких изоляционных материалов от времени старения при 170°C (а) и 190°C (б).

1 — гибкий стеклослюдинит на полиэфирно-эпоксидном связующем; 2 — полиэтилентерефталатная пленка; 3 — пленкосинтокартон марки ПСК-Л. Упр. нсх: 1 — 72; 2 — 11,5; 3 — 9 кВ; нагревостойкость в конструкции: 1 — 164°C; 3 — 133°C.

механическом заводе им. Владимира Ильича функциональных испытаний.

Определение нагревостойкости путем ускоренных испытаний базируется на законе Вант — Гоффа — Аррениуса, согласно которому логарифм ресурса материала ($\lg L$) или изделия обратно пропорционален скорости химических реакций, происходящих в процессе теплового старения; $\lg L = a + b/T$, где a и b — константы, характеризующие скорость реакции; T — абсолютная температура. Таким образом предполагается, что зависимость $\lg L = f(1/T)$ линейна. Эта предпосылка была бы справедливой, если бы механизмы старения при трех или более испытательных температурах были бы неизменны. Однако в связи с многообразием процессов, происходящих при тепловом старении различных систем ЭИ, возможностью доминирования при каждой из испытательных температур разных процессов, а также вследствие вероятности взаимодействия отдельных материалов в системе ЭИ друг с другом линейность зависимости $\lg L = f(1/T)$ практически нарушается.

Функциональные испытания проводятся циклически, т. е. после определенного времени воздействия каждой из испытательных температур прикладываются диагностические факторы (механические, влага и др.), равные приблизительно 1/10 всех воздействий, которые должна претерпевать конструкция за время испытаний. Продолжительность старения в циклах должна выбираться такой, чтобы приблизительно за 10 циклов при каждой из испытательных температур ЭИ вышла из строя. В ГОСТ 10518—72 и в Публикации МЭК 216 предложены продолжительности старения в циклах для систем ЭИ с предполагаемыми значениями ТИ и КН. Причем в ГОСТ 10518—72 одна таблица рекомендуется как предпочтительная для материалов, вторая — для систем ЭИ. Однако анализ исследований, проведенных на Московском электромеханическом заводе им. Владимира Ильича, показал, что продолжительность старения в циклах должна выбираться не по этому принципу, а в зависимости от химического состава или физического состояния материалов, входящих в конструкцию ЭИ.

Ниже для ряда образцов приведены значения изменений температуры, при которой срок службы меняется вдвое:

Скрутки эмалированных проводов непротитанные поливинилформалевые, полиэфирные, полиэфиримидные, полиэфиримиддиануратные, полиимидные; скрутки эмалированных проводов, пропитанные лаками с низкими внутренними напряжениями (например, кремнийорганическими)

Скрутки эмалированных проводов (за исключением проводов с сильно сшитой эмалью) с полиэфирной, полиэфирацеталевой, полиэфиримидной изоляцией, пропитанные лаками средней жесткости

11°

Скрутки проводов с сильно сшитой эмалью (теробек F35, констатоль T928), пропитанные лаками средней жесткости и скрутки проводов, пропитанных лаками, вызывающими резкое повышение внутренних напряжений, например, эпоксидными

17°

Витковая ЭИ статоров на основе пропитанных эмалированных проводов с поливинилформалевого, поливинилацеталевой, полиэфирной, полиэфиримидной ЭИ, а также на основе эмалхлопчатобумажной ЭИ

10°

Витковая ЭИ на основе проводов со стекловолоконной изоляцией, склеенной алкидными или алкидно-фенольными лаками, поликарбонатная пленка

16°

Пазовая и непрерывная ЭИ на основе лакотканей, стеклолакотканей и пленкоцеллюлозных композиционных материалов

11°

Пазовая ЭИ из композиционных материалов на основе полиэтилентерефталатной пленки и синтетических бумаг или стеклолакотканей

12°

Пазовая и непрерывная ЭИ из материалов на основе слюды и слюдяных бумаг

20°

Стеклолакочулки и трубки на основе облученных полиолефинов и поливинилхлоридов

9°

Отдельные группы конструкций и материалов, сгруппированные по такому принципу, старятся с определенной скоростью, в связи с чем можно задавать определенные соотношения времени старения в циклах при разных температурах. Это обеспечит достижение приблизительно равного числа циклов, а следовательно и равенство прилагаемых воздействий диагностических факторов (механических, электрических и др.), т. е. позволит выявить зависимость срока службы от температуры.

На основе полученных результатов и обобщения данных разработаны рекомендации по продолжительности старения при циклических испытаниях для различных групп ЭИ (табл. 2). Испытания более чем 300 типов скруток и систем ЭИ показали, что линейность зависимости $\lg L = f(1/T)$ фактически является не правилом, а исключением. Она наблюдается, как правило, для непропитанных скруток эмалированных проводов, где при старении превалируют химические процессы, но уже может нарушаться в пропитанных скрутках, когда при одной из испытательных температур доминируют защитные свойства лака от доступа кислорода воздуха, а при других превалирует нарастание внутренних механических напряжений, создаваемых в адгезионных слоях эмали с лаком и приводящих к разрушению материала.

Таблица 2

Образцы	Время старения в циклах (сут) при $t_{\text{исп}}$, °C		
	20	40	60
Скрутки эмалированных проводов непропитанные и пропитанные эластичными лаками и лаками средней жесткости; витковая пазовая и междуфазовая ЭИ на основе эмалепроводов, пленкокартонов, пленкосинтокартонов, стеклолакотканей; стеклолакочулки и трубки на основе полиолефинов; непрерывная ЭИ на основе стеклотканей	32	8	2
Скрутки проводов с сильно сшитой эмалью-изоляцией или пропитанные жесткими составами, витковая ЭИ на основе проводов со стекловолоконной изоляцией; пазовая и междуфазовая ЭИ на основе слюды, слюдяных бумаг, поликарбонатной пленки; непрерывная ЭИ лентами на основе слюды и слюдяных бумаг	24	10	4
Макет ЭИ на напряжение 3300, 6600 и 10 000 В	50	24	12

Примечание. Первое значение—предполагаемая рабочая температура.

Таблица 3

Испытательное напряжение, В	$\Delta TИ$, °C	Линейность	ТИ, °C
500	8/	+/-	117/
750	8/8	+/-	113/157
1000	8/8	+/-	112/154
1500	7/9	-/+	113/154
2000	7/9	+/+	112/139

Примечания. 1. В числителе приведены данные для ПЭВ-2 ($d=1,56$ мм), в знаменателе — для ПЭТВ-939 ($d=1,62$ мм). 2. Знак „+“ означает наличие линейности; „-“ — отсутствие ее.

Таблица 4

Марка провода	Растяжение, %	ТИ, °C	Линейность	ΔT , °C
ПЭТВ-939	0	168	+	7
	15	82	—	17
ПЭТВ-943	0	149	+	9
	15	81	+	19
ПЭТВ Ф-35	0	167	—	7
	15	68	—	19
Констатоль T925	0	160	—	13
	5	165	—	10
	10	156	—	13
ПЭВ-2	15	153	—	14
	0	107	+	11
ПЭС-2	15	105	—	9
	0	102	+	8
	15	98	+	9

Нарушение линейности $\lg L = f(1/T)$ наблюдается и для большинства систем ЭИ. Однако и в этом случае в большинстве испытываемых систем сохраняется тот же наклон расчетных графиков зависимости $\lg L = f(1/T)$, как для аналогичных по своему химическому составу групп, где эта зависимость оказалась линейной. Поэтому экстраполяция линий регрессии в область базовых сроков службы (получение значений ТИ и КН) может быть правомерной и в случае нелинейности, когда угол наклона («правило градусов») для данной группы материалов сохранен (величина $\Delta TИ$). Во всех случаях угол наклона определяется природой ЭИ — процессами, происходящими в ней при тепловом старении.

При правильном выборе диагностических факторов и в сравнительно широком диапазоне величин критериев «конечной точки» угол наклона не зависит от них. Так при проверке влияния уровней критерия «конечной точки» на наклон графика $\lg L = f(1/T)$ (табл. 3) для скруток двух типов эмалированных проводов ПЭВ-2 и ПЭТВ с различными механизмами старения установлено, что выбранные значения испытательного электрического напряжения, не являющиеся старящими, не изменяют наклон графика. Такие же результаты получены для непрерывной ЭИ из микаленты или стеклолакоткане в диапазоне напряженностей электрического поля 1,4—4,3 кВ/мм. Опыт определения ТИ систем ЭИ низкого напряжения позволил создать методику определения КН ЭИ

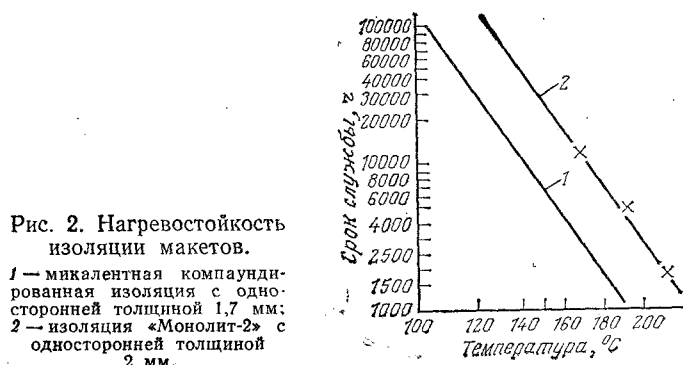


Рис. 2. Нагревостойкость изоляции макетов.

1 — микалентная компаундированная изоляция с односторонней толщиной 1,7 мм; 2 — изоляция «Монолит-2» с односторонней толщиной 2 мм.

высоковольтных обмоток, где в циклы испытаний кроме механических воздействий и влаги включено длительное приложение напряжений (9 кВ — в пересчете на толщину ЭИ 3,5—4,5 кВ/мм).

Продолжительность старения в циклах для ЭИ на основе слюды и слюдяных бумаг выбиралась из расчета изменения сроков службы вдвое при изменении температуры на 20°C (табл. 2). Получены линейные зависимости $\lg L = f(1/T)$ для микалентной компаундированной ЭИ и ЭИ «Монолит-2» с приблизительно одинаковым наклоном; выход из строя всех образцов, при каждой из испытательных температур происходил за 10—13 циклов. Изменение углов наклона указывает на изменение характера процессов, происходящих в ЭИ при тепловом старении. Так из сравнения данных по испытаниям скруток растянутых и нерастянутых эмалированных проводов различных марок видно, что когда имеется возможность релаксации внутренних напряжений в пленках мало сшитых полимеров, не меняется ни угол наклона графика $\lg L = f(1/T)$, ни срок службы у растянутых проводов по сравнению с перерастянутыми (табл. 4). У сильно сшитых полимеров после растяжения при приложении повышенной температуры не происходит релаксации напряжений (или она очень замедляется), отчего резко снижаются сроки службы и меняется угол наклона графика. В данном случае превалируют при тепловом старении не химические реакции, а нарастание внутренних напряжений, отчего снижается угол наклона графика.



УДК 621.3.011.4.001.24:517.512.3

Расчет емкости осесимметричных электродных систем, содержащих тонкие оболочки

КАДНИКОВ С. Н., канд. техн. наук, КЛЕМИН Е. А., инж.

Иваново

Метод сумматорных уравнений (парных рядов), разработанный для решения задач со смешанными краевыми условиями, может быть использован для расчета электрического поля и емкости [Л. 1]. Этот метод, являющийся развитием метода интегральных преобразований и основывающийся на нем, сочетает аналитический и численный подход к решению краевых и, в частности, электростатических задач. Его применение позволяет добиться высокой точности при сравнительно небольших затратах машинного времени и рассчитывать электрическое поле в таких электродных системах, где традиционные численные методы (метод сеток или интегральных уравнений теории потенциала) оказываются неудовлетворительными. В частности, метод сумматорных уравнений позволяет решить электростатическую задачу для системы тонких незамкнутых сферических оболочек [Л. 2].

В основе метода парных сумматорных уравнений лежит разделение переменных по схеме Фурье и запись искомого потенциальных функций в форме разложений в ряды (например, по полиномам Лежандра). Ряды подставляются в краевые условия и в результате получаются сумматорные уравнения. Эти уравнения с помощью специальной формы представлений для неизвестных коэффициентов разложений преобразуются к интегральному уравнению Фредгольма второго рода, которое, как правило, имеет непрерывное ядро и может быть эффективно решено на ЦВМ. Интегральные величины (заряды, емкости) выражаются через функции — решения интегрального уравнения в виде простых квадратур.

Существует другой метод решения сумматорных уравнений — сведение их к бесконечной системе алгебраических уравнений [Л. 4]. Однако такой подход гораздо менее эффективен и практически пригоден только для специального типа областей.

Рассмотрим модификацию метода сумматорных уравнений, позволяющую расширить область его применения на электродные системы, образованные из замкнутых и незамкнутых сферических оболочек, дисков и заземленных плоскостей. Первый пример: осесимметричная электродная система — заряженная сфера — заземленные концентрическая выемка и полуплоскость (рис. 1).

Класс нагревостойкости изоляционных конструкций устанавливается путем экстраполяции линии регрессии в область базового срока службы. Так как базовый срок службы выбирается исходя из условий работы электрооборудования, то и для различных условий эксплуатации даже идентичных изоляционных конструкций класс нагревостойкости может отличаться. Так из рис. 2 видно, что для низковольтных машин, ресурс которых рассчитан на 20—30 тыс. ч, микалентная компаундированная ЭИ может работать из расчета класса нагревостойкости В, а «Монолит-2» — F, а для высоковольтных машин с ресурсом 100 000 ч эти типы ЭИ могут работать уже только при температурах соответствующих классам нагревостойкости А и В.

Таким образом, накопленный опыт функциональных испытаний:

1) позволяет усовершенствовать методики в направлении выбора продолжительности старения в циклах для определенных групп ЭИ (табл. 3);

2) дает критерий возможности экстраполирования графика $\lg L = f(1/T)$ (линии регрессии) в область базовых сроков службы в случае, когда при нелинейности угол наклона графика расчетной линии регрессии такой же, как в случае линейности графика аналогичных систем ЭИ в группе.

[26.12.79]

Используем сферические координаты r, θ (z — ось вращения). Потенциал сферы $\varphi_0 = \text{const}$. Выпишем разложения искомых потенциальных функций по полиномам Лежандра раздельно для областей 1 и 2 (рис. 1).

В области 1

$$\varphi_1 = \sum_{n=0}^{\infty} A_n \left(\frac{b}{r} \right)^{2n+2} P_{2n+1}(\cos \theta), \quad (1)$$

где использованы полиномы Лежандра нечетных номеров, каждый из которых равен нулю при $\theta = \pi/2$, тем самым краевое условие на заземленной полуплоскости удовлетворено.

В области 2 потенциал ищем в виде суммы

$$\varphi_2 = \varphi_{21} + \varphi_{22}, \quad (2)$$

где φ_{21} — вспомогательный потенциал, равный единице на сфере и нулю при $r=b, 0 \leq \theta \leq \pi$;

$$\varphi_{21} = \left(\frac{a}{r} \frac{1}{1-\lambda} - \frac{\lambda}{1-\lambda} \right), \quad \lambda = a/b; \quad (3)$$

потенциал φ_{22} ищем в форме ряда:

$$\varphi_{22} = \sum_{n=0}^{\infty} \left[B_n \left(\frac{r}{b} \right)^n + C_n \left(\frac{a}{r} \right)^{n+1} \right] P_n(\cos \theta). \quad (4)$$

Поскольку краевое условие на сфере удовлетворено, потенциал φ_{22} на ней должен быть равен нулю, тогда получаем:

$$C_n = -B_n \lambda^n$$

и φ_{22} принимает вид:

$$\varphi_{22} = \sum_{n=0}^{\infty} B_n \left[\left(\frac{r}{b} \right)^n - \lambda^n \left(\frac{a}{r} \right)^{n+1} \right] P_n(\cos \theta). \quad (5)$$

Таким образом, осталось обеспечить краевое условие при $r=b, \theta_0 < \theta < \pi$ (на поверхности выемки) и «сшить» потенциальные функции φ_1 и φ_2 при $r=b, 0 < \theta < \theta_0$, т. добиться

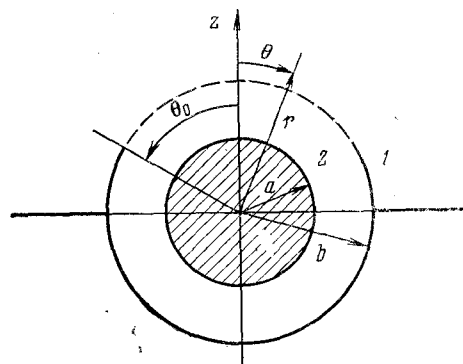


Рис. 1.

непрерывности потенциалов φ_1 и φ_2 и их нормальных производных на этом участке границы областей 1 и 2.

Первое из оставшихся условий определяет следующие равенства:

$$\sum_{n=0}^{\infty} A_n P_{2n+1}(\cos \theta) = 0, \quad \theta_0 \leq \theta \leq \frac{\pi}{2}; \quad (6)$$

$$\sum_{n=0}^{\infty} B_n (1 - \lambda^{2n+1}) P_n(\cos \theta) = 0, \quad \theta_0 < \theta < \pi. \quad (7)$$

Условия «сшивания» позволяют получить еще два уравнения:

$$\sum_{n=0}^{\infty} A_n P_{2n+1}(\cos \theta) = \sum_{n=0}^{\infty} B_n (1 - \lambda^{2n+1}) P_n(\cos \theta), \quad 0 \leq \theta \leq \frac{\pi}{2}; \quad (8)$$

$$-\sum_{n=0}^{\infty} A_n (2n+2) P_{2n+1}(\cos \theta) = \sum_{n=0}^{\infty} B_n [n + (n+1) \lambda^{2n+1}] P_n(\cos \theta) - \frac{\lambda}{1-\lambda}, \quad 0 \leq \theta < \theta_0. \quad (9)$$

Соотношения (6)–(9) образуют систему сумматорных уравнений. В известных случаях применения парных рядов для решения электростатических задач [Л. 1 и 2] условие непрерывности потенциала на границе сопряжения сводилось к равенству коэффициентов разложения, записанных для одноименных систем полиномов на отрезке их ортогональности $[0, \pi]$ для полной системы полиномов и отрезке $[0, \pi/2]$ для системы четных или нечетных полиномов. Здесь (8) содержит разложения разных типов и сравниваются они на «укороченном» отрезке $[0, \pi/2]$, поэтому простейшего соответствия между коэффициентами не существует, что составляет существенную особенность данной системы сумматорных уравнений. Чтобы установить соответствие между коэффициентами разложения A_n и B_n и решить данную систему, воспользуемся следующими представлениями:

$$A_n = \int_0^{\theta_0} f_1(t) \sin\left(2n + \frac{3}{2}\right) t dt; \quad (10)$$

$$B_n = \frac{1}{1 - \lambda^{2n+1}} \int_0^{\theta_0} f_2(t) \sin\left(n + \frac{1}{2}\right) t dt, \quad (11)$$

где $f_1(t)$ и $f_2(t)$ — неизвестные функции, которые следует определить.

Существенно, что при таких представлениях для коэффициентов уравнения (6) и (7) удовлетворяются тождественно.

Это можно доказать с помощью следующих рядов [Л. 1 и 3]:

$$\left. \begin{aligned} \sum_{n=0}^{\infty} P_n(\cos \theta) \sin\left(n + \frac{1}{2}\right) t &= \\ &= \begin{cases} 0, & t < \theta < \pi \\ [2(\cos \theta - \cos t)]^{-1/2}, & 0 < \theta < t < \pi; \end{cases} \\ \sum_{n=0}^{\infty} P_{2n+1}(\cos \theta) \sin\left(2n + \frac{3}{2}\right) t &= \\ &= \begin{cases} 0, & t < \theta < \pi/2; \\ 2[2(\cos \theta - \cos t)]^{-1/2}, & 0 \leq \theta < t < \pi/2. \end{cases} \end{aligned} \right\} \quad (12)$$

Подставляя (10) и (11) в (8) и используя (12), получаем равенство

$$\frac{1}{2} \int_0^{\pi/2} \frac{f_1(t) dt}{\sqrt{2(\cos \theta - \cos t)}} = \int_0^{\pi/2} \frac{f_2(t) dt}{\sqrt{2(\cos \theta - \cos t)}}, \quad (13)$$

которое выполняется, если $f_1(t)/2 = f_2(t)$.

Таким образом, соответствие между коэффициентами разложений потенциала в областях 1 и 2 свелось к простому соотношению между вспомогательными функциями $f_1(t)$ и $f_2(t)$. Учитывая это, подставим (10) и (11) в (9), умножим обе части этого равенства на $\sin \theta d\theta [2(\cos \theta - \cos x)]^{-1/2}$ и проинтегрируем по θ от 0 до x ; используя формулу [Л. 3]:

$$\frac{\sin\left(n + \frac{1}{2}\right) x}{n + \frac{1}{2}} = \int_0^x \frac{P_n(\cos \theta) \sin \theta d\theta}{\sqrt{2(\cos \theta - \cos x)}}, \quad (14)$$

тогда получим:

$$\begin{aligned} &\sum_{n=0}^{\infty} \frac{(2n+2)}{(2n+\frac{3}{2})} \left[\int_0^{\theta_0} f_1(t) \sin\left(2n + \frac{3}{2}\right) t dt \right] \times \\ &\times \sin\left(2n + \frac{3}{2}\right) x + \sum_{n=0}^{\infty} \frac{[n + (n+1) \lambda^{2n+1}]}{(n + \frac{1}{2})(1 - \lambda^{2n+1})} \times \\ &\times \left[\int_0^{\theta_0} \frac{f_1(t)}{2} \sin\left(n + \frac{1}{2}\right) t dt \right] \sin\left(n + \frac{1}{2}\right) x = \\ &= \frac{2\lambda \sin \frac{x}{2}}{1 - \lambda}. \end{aligned} \quad (15)$$

Коэффициент перед интегралом во второй сумме можно представить в виде

$$\frac{[n + (n+1) \lambda^{2n+1}]}{(n + \frac{1}{2})(1 - \lambda^{2n+1})} = 1 - \frac{1}{2(n + \frac{1}{2})} + \frac{2\lambda^{2n+1}}{1 - \lambda^{2n+1}}, \quad (16)$$

что позволяет с учетом известного тождества

$$f(t) = \frac{2}{\pi} \int_0^{\theta_0} f(x) \sum_{n=0}^{\infty} \sin\left(n + \frac{1}{2}\right) t \sin\left(n + \frac{1}{2}\right) x dx, \quad 0 \leq t \leq \theta_0, \quad (17)$$

выделить неизвестную функцию вне знака интеграла и получить после преобразования оставшихся членов интегральное уравнение Фредгольма второго рода;

Таблица 1

a/b	Значения $\frac{C}{4\pi\epsilon_0\epsilon_r} \frac{b-a}{ba}$ при θ_0 (град)									
	9	18	27	36	45	54	63	72	81	89°30'
0,4	0,9997	0,9978	0,9928	0,9836	0,9699	0,9524	0,9331	0,9153	0,9084	0,9017
0,6	0,9993	0,9951	0,9843	0,9650	0,9372	0,9027	0,8653	0,8312	0,8087	0,8040
0,7	0,9990	0,9926	0,9766	0,9492	0,9108	0,8641	0,8139	0,7677	0,7362	0,7291
0,8	0,9983	0,9880	0,9641	0,9252	0,8727	0,8100	0,7427	0,6795	0,6339	0,6219
0,9	0,9966	0,9785	0,9417	0,8863	0,8145	0,7299	0,6383	0,5484	0,4758	0,4509

Таблица 2

a/b	Значения $\frac{C}{4\pi\epsilon_0\epsilon_r} \frac{1}{b}$ при θ_0 (град)									
	9	18	27	36	45	54	63	72	81	90
0,0	0,9996	0,9967	0,9890	0,9742	0,9502	0,9150	0,8672	0,8054	0,7288	0,6366
0,3	0,9996	0,9967	0,9891	0,9743	0,9506	0,9163	0,8698	0,8102	0,7364	0,6475
0,6	0,9996	0,9968	0,9894	0,9758	0,9551	0,9264	0,8895	0,8439	0,7887	0,7214
0,9	0,9996	0,9976	0,9934	0,9871	0,9786	0,9682	0,9559	0,9421	0,9265	0,9078

$$f_1(x) - \frac{1}{4\pi} \int_0^{\theta_0} f_1(t) \left[\frac{1}{\cos \frac{x-t}{2}} - \frac{1}{\cos \frac{x+t}{2}} \right] dt +$$

$$+ \frac{2}{\pi} \int_0^{\theta_0} f_1(t) \sum_{n=0}^{\infty} \frac{\sin \left(n + \frac{1}{2} \right) t \sin \left(n + \frac{1}{2} \right) x}{1 - \lambda^{2n+1}} \lambda^{2n+1} dt =$$

$$= \frac{4\lambda \sin \frac{x}{2}}{\pi(1-\lambda)}. \quad (18)$$

Ядро этого интегрального уравнения непрерывно, и поэтому оно может быть эффективно решено на ЦВМ методом редукции к системе линейных алгебраических уравнений.

Поскольку потенциал сферы принят равным 1, ее полный заряд будет численно равен емкости между сферой и заземленной плоскостью с выемкой. Из вычислений следует:

$$C = \frac{4\pi\epsilon_0\epsilon_r a}{1-\lambda} \left[1 - \int_0^{\theta_0} f_1(t) \sin \frac{t}{2} dt \right]. \quad (19)$$

Уравнение (18) решалось на ЦВМ ЕС-1022 путем редукции к системе линейных алгебраических уравнений. Размерность матрицы редуцированной системы не выше 35×35 обеспечивала точность расчета порядка 0,01% вплоть до значения угла $\theta_0 = 89^\circ 30'$. Время счета каждого варианта не превышало 1,5–2 мин. Результаты расчета представлены в табл. 1. Емкость C нормирована на емкость сферического конденсатора с радиусами обкладок a и b .

Второй пример: применение данной методики для расчета емкости электродной системы, образованной из сферы, плоского кольца и сферической оболочки, симметричной относительно плоскости кольца (рис. 2). Подход к решению остается прежним. Потенциал электрода принимаем равным 1. Разбиваем область определения искомой потенциальной функции на две области — 1 и 2. В области 1 с учетом симметрии относительно плоскости $\theta = \pi/2$ решение ищем в виде

$$\varphi_1 = \frac{b}{r} + \sum_{n=0}^{\infty} C_n \left(\frac{b}{r} \right)^{2n+1} P_{2n}(\cos \theta). \quad (20)$$

В области 2 решение записываем в форме суммы:

$$\varphi_2 = 1 + \sum_{n=0}^{\infty} A_n \left[\left(\frac{r}{b} \right)^{2n+1} - \right.$$

$$\left. - \lambda^{2n+1} \left(\frac{a}{r} \right)^{2n+2} \right] P_{2n+1}(\cos \theta). \quad (21)$$

С помощью разложения такого вида краевые условия на сфере при $r=a$, $0 < \theta \leq \pi$ и на кольца $\theta = \pi/2$, $a \leq r \leq b$ удовлетворяются тождественно. Краевые условия на оболочке $\varphi|_{r=b}=1$, $\theta_0 \leq \theta < \pi/2$, условия непрерывности потенциальных функций φ_1 и φ_2 и их нормальных производных $\frac{\partial \varphi_1}{\partial r}$ и $\frac{\partial \varphi_2}{\partial r}$

при $r=b$, $0 \leq \theta \leq \theta_0$ дают следующую систему сумматорных уравнений:

$$\sum_{n=0}^{\infty} A_n (1 - \lambda^{4n+3}) P_{2n+1}(\cos \theta) =$$

$$= \sum_{n=0}^{\infty} C_n P_{2n}(\cos \theta), \quad 0 \leq \theta \leq \pi/2; \quad (22)$$

$$\sum_{n=0}^{\infty} A_n (1 - \lambda^{4n+3}) P_{2n+1}(\cos \theta) = 0, \quad \theta_0 \leq \theta \leq \pi/2; \quad (23)$$

$$\sum_{n=0}^{\infty} C_n P_{2n}(\cos \theta) = 0, \quad \theta_0 \leq \theta \leq \pi/2; \quad (24)$$

$$\sum_{n=0}^{\infty} [(2n+1) + (2n+2) \lambda^{4n+3}] A_n P_{2n+1}(\cos \theta) =$$

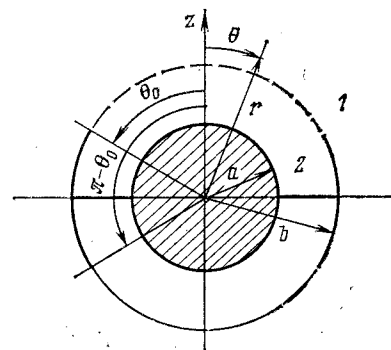


Рис. 2.

$$= - \sum_{n=0}^{\infty} (2n+1) C_n P_{2n}(\cos \theta) - 1, \quad 0 \leq \theta < \theta_0. \quad (25)$$

В отличие от первого примера эта система содержит разложения по четным и нечетным полиномам Лежандра. Подстановки типа (10) и (11)

$$A_n = \frac{1}{1 - \lambda^{4n+3}} \int_0^{\theta_0} f_1(t) \sin\left(2n + \frac{3}{2}\right) t dt; \quad (26)$$

$$C_n = \int_0^{\theta_0} f_2(t) \sin\left(2n + \frac{1}{2}\right) t dt \quad (27)$$

удовлетворяют уравнениям (23) и (24), а уравнение (22) с использованием этих подстановок и рядов (12) сводится к равенству

$$f_1(t) = f_2(t) = f(t).$$

Выражение (25) после преобразований, аналогичных использованным в первом примере, сводится к следующему интегральному уравнению:

$$\begin{aligned} f(x) + \frac{4}{\pi} \int_0^{\theta_0} f(t) \times \\ \times \sum_{n=0}^{\infty} \frac{\lambda^{4n+3} \sin\left(2n + \frac{3}{2}\right) x \sin\left(2n + \frac{3}{2}\right) t}{1 - \lambda^{4n+3}} dt = \\ = - \frac{4}{\pi} \sin \frac{x}{2}. \end{aligned} \quad (28)$$

Емкость электродной системы

$$C = 4\pi\epsilon_0\epsilon_r b \left[1 + \int_0^{\theta_0} f(t) \sin \frac{t}{2} dt \right]. \quad (29)$$

Результаты расчета представлены в табл. 2.

Уравнение (28) интересно тем, что при $\lambda=0$ (сфера отсутствует) оно переходит в явное выражение для функции $f(t) = -\frac{4}{\pi} \sin \frac{t}{2}$, что после подстановки в (29) и интегрирования дает точную формулу для электрода «диск в сферической оболочке»:

$$C = 8b\epsilon_0\epsilon_r \left(\frac{\pi}{2} - \theta_0 + \sin \theta_0 \right). \quad (30)$$

Выражение (30) — одна из немногих точных формул для емкостей незамкнутых сферических оболочек [Л. 5].

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Минков И. М. Решение задачи о поле конденсатора, пластины которого имеют форму полных сферических сегментов. — ЖТФ, 1960, вып. 11, т. 30.
2. Руховец А. Н. Некоторые задачи электростатики, разрешимые с помощью систем парных уравнений. — ЖТФ, 1967, вып. 10, т. 37.
3. Баблюя А. А. Решение некоторых парных рядов. — ДАН Арм. ССР, 1964, т. 39, № 3.
4. Кленов Г. Э. Расчет поля и емкости электростатических систем сферических или полусферических электродов. — Электричество, 1976, № 9.
5. Иосель Ю. Я., Кочанов Э. С., Струнский М. Г. Расчет электрической емкости. — М.: Энергия, 1969.

[11.08.80]

УДК 621.314.26.064.015.3

Определение перенапряжений в многозвенных коммутирующих узлах тиристорных преобразователей

ЛЕВИТСКИЙ Б. Ю., МАЗНЕВ А. С., кандидаты техн. наук, КОРНЕВ А. С., инж.

Ленинград

Одной из особенностей коммутирующих узлов (КУ) с сосредоточенными параметрами (КУС), содержащих коммутирующие индуктивности L и емкости C , является возникновение в большинстве случаев перенапряжений на обкладках коммутирующего конденсатора, что требует увеличения количества вентиля и приводит к росту массо-габаритных показателей преобразователя. Известны также преобразователи с узлами коммутации, выполненными в виде распределенных колебательных LC-звеньев (КУР), включенных в цепную схему, которые допускают: увеличение рабочей частоты преобразователя; уменьшение потерь на коммутацию; стабилизацию коммутационной способности; уменьшение перенапряжений на коммутирующем конденсаторе [Л. 1 и 2].

Если электромагнитные процессы в КУС рассмотрены достаточно подробно, то данных об исследованиях преобразователей, содержащих КУР, практически нет.

В настоящей статье сравниваются два вида КУ по уровню перенапряжений на коммутирующем конденсаторе и дается методика их определения при общепринятых допущениях [Л. 3]. Экспериментальные исследования проводились на стенде мощностью 30 кВт с фиксацией заданного среднего уровня питающего напряжения $U_d=100$ В, тока нагрузки $I_a=90$ А и выходной частоты $f=400$ Гц.

На рис. 1, а приведена принципиальная схема однофазного тиристорного прерывателя, КУ которого и точки их подключения изображены на рис. 1, б и в.

При сравнении КУ выполнялись следующие условия:

$$\left. \begin{aligned} L_{я1} = L_{я2} = L_{я3} = \dots = L_{я(m-1)} = L_{ям} = L_{я}; \\ C_{я1} = C_{я2} = C_{я3} = \dots = C_{я(m-1)} = C_{ям} = C_{я}; \end{aligned} \right\} \quad (1)$$

$$\left. \begin{aligned} m L_{я} = L_{э}; \\ m C_{я} = C_{э}; \end{aligned} \right\} \quad (2)$$

$$(p_{я1})_p = (p_{я2})_p = (p_{я3})_p = \dots = (p_{я(m-1)})_p = (p_{ям})_p = (p_{я})_p = p_{э}, \quad (3)$$

где $L_{я1}—L_{ям}$, $C_{я1}—C_{ям}$ — индуктивности и емкости реакторов и конденсаторов колебательных контуров КУР; $L_{э}$, $C_{э}$ — эквивалентные индуктивности и емкости реакторов и конденсаторов КУС; m — число ячеек (звеньев); $(p_{я1})_p—(p_{ям})_p$ — волновое сопротивление любой ячейки КУР; $p_{э}$ — эквивалентное волновое сопротивление КУС; p — индекс, указывающий на принадлежность величины или параметра КУР.

Ниже приведены осциллограммы мгновенных значений токов и напряжений для 4-звенного КУР (рис. 2, б) и эквивалентного КУС (рис. 2, а). Поинтервальный анализ процессов в рассматриваемых схемах показывает, что к моменту отпирания коммутирующего тиристора T_k напряжение питания имеет величину U_{dm} для КУС и $(U_{dm})_p$ для КУР (рис. 2, а и б), причем

$$U_{dm} = (U_{dm})_p. \quad (4)$$

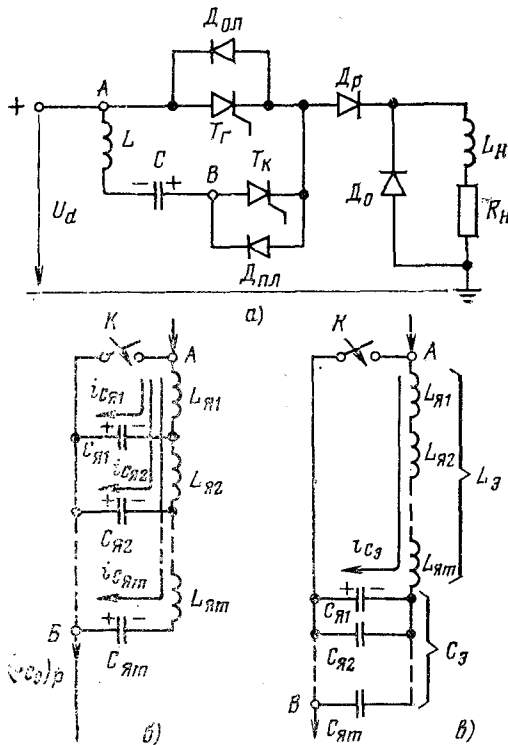


Рис. 1.

После отпирания T_K (замыкание ключа K на рис. 1, б и в) напряжение u_{C_3} на конденсаторе C_3 начинает уменьшаться от величины U'_{C_3} до нуля, а напряжение $(u_{C_{я1}})_p$ на $C_{я1}$ уменьшается от $(U'_{C_{я1}})_p$ до нуля (момент t_1 рис. 2, а, б).

Токи i_{T_K} и $(i_{T_K})_p$ в интервале $t_0 - t_1$ изменяются от нуля до своих максимальных значений $I_{T_{км}}$ и $(I_{T_{км}})_p$, а затем в интервале $t_1 - t_2$ уменьшаются до тока нагрузки I_H , причем для КУ Си КУР должно выполняться условие

$$m i_H = I_H. \quad (5)$$

Напряжение u_{C_3} конденсатора C_3 и напряжение $(u_{C_{я1}})_p$ конденсатора $C_{я1}$ на интервале $t_1 - t_2$ изменяются от нуля до соответствующих величин U'_d и $(U'_d)_p$. При этом напряжение u_d для КУС и КУР в момент t_2 равно напряжению на конденсаторах C_3 и $C_{я1}$.

Так как запирающие диоды обратного перезаряда $D_{0.n}$ и открытие диода D_0 происходит в момент t_2 , справедливы следующие соотношения, характеризующие момент запирающего диода:

$$\left. \begin{aligned} (i_{C_{я1}})_p + (i_{C_{я2}})_p + (i_{C_{я3}})_p + \dots + (i_{C_{я(m-1)}})_p + \\ + (i_{C_{ям}})_p = (i_{C_3})_p = i_{C_3} = I_H; \\ (u_{C_{я1}})_p = (u_{C_{я2}})_p = (u_{C_{я3}})_p = \dots = (u_{C_{я(m-1)}})_p = \\ = (u_{C_{ям}})_p = (U'_d)_p = u_{C_3} = U'_d; \\ L_{я1} \frac{d(i_{L_{я1}})_p}{dt} = L_{я2} \frac{d(i_{L_{я2}})_p}{dt} = L_{я3} \frac{d(i_{L_{я3}})_p}{dt} = \dots \\ \dots = L_{я(m-1)} \frac{d(i_{L_{я(m-1)}})_p}{dt} = L_{ям} \frac{d(i_{L_{ям}})_p}{dt} = \\ = L_3 \frac{di_{L_3}}{dt} = 0. \end{aligned} \right\} \quad (6)$$

С учетом (6) для момента t_2 имеем:

$$(i_{C_{я1}})_p = (i_{C_{я2}})_p = \dots = (i_{C_{ям}})_p = \frac{I_H}{m}, \quad (7)$$

$$\left. \begin{aligned} (i_{L_{я1}})_p &= m \left(\frac{I_H}{m} \right); \\ (i_{L_{я2}})_p &= (m-1) \frac{I_H}{m}; \\ (i_{L_{я3}})_p &= (m-2) \frac{I_H}{m}; \\ &\dots \dots \dots \\ (i_{L_{я(m-2)}})_p &= 3 \frac{I_H}{m}; \\ (i_{L_{я(m-1)}})_p &= 2 \frac{I_H}{m}; \\ (i_{L_{ям}})_p &= \frac{I_H}{m}. \end{aligned} \right\} \quad (8)$$

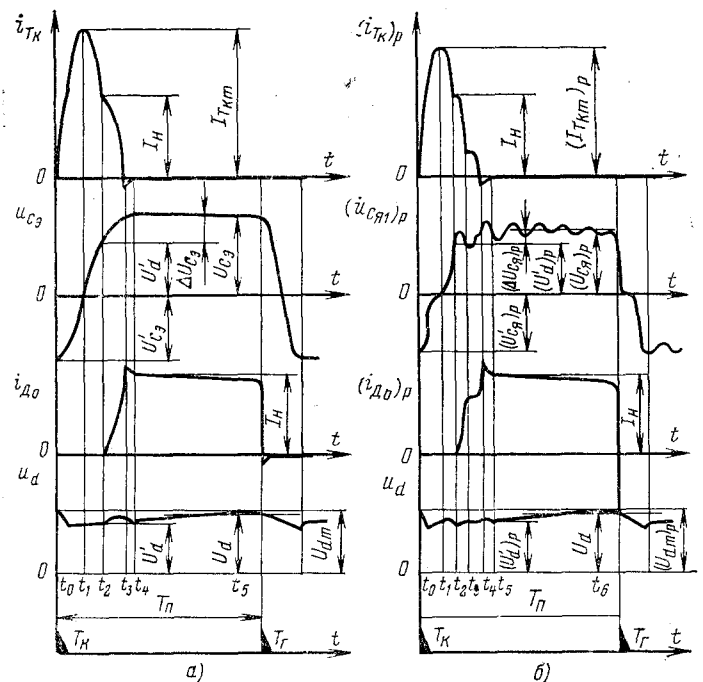


Рис. 2.

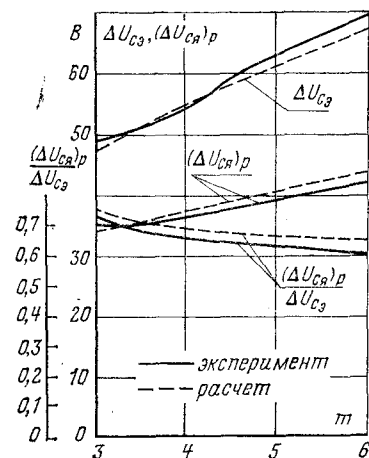


Рис. 3.

Интервал $t_2 - t_3$ (рис. 2,а) характеризует дальнейшее увеличение напряжения на конденсаторе C_3 от $U'_d = (0,81 \div 0,82) U_d$ до величины U_{C_3} , которая обусловлена мгновенным значением напряжения U'_d в момент t_2 и током нагрузки I_n . Величина ΔU_{C_3} определяет возникшее на конденсаторе C_3 перенапряжение относительно мгновенного значения напряжения U'_d . Учитывая выражения (2) и (5), а также что $\Delta U_{C_3} = U_{C_3} - U'_d$, можно, используя уравнение баланса запасаемых индуктивностью и емкостью энергий, оценить величину U_{C_3} для КУС:

$$\frac{L_3 I_n^2}{2} = \frac{C_3 \Delta U_{C_3}^2}{2} \Rightarrow \frac{L_3 I_n^2}{2} = \frac{C_3 (U_{C_3} - U'_d)^2}{2}. \quad (9)$$

Из (9) и (3) получим

$$I_n^2 \rho_{\pi}^2 = (U_{C_3} - U'_d)^2 \Rightarrow U_{C_3} = U'_d + I_n \rho_{\pi}. \quad (10)$$

Запирание коммутающего тиристора T_n (интервал $t_3 - t_4$) вызывает появление характерного всплеска анодного тока отрицательной величины и тока диода D_o , амплитуда которого в этом интервале незначительно превышает ток нагрузки I_n [Л. 4].

В интервале $t_4 - t_5$ диод D_o открыт (рис. 2,а), напряжение на конденсаторе C_3 остается равным U_{C_3} , а напряжение u_d к моменту t_5 достигает максимального значения U_{dm} . После отпирания главного тиристора T_r (момент t_5) нагрузка подключается к источнику питания, а КУ подготавливается к последующему запиранию T_r .

Проведя аналогичные рассуждения для КУР, запишем:

$$(\Delta U_{C_3})_p = (U_{C_3})_p - (U'_d)_p.$$

С учетом (1) и (8) выражение для суммарной энергии, запасаемой реакторами $L_{\pi 1} - L_{\pi m}$ (рис. 1,б), можно представить в виде

$$\frac{L_{\pi 1} (m I_n)^2}{2m^2} + \frac{L_{\pi 2} [(m-1) I_n]^2}{2m^2} + \dots + \frac{L_{\pi (m-1)} (2 I_n)^2}{2m^2} + \frac{L_{\pi m} I_n^2}{2m^2} = \frac{L_{\pi} I_n^2}{2m^2} (m^2 + (m-1)^2 + \dots + 3^2 + 2^2 + 1). \quad (11)$$

Тогда согласно (1) и (9):

$$\frac{L_{\pi} I_n^2}{2m^2} \left(\sum_{j=1}^{j=m} j^2 \right) = \frac{m C_{\pi} (\Delta U_{C_3})_p^2}{2} \Rightarrow \frac{L_{\pi} I_n^2}{2m^2} \times \left(\sum_{j=1}^{j=m} j^2 \right) = \frac{m C_{\pi} [(U_{C_3})_p - (U'_d)_p]^2}{2}, \quad (12)$$

где

$$[m^2 + (m-1)^2 + \dots + 3^2 + 2^2 + 1] = \sum_{j=1}^{j=m} j^2,$$

откуда с учетом (3) получаем величину $(U_{C_3})_p$, определяющую перенапряжение в КУР относительно $(U'_d)_p$:

$$m [(U_{C_3})_p - (U'_d)_p]^2 = \frac{I_n^2}{m^2} (\rho_{\pi})^2 \left(\sum_{j=1}^{j=m} j^2 \right) \Rightarrow (U_{C_3})_p = (U'_d)_p + \frac{I_n}{m} (\rho_{\pi})_p \sqrt{\sum_{j=1}^{j=m} j^2/m}. \quad (13)$$

Из рис. 2,а и б видно, что значение перенапряжения в КУР при $m=4$ приблизительно в 1,5 раза меньше, чем в эквивалентном КУС.

Анализ результатов показывает, что полученные выражения справедливы для перенапряжений в КУР с любым числом звеньев. На рис. 3 приведены расчетные данные, полученные по формулам (10), (13), и экспериментальные зависимости для 3- и 6-звенных КУР и КУС. Из этих зависимостей, имеющих удовлетворительную сходимость, следует, что относительное значение $(\Delta U_{C_3})_p / \Delta U_{C_3}$ уменьшается с ростом числа ячеек.

Менее интенсивное снижение относительной величины перенапряжения, полученной расчетным путем, объясняется принятым допущением об идеальности цепи.

Выводы. 1. С целью уменьшения перенапряжений на элементах тиристорного прерывателя целесообразно использовать многозвенные коммутающие узлы, состоящие из последовательно соединенных двухполюсников.

2. Для уменьшения перенапряжений на элементах схемы в два и более раз целесообразно использовать 4- и 6-звенные узлы коммутации.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Modified Mc. Murray inverter with puls forming network commutation circuits/ R. Palaniappan, R. K. Abrol, S. K. Datta, J. Vithayathil — IEEE Trans. Industrial Electronics and Control. Instrumentation, 1977, vol. 24, № 1.
2. Корнев А. С., Левитский Б. Ю., Некрасов В. И. Исследование электромагнитных процессов в узлах коммутации с распределенными по цепям параметрами. — Тезисы докладов Всесоюзной научно-технической конференции по проблемам преобразовательной техники. Ч. 4. — Киев, 1979.
3. Электропоезда постоянного тока с импульсными преобразователями/ Я. Я. Берзиньш, Л. В. Бирзникс, В. П. Данилов и др. — М.: Транспорт, 1976.
4. Чебовский О. Г., Моисеев Л. Г., Сахаров Ю. В. Силовые полупроводниковые приборы (справочник). — М.: Энергия, 1975.

[22.11.79]

УДК 621.316.54

Бездуговая коммутация постоянного тока

ЛЕБЕДЕВ С. В., МОЖАРОВ Г. И., САВАТИМСКИЙ А. И.

Институт высоких температур АН СССР

Рассматривается возможность создания бездугового быстродействующего прерывателя постоянного тока на основе параллельного соединения механического выключателя и разрушающегося проводника однократного применения.

Использование механических высоковольтных выключателей постоянного тока ограничено их малым быстродействием и потерями энергии, связанными с гашением образующейся дуги между расходящимися контактами [Л. 1]. Потери энергии

могут быть снижены, а быстродействие увеличено в бездуговом режиме выключения тока, для осуществления которого механический выключатель шунтируется разрушающимся при коммутации металлическим проводником. Обычно в проволоках, плавящихся под действием тока за время порядка миллисекунд, возникают разрывы, в которых при больших напряжениях вспыхивают разряды [Л. 2]. Однако разряды можно исключить, помещая проводник в ограниченный объем.

В рассматриваемом устройстве используется шунтирующий элемент в виде отрезка проволоки, находящийся в капилляре из изоляционного материала. Капилляр должен выдерживать давление, появляющееся в момент разрушения проводника. Продукты этого разрушения удаляются через открытые торцы капилляра.

Принцип действия рассматриваемого устройства для коммутации тока сводится к следующему. В момент $t=0$ начала расхождения механических контактов протекавший между ними ток перебрасывается в шунтирующий элемент, начальное падение напряжения на котором должно быть меньше потенциала зажигания разряда u в разрыве между контактами, т. е.

$$\rho(0)lj(0) \leq u(0), \quad (1)$$

где ρ — удельное сопротивление материала проволоки, l — ее длина, j — плотность тока в проволоке.

Для расхождения контактов на расстояние, исключающее возникновение пробоя между ними при напряжении U , требуется некоторое время t_k . Поэтому очевидно, что условие (1) должно соблюдаться не только при $t=0$, но и при $0 < t \leq t_k$. Для этого сопротивление шунтирующего элемента не должно сильно возрастать в течение времени $t_{ш} \geq t_k$. По прошествии времени $t_{ш}$ сопротивление проволоки должно очень сильно увеличиться за короткое время Δt и, кроме того, шунтирующий элемент в целом должен приобрести большую электрическую прочность, исключающую его пробой при напряжении U . Это напряжение может значительно отличаться от номинального напряжения электрической цепи из-за индуктивного напряжения $L \frac{di}{dt}$, возникающего при быстром прерывании тока i .

Итак, требуется соблюдение еще двух условий:

$$t_{ш} \geq t_k; \quad (2)$$

$$\epsilon l \geq U, \quad (3)$$

где $t_{ш}$ — время задержки шунтирующего элемента (от начала его нагревания до момента резкого роста сопротивления); t_k — время расхождения контактов, обеспечивающее электрическую прочность, соответствующую напряжению U ; ϵ — электрическая прочность шунтирующего элемента (при $t \geq t_{ш}$), отнесенная к единице длины l . Заметим, что за счет концевых эффектов величина ϵ может зависеть от l .

Условие (2), очевидно, реализуется тем легче, чем меньше время t_k , т. е. чем больше скорость расхождения контактов.

В целом время $t_{ш} + \Delta t$ зависит от плотности тока в проволоке, ее радиуса и материала, а также от внутреннего радиуса и материала капилляра, испарение стенок которого существенно для возникающего в нем давления. За счет этих параметров можно изменять время $t_{ш}$, определяющее задержку и, время падения тока Δt , причем можно обеспечить длительность Δt порядка микросекунд.

При больших плотностях тока ($j \geq 5 \cdot 10^6$ А/см²), при которых происходит однородный электрический взрыв проводника [Л. 2] условие $t_{ш} \geq t_k$ обеспечить не удастся, так как время $t_{ш}$ имеет порядок микросекунд, а длительность расхождения контактов механических выключателей t_k обычно превышает несколько микросекунд [Л. 1]. Поэтому проводник шунтирующего элемента должен нагреваться при малой плотности тока (10^5 – 10^6 А/см²). Характер потери проводимости проволок при нагревании их током различной плотности представлен в [Л. 2].

Следует иметь в виду, что режим однородного электрического взрыва проводника в ряде случаев не пригоден для использования в прерывателях рассматриваемого типа не только из-за малого времени $t_{ш}$, но также из-за очень малого значения $\Delta t \leq 1$ мкс. При реальных значениях выключаемых токов столь малые Δt могут привести к большим индуктивным падениям напряжения не только на самом выключателе, но и на других участках цепи.

Требования, предъявляемые к длине шунтирующего элемента l , противоречивы. С одной стороны, электрическая прочность на пробой возрастает при увеличении l ($U = \epsilon l$). С другой стороны, при увеличении l возрастает начальное падение напряжения на шунтирующем элементе в момент расхождения контактов механического выключателя, что способствует зажиганию дуги между ними. Однако имеются возможности увеличения l без нарушения условия (1): уменьшением плотности тока j , использованием материалов с минимальным удельным сопротивлением $\rho(0)$ или уменьшением

$\rho(0)$ путем охлаждения проводника, например, жидким азотом.

Экспериментальная проверка работы выключателя со сменным шунтирующим элементом производилась на установке, в которой источником тока служила батарея конденсаторов емкостью 386 мкФ, заряжаемая до 15 кВ. Батарея разряжалась через балластное сопротивление 400 Ом, обеспечивающее в миллисекундном диапазоне времени практически постоянный ток.

В качестве механического выключателя использовалась дугогасительная вакуумная камера типа КДВ-21. Специально изготовленный электромагнитный привод обеспечивал полное время расхождения контактов на 5 мм за 8 мс. Такому расстоянию соответствовала паспортная электрическая прочность камеры (около 50 кВ). Для выключателя измерялось максимальное напряжение, приложенное к начинающим расходить контактам, при котором не происходит образования дуги между ними. Таким путем в диапазоне токов от 30 до 1200 А, протекающих через первоначально замкнутые контакты, было экспериментально получено значение потенциала зажигания дуги $u(0) = 18 \pm 4$ В. Изменение тока при этом осуществлялось изменением балластного сопротивления от 400 до 10 Ом. Полученное значение $u(0)$ хорошо согласуется с результатами измерений падения напряжения на малых (доли миллиметра) межэлектродных промежутках при импульсных разрядах [Л. 4].

На рис. 1 представлена осциллограмма тока (отклонение вверх), протекающего через выключатель с шунтирующим элементом. В данном случае этот элемент представлял собой отрезок медной проволоки длиной 200 мм, диаметром 0,1 мм, помещенный при комнатной температуре в открытый стеклянный

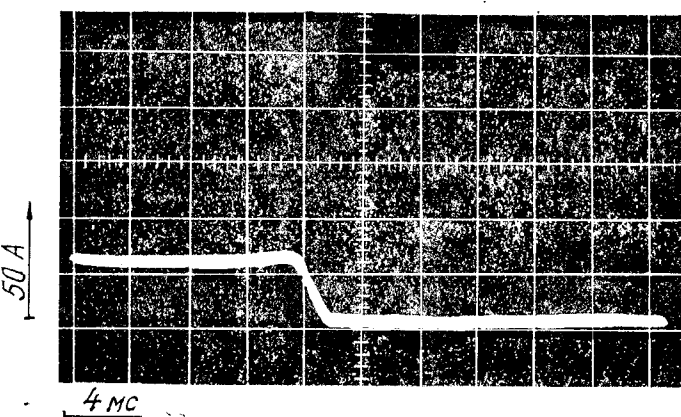


Рис. 1.

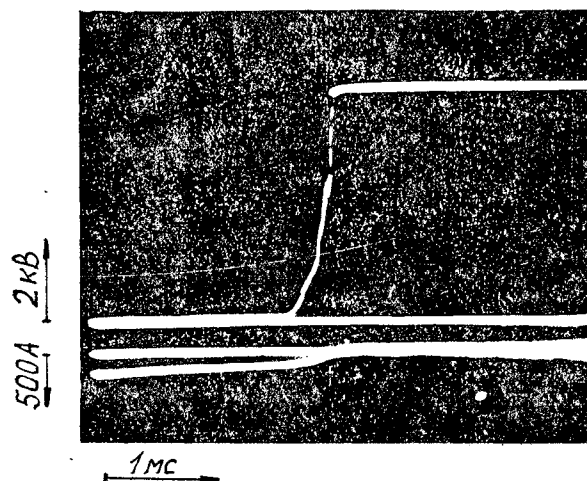


Рис. 2.

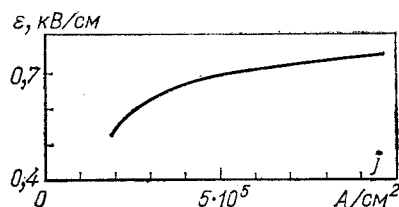


Рис. 3.

ный капилляр такой же длины с внутренним d и внешним D диаметрами, равными соответственно 0,34 и 4 мм. Постоянная времени разрядного контура составляла 150 мс. Начало осциллограммы соответствует началу расхождения контактов выключателя. После задержки $t_{\text{ш}} \approx 8$ мс, необходимой для расхождения контактов на расстояние, обеспечивающее требуемую электрическую прочность, происходит прерывание тока силой 30 А за время Δt около 1 мс. При этом к контактам прерывателя прикладывается оставшееся на батарее напряжение 12,6 кВ.

Для другого случая на рис. 2 представлена осциллограмма напряжения (отклонение вверх) на шунтирующем элементе (медная проволока диаметром 0,14 мм в стеклянном капилляре, $d=0,34$ мм, $D=4$ мм, длиной 100 мм). Постоянная времени разрядного контура в этом случае 16 мс. Начальное значение тока (отклонение вниз) — 210 А. Приблизительно через 2 мс после начала нагревания проволоки падение напряжения на ней резко увеличивается за счет роста сопротивления и на контактах прерывателя остается напряжение 6,4 кВ (максимальная величина напряжения на рис. 2).

Рис. 3 характеризует отнесенную к единице длины электрическую прочность ε шунтирующих элементов из медной проволоки. График построен для проволок диаметром 0,1, 0,12 и 0,14 мм длиной 158 ± 5 мм, находившихся в открытых с торцов капиллярах той же длины. Изменение отношения площади поперечного сечения внутренней полости капилляра к площади поперечного сечения проволоки от 6 до 12 не сказывалось на результатах, причем погрешность измерения ε и j не превышала 5%. Величина j рассчитывалась по величине напряжения, остающегося на прерывателе после разрыва цепи, и величине балластного сопротивления.

Как видно из рис. 2, при заданной длине шунтирующего элемента ($l=158$ мм), его электрическая прочность, отнесенная к единице длины, несколько падает при переходе к меньшим плотностям тока. Однако уменьшение j позволяет увеличить длину l и тем самым увеличить напряжение коммутации $U=\varepsilon l$. Кроме того, уменьшение j увеличивает время задержки $t_{\text{ш}}$, необходимое для расхождения контактов. В данном эксперименте при $j \approx 2 \cdot 10^5$ А/см² (рис. 3) на проволоке появляются следы оплавления, а при $j \approx 1,3 \cdot 10^5$ А/см² проволока еще не плавится.

Используя полученные данные, в частности выражения (1) и (3), можно оценить максимальное напряжение, при котором будет работать данное устройство. В случае применения одной камеры КДВ и шунтирующих элементов из меди при начальной комнатной температуре, оно равно 25 кВ. Предварительное охлаждение медного шунтирующего элемента жидким азотом [Л. 5] позволяет либо увеличить напряжение коммутации приблизительно в 10 раз (за счет увеличения длины элемента), либо достигнуть времени прерывания тока $\Delta t \ll 1$ мс за счет увеличения плотности тока.

В заключение отметим, что отсутствуют принципиальные ограничения по величине коммутируемого тока, так как возможно параллельное соединение нескольких шунтирующих элементов, а также увеличение сечения проводников и капилляров.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Буткевич Г. В. Дуговые процессы при коммутации электрических цепей. — М.: Энергия, 1973.
2. Лебедев С. В., Савватимский А. И. Некоторые результаты исследования электрического взрыва проводников. — Физика и химия обработки материалов, 1976, № 1.
3. Лебедев С. В., Савватимский А. И. Плотность жидкого вольфрама, при которой начинается резкое падение электропроводности в процессе «электрического взрыва». — Теплофизика высоких температур, 1978, т. 16, № 1.
4. Суходрев Н. К. О возбуждении спектра в искровом разряде. — Труды ФИАН, 1961, т. 15.
5. Справочник по физико-техническим основам глубокого охлаждения/ М. П. Малков, И. Б. Данилов, А. Г. Зельдович, А. Б. Фрадков. М.; Л.: Госэнергоиздат, 1963.

[29.09.80]

Условия существования стационарных процессов в автономных инверторах

ЗАВЬЯЛОВ В. И., канд. техн. наук

ВЭИ им. В. И. Ленина

Решение задачи о существовании стационарных процессов в ведомом сетью инверторе упрощается в связи с тем, что значение переменного напряжения известно и оно может быть получено в общем виде для схем любой фазности [Л. 1 и 2]. В автономном же инверторе переменное напряжение формируется под воздействием работы ключей на элементах выходной цепи, т. е. заранее неизвестно, что принципиально усложняет задачу. Однако на практике обычно ограничиваются формами выходного напряжения, близкими к синусоиде, и схемами, хорошо фильтрующими высшие гармоники. Поэтому и для автономного инвертора на первом этапе целесообразно воспользоваться методом первой гармоники как наиболее простым, позволяющим достигнуть максимальной общности результатов. Будем рассматривать инверторы с вентилями с односторонней проводимостью при законе управления, допускающем лишь однократное включение вентилей на интервале повторемости (короткие импульсы управления).

Схема инвертора тока коммутатором делится на цепь постоянного и цепь переменного тока, этим естественным расчленением и воспользуемся при выборе системы координат для изображения на плоскости области существования стационарных процессов. При применении метода первой гармоники конфигурация схемы цепи переменного тока значения не имеет. Все схемы этой цепи будем различать по углу сдвига фаз между напряжением и током (δ) и уровню потребления активной мощности при некоторых значениях частоты и синусоидального напряжения. По оси абсцисс будем откладывать значение индуктивности сглаживающего реактора единичного ($P=1$, $U=1$, $\omega=1$) инвертора (L^*_d), по оси ординат — значение $\lg \delta$. Переход от единичного инвертора к реальному осуществляется согласно преобразованиям подобия:

$$L^*_d = L_d P \omega / U^2. \quad (1)$$

На рис. 1 приведена область существования симметричных стационарных процессов для однофазного инвертора (ограничена осью ординат и ломаной $M_2 C_2 A_2 B_2 N_2$). Она включает в себя зону непрерывных режимов, ограниченную слева и снизу линией $E_2 A_2 B_2 N_2$, и зону прерывистых режимов, ограниченную справа и снизу линией $E_2 A_2 M_2$. Между линией $M_2 A_2 B_2 N_2$ и осью абсцисс лежит зона X , в которой симметричных стационарных процессов нет. Внутри области проведены линии постоянства отношения U_d/U_m (углов δ), а в зоне прерывистых режимов — и линии постоянства интервалов проводимости λ .

Из рис. 1 непосредственно следует очень важный результат: все схемы цепей переменного тока автономных инверторов делятся на две группы. К первой относятся схемы с углом δ , превышающим некоторый критический угол $\delta(A)$. В этих схемах симметричный стационарный процесс существует всегда, независимо от значения L^*_d . Ко второй группе относятся схемы с углом δ , меньшим критического. В этих схемах симметричный стационарный процесс существует только при достаточно больших или достаточно малых значениях L^*_d .

Из рис. 1 также следует, что автономные инверторы имеют три вида граничных режимов: первого рода — на границе непрерывного и прерывистого режимов (линия AE), характерен только для схем первой группы; второго рода — на границе области существования симметричных стационарных процессов со стороны непрерывных режимов (линия ABN), наблюдается только в схемах второй группы; третьего рода — на границе области существования симметричных стационарных процессов со стороны прерывистых режимов (линия AM), имеет место только в схемах второй группы. Линии отмеченных граничных режимов, расходящиеся из точки A , обозначены соответствующими римскими цифрами.

Используя введенную классификацию граничных режимов, условия существования симметричных стационарных процессов можно записать в виде:

при $\delta > \delta(A)$ существует симметричный стационарный процесс всегда;

при $\delta < \delta(A)$ — симметричный стационарный процесс существует либо при $L^*_d > L^*_{dr2}$, либо при $L^*_d < L^*_{dr3}$, где L^*_{dr2} и L^*_{dr3} — индуктивности сглаживающего реактора единичного инвертора, соответствующие граничным режимом второго и третьего родов.

Полученные результаты не вызывают сомнений для схем, хорошо фильтрующих высшие гармоники. Однако остаются вопросы, которые не могут быть разрешены в рамках рассмотренного метода:

1. Насколько точен метод первой гармоники при решении вопроса о существовании стационарных процессов?

2. Всегда ли остаются в силе полученные выше качественные результаты?

3. Как будет вести себя реальный инвертор при нарушении условий существования симметричных стационарных процессов?

Для ответа на эти вопросы исследуем путем моделирования¹ на АВМ схемы, изображенные на рис. 2.

При моделировании, также как и в реальных условиях, возникает вопрос об устойчивости решения: стационарный процесс может существовать, но если он неустойчив, то на аналоговой модели получен быть не может. Обоснование возможности применения метода моделирования для решения вопроса о существовании симметричных стационарных процессов дает следующее, всегда подтверждающееся на практике, положение. Если в схеме с линейными элементами существует симметричный стационарный процесс, то при жестком управлении² он всегда устойчив.

Для сравнения результатов исследований, полученных различными методами, представим их в единой форме. Поэтому построим области существования стационарных процессов, полученные путем расчетов на АВМ, в координатах рис. 1. Кривые граничных режимов для параллельной RC -схемы приведены на рис. 2,б, здесь же пунктиром даны кривые граничных режимов, полученные методом первой гармоники. При $\lg \delta > 1,2$ (выше точки A) области прерывистых и непрерывных режимов разделены линией 1 (граница первого рода), показывающей, что переход из одного режима в другой совершается плавно. При $\lg \delta < 1,2$ области прерывистых и непрерывных режимов разделены зоной X , где симметричных стационарных процессов нет. Таким образом все качественные оценки, полученные приближенным методом, подтверждаются. Кривые граничных режимов первого и третьего рода, а также угол $\delta(A)$, соответствующий упомянутому разделению схем, полученные обоими методами, достаточно хорошо совпадают. Кривые граничного режима второго рода существенно различаются: построенная методом первой гармоники устремляется вправо, асимметрически приближаясь к оси абсцисс, полученная на АВМ — влево к нулю.

Из кривых граничных режимов для параллельной RCL -схемы видно, что точность их приближения к кривым, полу-

¹ При моделировании принимали, что вентили — идеальные ключи.

² При жестком управлении управляющие сигналы следуют через строго определенные промежутки времени.

ченным методом первой гармоники, возрастает за счет улучшения фильтрующих свойств схемы.

Однако возможны и исключения. На рис. 2,в построена область существования стационарных процессов для последовательной RC-схемы. Здесь сталкиваемся с неожиданным явлением: оказывается, что для этой схемы симметричные стационарные процессы существуют на всей плоскости параметров. Кривая граничного режима I описывает дугу, внутри которой заключены прерывистые режимы, вне — непрерывные. При уменьшении значения L_d , начиная с больших значений, непрерывный режим, как обычно, сменяется прерывистым, но при дальнейшем уменьшении L_d режим снова становится непрерывным. Несмотря на то, что в общем картина области существования стационарных процессов качественно отличается от полученной методом первой гармоники, участок кривой I, который используется на практике, достаточно точно совпадает с расчетным. Кроме этого, сохраняет значение и качественное деление схем на группы с большими и малыми углами δ (только здесь оно приобретает несколько иной смысловой оттенок: при больших углах δ имеют место прерывистые и непрерывные режимы, при малых — только непрерывные). При этом уровень деления схем ($\delta_{(A)}$) определяется весьма точно методом первой гармоники.

Области существования стационарных процессов для схем, содержащих всего три элемента — L_d , C , R_n (рис. 2,б и в) удовлетворяют всему множеству схем этих двух классов. Для более сложных схем области существования стационарных процессов на плоскости охватывают лишь ограниченное мно-

жество схем, связанное условиями подобия (рис. 2,а построен для соотношения $\omega L_n/R_n=1$), и будут изменяться при нарушении этих условий. Так для схемы рис. 2,а при $L_n \rightarrow \infty$ кривые граничных режимов будут приближаться к приведенным на рис. 2,б, а при $L_n \rightarrow 0$ (схема приобретает идеальные фильтрующие свойства) — к идеальным, построенным методом первой гармоники.

На рис. 3 и 4 приведены кривые токов и напряжений для различных режимов рассматриваемых схем. (Параметры схем инверторов приведены в таблице.) Обращает на себя внимание тот факт, что значительные отклонения границ области существования стационарных процессов от идеальных имеют место лишь при резких искажениях формы выходного напряжения, как, например, это видно на рис. 3,а, относящемуся к граничному режиму второго рода параллельной RC-схемы. Та же картина характерна и для последовательной RC-схемы, где специфический характер кривой граничного режима объясняется тем, что в левой и нижней областях диаграмм $\lg \delta = f(L^*_d)$ форма выходного напряжения резко искажается, приближаясь к прямоугольной с U_m , близким к U_d , поэтому э. д. с. уменьшается, а ток i_d начинает спадать очень плавно, оставаясь непрерывным при любом малом значении L^*_d (см. рис. 4,в, з).

В результате исследований на АВМ было установлено, что в автономном инверторе при жестком симметричном управлении могут наблюдаться несимметричные колебания, возникающие вследствие нарушения условий существования симметричных стационарных процессов (рис. 3,в). При несимметричных колебаниях переключающая функция также оказывается несимметричной несмотря на то, что импульсы управле-

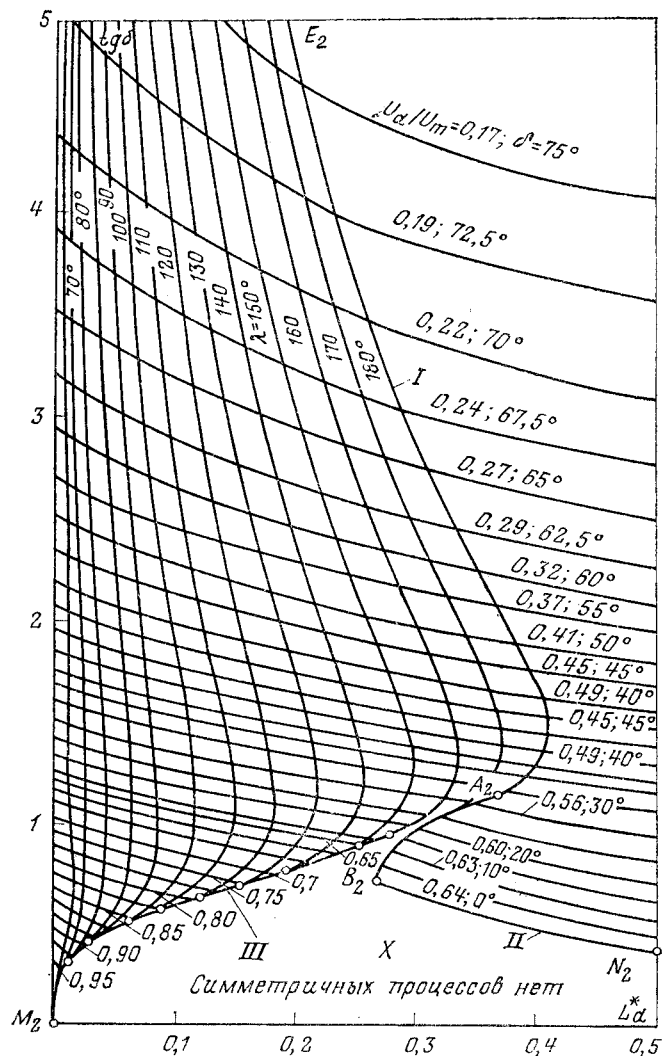


Рис. 1. Диаграммы областей существования стационарных процессов для однофазного инвертора, построенные методом первой гармоники.

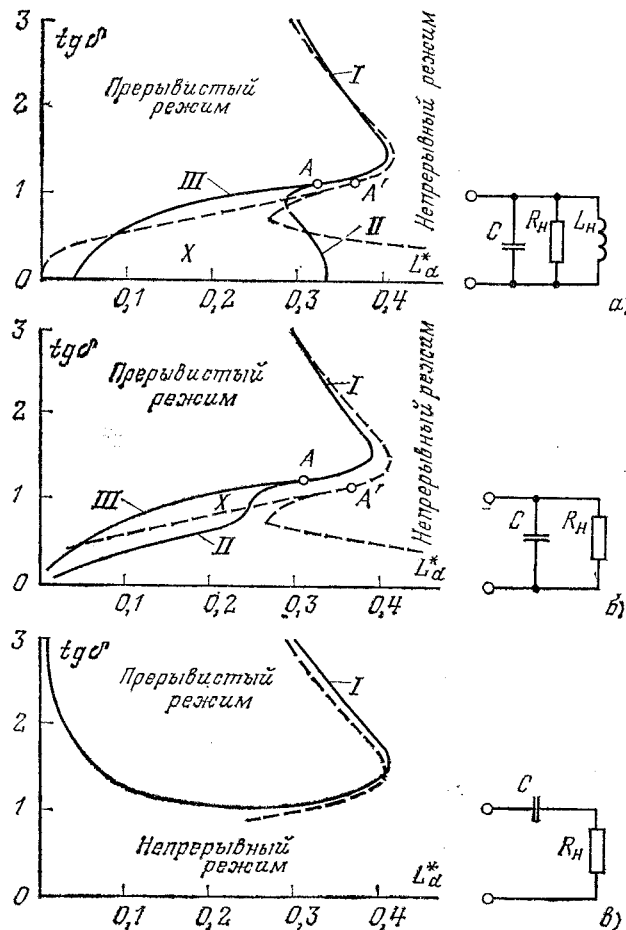


Рис. 2. Диаграммы областей существования стационарных процессов, построенные с помощью АВМ (пунктиром показаны кривые граничных режимов, полученные методом первой гармоники).

а — для параллельной RCL-схемы; б — для параллельной RC-схемы; в — для последовательной RC-схемы.

Рису- нок	$tg \delta$	L^*d	C, Φ	L_n, Γ	L_d, Γ	Прово- ди- мость
3, а	0,42	0,124	0,42	—	0,124	↓
3, б	0,42	0,060	0,42	—	0,060	↓
3, в	0,42	0,067	0,42	—	0,067	↓
3, г	0,42	0,067	0,42	—	0,067	↓↑
4, а	0,42	0,333	1,42	1	0,333	↓
4, б	0,42	0,073	1,42	1	0,073	↓
4, в	0,42	0,148	1,42	1	0,148	↓
4, г	0,42	0,148	1,42	1	0,148	↓↑
5, а	1,46	0,407	0,685	—	1,30	↓
5, б	1,46	0,25	0,685	—	0,80	↓
5, в	1,46	0,073	0,685	—	0,233	↓
5, г	0,42	0,19	2,38	—	0,20	↓

Примечания: $\omega \geq 1$ рад/с; $R_n = 10$ м.

ния следуют через равные промежутки времени. Это объясняется самопроизвольным выключением вентилей с односторонней проводимостью при изменении знака тока. Такие колебания наблюдаются в зоне X диаграммы $tg \delta = f(L^*d)$, куда попадает рабочая точка при соответствующем выборе параметров силовой схемы.

Рис. 3 иллюстрирует характерное явление, связанное с нарушением условий существования симметричных стационарных процессов, когда при одной и той же схеме цепи переменного тока в зависимости от значения индуктивности сглаживающего реактора меняется режим работы инвертора. Сначала (при больших значениях L_d) — это непрерывные режимы, вплоть до граничного режима второго рода (рис. 3,а), затем следует область несимметричных колебаний (рис. 3,в) и, наконец, начиная с граничного режима третьего рода (рис. 3,б), — область прерывистых режимов.

Ввиду того, что зона несимметричных колебаний лежит между областями прерывистых и непрерывных режимов, отличительной чертой этих колебаний является прерывисто-непрерывный ток сглаживающего реактора (наряду с самопроизвольным выключением вентилей происходит коммутация тока с одной группы на другую). По этому признаку последние можно отличать от несимметричных колебаний, вызванных другими причинами. Конечно этот критерий не является достаточным: прерывисто-непрерывный ток i_d может наблюдаться и при колебаниях, вызванных, например, неустойчивостью инвертора, однако если несимметричные колебания носят либо чисто непрерывный либо чисто прерывистый характер, то можно утверждать, что их причина не в нарушении условий существования симметричных стационарных процессов.

Следует помнить, что приведенные выше результаты относятся хотя и к наиболее распространенным, но вполне определенным условиям: вентили с односторонней проводимостью, закон управления допускает только однократное включение на интервале повторяемости. При изменении условий результаты будут соответствующим образом трансформироваться. Так, если применить вентили с двухсторонней проводимостью, то во всей области параметров схемы будут существовать симметричные стационарные процессы³. На рис. 3 показано, как замена вентилей с односторонней проводимостью на двухстороннюю изменяет несимметричный процесс (рис. 3,в) на симметричный (рис. 3,г).

Вопрос существования стационарных процессов относится к числу проблем, не имеющих качественной связи с таким свойством схемы, как линейность, и поэтому все, выше приведенные результаты, полученные для схем с линейными элементами, должны сохранить свое значение и для схем с нелинейными элементами, с той лишь разницей, что в последнем случае возможности для возникновения несимметричных колебаний шире, а явление неустойчивости может наблюдаться и при жестком управлении.

Рассмотрим, например, схему рис. 2,а в предположении, что реактор L_n нелинейный. Тогда режим работы преобразователя можно изменять, меняя уровень входного напряжения. Рабочая точка будет перемещаться на диаграмме $tg \delta = f(L^*d)$ по вертикальной прямой и при соответствующем выборе параметров может попасть в зону несимметричных колебаний, что и наблюдалось на опыте. Почти аналогична картина и при нелинейном реакторе L_d . Отличие состоит лишь в том, что

здесь перемещения рабочей точки происходят по горизонтальной прямой. Прерывисто-непрерывный характер несимметричных колебаний, а также то, что при изменениях L_d (в любую сторону) устанавливаются симметричные стационарные процессы, свидетельствует о том, что и в данном случае наблюдаемые несимметричные колебания вызваны нарушением условий существования симметричных стационарных процессов.

Таким образом, исследование на АВМ схем, приведенных на рис. 2, подтвердили возможность применения метода первой гармоники для решения вопроса о существовании симметричных стационарных процессов в автономных инверторах и показали достаточно высокую его точность. Сочетания параметров схем, при которых метод первой гармоники приводит к значительным количественным расхождениям с результатами расчета на АВМ, а иногда и качественному несоответствию, одновременно вызывают резкие отклонения формы выходного напряжения от синусоиды и потому не используются на практике.

Результаты исследования имеют непосредственно практическое значение. С целью уменьшения емкости коммутирую-

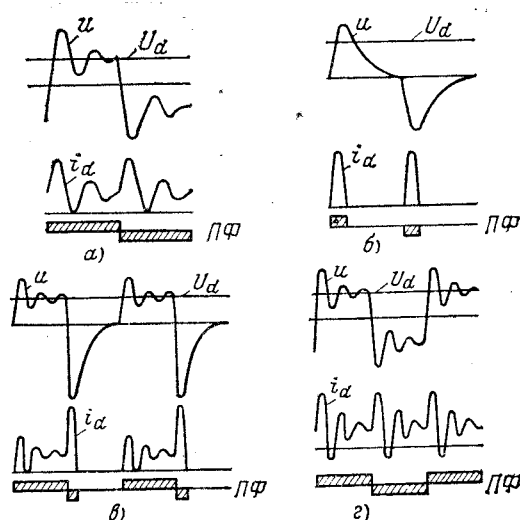


Рис. 3. Кривые токов и напряжений стационарных процессов в инверторе с параллельной RC-схемой.

а — граничный режим второго рода; б — граничный режим третьего рода; в — несимметричный стационарный процесс в зоне X; г — симметричный стационарный процесс в зоне X при двухсторонней проводимости вентилей; U_d и u — напряжения на входе и выходе инвертора; i_d — ток сглаживающего реактора; ПФ — переключающая функция.

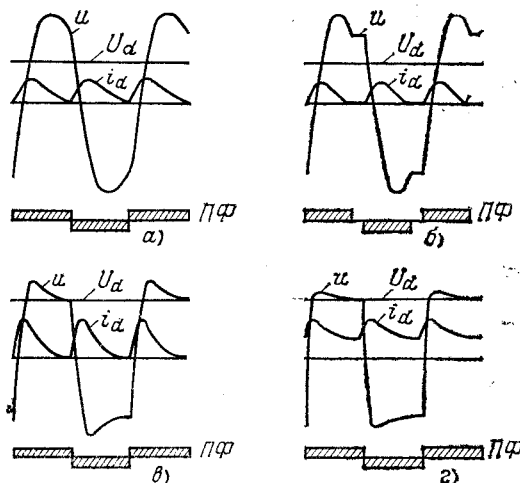


Рис. 4. Кривые токов и напряжений стационарных процессов в инверторе с последовательной RC-схемой.

а, в — граничные режимы при одном и том же значении $tg \delta$; б — прерывистый режим; г — непрерывный режим при $tg \delta < 1$.

³ Исключение составляют схемы без потерь.

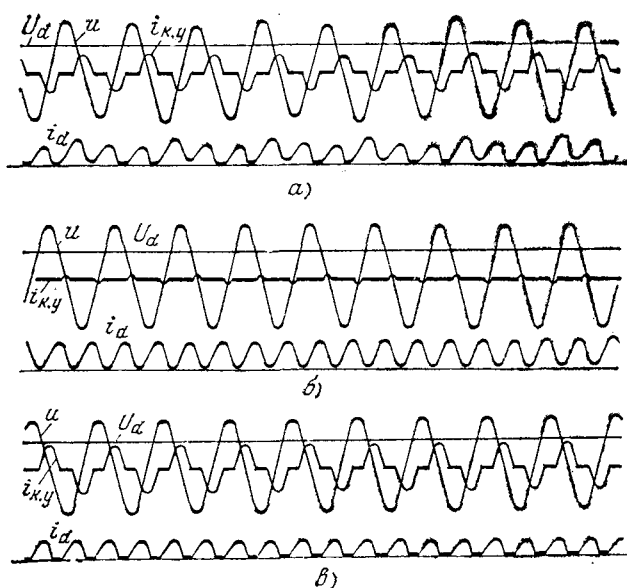


Рис. 5. Кривые токов и напряжений стационарных процессов в однофазном параллельном инверторе с последовательной RL -нагрузкой с тиристорно-реактивным компенсирующим устройством и комбинированным способом управления при различных нагрузках.

а — несимметричный стационарный процесс в зоне X ; б — граничный режим второго рода; в — граничный режим третьего рода; $i_{к.у}$ — ток компенсирующего устройства.

щих конденсаторов инверторы стремятся рассчитывать на работу с малыми углами δ . Минимальное значение угла δ ограничено требованиями коммутационной устойчивости. Для однофазных схем такое минимальное значение, как правило, много меньше критического угла $\delta(A)$, поэтому схемы второй группы в однофазном варианте часто используются на практике. Таким образом, в реальных инверторах не исключена возможность нарушения условий существования симметричных стационарных процессов.

Инвертор тока, дополненный тиристорно-реакторным компенсирующим устройством, часто применяют в качестве стабилизированного по частоте и напряжению преобразователя [Л. 5]. На рис. 5,а приведены осциллограммы токов и напряжений при несимметричных колебаниях в таком инверторе с комбинированным управлением [Л. 5]. Наличие регулятора как затрудняет понимание причины возникновения несиммет-

ричных колебаний, так и разнообразит их форму. В данном случае причиной оказывается также нарушение условий существования симметричных стационарных процессов. Это следует из того, что значение нагрузки, при котором наблюдаются несимметричные колебания, соответствует зоне X на диаграмме $\text{tg } \delta = f(L^*a)$. То, что колебания не обусловлены системой управления, подтверждается также тем, что при изменениях нагрузки устанавливаются симметричные стационарные процессы как в непрерывной (рис. 5,б), так и в прерывистой (рис. 5,в) областях.

Из приведенных примеров видно, что несимметричные колебания, даже когда они не приводят к аварии, недопустимы для инверторов с высокими требованиями к качеству выходного напряжения. Поэтому при проектировании параметры силовой схемы инверторов следует выбирать такими, чтобы во всем диапазоне изменения нагрузок и входного напряжения рабочая точка не попадала в зону несимметричных колебаний. Это возможно сделать с помощью диаграммы, представленной на рис. 1, располагая соответствующим образом на ней область рабочих режимов.

Выводы. 1. С точки зрения существования симметричных стационарных процессов все схемы цепей переменного тока автономных инверторов тока можно разделить на две группы. К первой относятся схемы с большими углами сдвига фаз между током и напряжением, для которых симметричные стационарные процессы существуют всегда, независимо от значения индуктивности сглаживающего реактора. Ко второй группе относятся схемы с малыми углами сдвига фаз, для которых симметричные стационарные процессы существуют только при достаточно больших или достаточно малых значениях индуктивности сглаживающего реактора.

2. Нарушение условий существования симметричных стационарных процессов из-за неправильного выбора параметров силовой схемы приводит к возникновению несимметричных колебаний несмотря на то, что сигналы управления следуют через равные промежутки времени. Особенностью таких колебаний является прерывисто-непрерывный ток сглаживающего реактора.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Коганов И. Л. Электронные и ионные преобразователи. Ч. 3. — М.: Госэнергоиздат, 1956.
2. Шипило В. П. Автоматизированный вентильный электропривод. — М.: Энергия, 1960.
3. Марьяновский Д. И., Гутки Б. И. Исследование стационарных периодических режимов автономного инвертора. — Электротехника, 1965, № 8.
4. Тодоров Т. С. Анализ основных схем инверторов в режиме прерывистого тока. — Электричество, 1973, № 4.
5. Стабилизированные инверторы с синусоидальным выходным напряжением/ Ф. И. Ковалев, Г. П. Мосткова, В. А. Чванов, А. И. Толкачев. — М.: Энергия, 1972.

[28.05.80]



УДК 621.316.542.9.001.6

Исследование коммутационной аппаратуры с винтовой формой дуги

АСИНОВСКИЙ Э. И., АФАНАСЬЕВ А. А., ПАХОМОВ Е. П.

Институт высоких температур АН СССР

Особенностью электромагнитной коммутирующей аппаратуры является необходимость обеспечения максимального удлинения электрической дуги при ограниченном расстоянии, проходимом дугой за время коммутации. Указанным требованиям наилучшим образом удовлетворяет аппарат, придающий электрической дуге винтовую форму.

Для винтовой формы дуги коэффициент k , определяющий предельные возможности аппаратуры при сохранении пути, проходимого дугой, $2a=0,5-1$ м, равен $\frac{2\pi L}{\lambda} = 2\pi n$,

где n — число витков винтовой дуги. Следовательно, при малых значениях шага винтовой дуги λ (например, 1 см) и характерном размере дугогасительного устройства ($L \approx$

$\approx 0,5-1$ м) значения k могут возрасти до 600. Это означает, что реализация расширяющейся винтовой дуги с малым шагом может позволить значительно повысить предельный уровень рабочих напряжений электромагнитной коммутирующей аппаратуры при тех же значениях ширины дугогасительной щели, напряженности электрического поля в столбе дуги, скорости движения дуги и прежнем времени ее горения.

Винтовая дуга создает также собственное продольное магнитное поле B_z . Взаимодействие тока дуги с этим полем создает силу $I \times B_z$, приложенную к дуговому столбу и направленную радиально наружу. Это означает, что в ряде случаев можно упростить конструкцию дугогасительного устройства за счет исключения катушек магнитного дутья и магнитопроводов.

Общий вид области существования винтовой формы дуги и условия ее перехода в прямую дугу и обратно установлены относительно недавно. Так определено, что в цилиндрическом стабилизирующем канале с диаметром d , большим некоторого определяющего значения $d_{опр}$ в некоторой области токов устойчивой формой дуги, является винтовая. Для аргона $d_{опр} \approx 2,1-2,3$ см, для водорода $0,2-0,3$ см, для азота

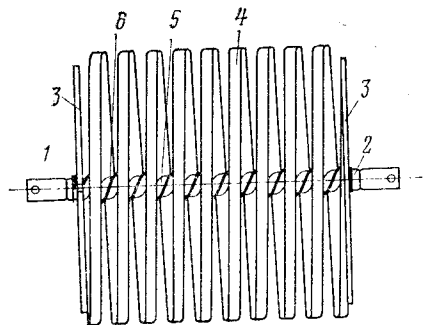


Рис. 1. Схема предохранителя с винтовой формой дуги гашения.

1, 2 — токопроводы; 3 — дисковые торцевые роговые электроды с радиальной прорезью для намотки плавкого элемента; 4 — винтовая лопасть; 5 — центральный стержень; 6 — плавкий элемент.

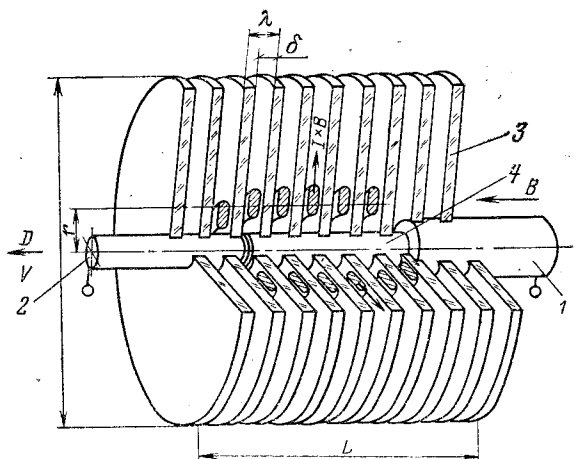


Рис. 2. Схема выключателя с винтовой формой дуги гашения. 1 — неподвижный электрод; 2 — подвижный электрод; 3 — винтовая лопасть; 4 — изоляционный стержень, движущийся вместе с подвижным электродом.

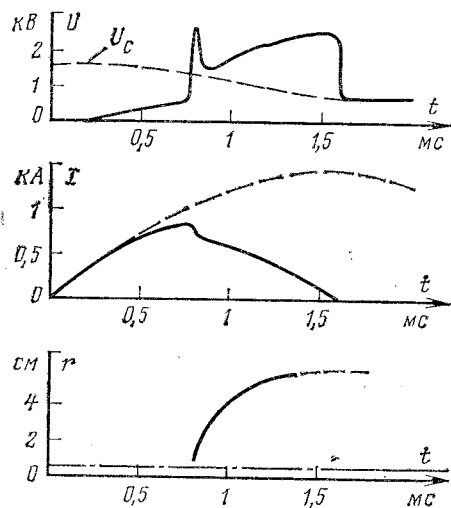


Рис. 3. Осциллограммы тока и напряжения на предохранителе и зависимость радиуса r передового фронта расширяющейся винтовой дуги от времени.

та около 0,7 см (при $p=10^5$, $B=0$, расходе газа $G=0$). В канале с $d < d_{опр}$ увеличение давления или наложение продольного магнитного поля B также переводит дугу в винтовую форму. Обдув дуги продольным потоком газа (расход газа через стабилизирующий канал) задерживает этот переход. При нестационарном развитии винтовой дуги возможна реализация малых значений шага (винтовые возмущения с малым шагом быстрее развиваются), но при этом возникает межвитковый пробой, что существенно ограничивает удлинение дуги.

Принудительное задание шага нестационарной расширяющейся по радиусу винтовой дуги возможно путем изоляции витков дуги друг от друга с помощью винтовой лопасти из электроизоляционного материала (тела шнековой формы). На рис. 1 представлена предложенная конструкция предохранителя с винтовой формой дуги гашения. Это цилиндр из электроизоляционного материала, на котором расположена (намотана) винтовая лопасть также из электроизоляционного материала, в полости которой по поверхности цилиндра наматывается плавкая вставка.

Винтовая полость служит дугогасительной щелью, которая задает форму и направление движения дуги гашения, образующейся после перегорания плавкой вставки. Движение дуги определяется силой взаимодействия тока дуги с собственным магнитным полем предохранителя.

При ширине дугогасительной щели (винтовой полости) $2-6$ мм и толщине винтовой лопасти в несколько миллиметров минимально достижимое значение шага винтовой дуги составляет $3-10$ мм.

Кратковременность теплового воздействия дугового столба на стенки винтовой лопасти и возможность использования абляции газогенерирующих стенок позволяет предложить в качестве материала для такого предохранителя различные виды литевых пластмасс (например, полиэтилен, лавсан и др.) и использовать для изготовления шнека литые или штамповку. Еще более упрощается его изготовление при выполнении шнека сборным.

Рассмотренное быстродействующее электромагнитное дугогасительное устройство может быть использовано в качестве рабочего элемента электровзрывного размыкателя. В этом случае плавкий элемент (точнее, взрывающийся элемент) должен обеспечить до своего взрыва замыкание контактов (без образования дуги) параллельно включенного механического коммутирующего элемента, стационарно пропускающего ток, и восстановление требуемого уровня его электрической прочности. После этого происходит взрыв плавкого элемента, образование дуги и ее расширение, обеспечивающее собственную коммутацию тока цепи.

На рис. 2 изображена конструкция дугогасительного устройства с винтовой формой дуги гашения для высоковольтного электромагнитного выключателя. Это винтовая лопасть, навитая вокруг замкнутых дугогасительных контактов выключателя. Неподвижный контакт — трубчатый, подвижный — стержневой. Вместе с подвижным контактом перемещается стержень из дугоустойчивого электроизоляционного материала, перекрывающий центральное отверстие дугогасительного устройства при разведении контактов.

Благодаря этому дуга гашения, образующаяся при разведении контактов, сразу располагается в винтовой полости, т. е. сразу приобретает винтовую форму. Это обеспечивает отход дугового столба от центрального стержня и перемещение опорных пятен дуги в разные стороны по электродам (дуга должна «навиваться» на электроды под действием силы электромагнитного взаимодействия радиального компонента тока дуги с продольной составляющей магнитного поля выключателя).

Предложенные решения, позволяющие практически реализовать принципиальные преимущества винтовой формы дуги при ее гашении, открывают возможность создания быстродействующей электромагнитной коммутирующей аппаратуры как переменного, так и постоянного тока на рабочем напряжении выше освоенного в настоящее время уровня в 10—15 кВ.

Экспериментальная проверка работоспособности электромагнитного коммутирующего аппарата с винтовой формой дуги гашения была выполнена с электровзрывным размыкателем и на модели выключателя постоянного тока. Для испытания размыкателя использовался LC-контур ($C=500$ мкФ, $L=1,7$ мГн). Регистрировались временные зависимости тока I и падения напряжения на коммутирующем элементе U , вре-

мая t прихода переднего фронта разряда, движущегося между лопастями шнека, в данную точку с радиусом r , фиксировалось с помощью проволоочных зондов.

Испытывались шнеки диаметром $D=6\div 23$ см, шагом $\lambda=0,5\div 2$ см, числом лопастей $n=6\div 10$. Ток дуги изменялся от 400 до 2000 А, напряжение горения винтовой дуги достигало $U=5$ кВ, время гашения тока — $t=0,3\div 1,5$ мс.

Типичная осциллограмма испытания шнека с $D=17$ см, $\lambda=0,5$ см, $n=6$ и шириной щели $\delta=4$ мм при напряжении заряда конденсаторов $U_c=1600$ В и диаметре взрывающейся проволоочки $d=0,19$ мм представлена на рис. 3. На осциллограмме видно, что через 0,8 мс после включения цепи происходит взрыв проволоочки (первый максимум напряжения 2500 В), после чего формируется газовый разряд — дуга, о чем свидетельствует быстрое падение напряжения (до 1500 В). Дальше под действием силы $I \times B_c$ образовавшаяся винтовая дуга в течение 0,8 мс расширяется в радиальном направлении, что ведет к ее удлинению и росту напряжения до 2500 В. К этому времени ток падает с 800 А до нуля, исчезает перенапряжение, на коммутирующем элементе остается остаточное напряжение заряда конденсатора 700 В.

Зависимость $r(t)$ указывает на быстрое, взрывообразное расширение дугового столба на первом этапе формирования разряда и более медленное расширение переднего фронта винтовой дуги гашения в дальнейшем.

В данном эксперименте дуга достигла за $t=0,8$ мс радиуса 6,2 см; таким образом, длина ее переднего фронта возросла до 2,3 м при начальной длине проволоочки 11,5 см. Напряженность электрического поля в дуге на конечной ста-

дии коммутации, рассчитанная на передний фронт разряда, составила 10,6 В/см.

При увеличении U_c было получено, что при достижении напряжения на дуге 3600 В наблюдается выход дуги на границу лопастей ($R=8,5$ см) шнека и шунтирование витков дуги. Это дает $E=11$ В/см.

Важным результатом выполненных экспериментов явилось подтверждение возможности использования различных электроизоляционных материалов для изготовления лопастей винтового дугогасительного устройства, по крайней мере для предохранителя и размыкателя. В качестве таких материалов были испытаны бумага, картон, текстолит, полиэтилен-терфталатная пленка (лавсан), полиэтилен. Двухслойная лавсановая пленка толщиной 0,4 мм выдержала до прогорания у основания ($r=1\div 1,5$ см) около 60 коммутаций дуги с током в $1,5\div 3$ кА. При $r>2$ см следов разрушения материала не заметно.

Испытание модели выключателя, выполненной в соответствии с рис. 2 производилось путем коммутации цепи постоянного тока с $I=60\div 100$ А и $U=500\div 800$ В. Скорость движения подвижного электрода диаметром 1 см составляла $2\div 5$ м/с. Дугогасительная камера, выполненная из органического стекла, имела $\lambda=1$ см, ширину винтовой щели $\delta=0,5$ см и диаметр $6\div 10$ см. Изоляционный стержень был выполнен из фторопласта. После 30—50 коммутаций тока обгорание фторопластового стержня у места соединения с электродом не превышало 2 мм. Время коммутации составляло 0,6—1 мс.

[31.03.80]

УДК 621.314.237.042.14:538.24

Электромагнитные процессы в листовом магнитопроводе при его импульсном намагничивании¹

ГЕРАСИМОВИЧ А. Н., канд. техн. наук
Белорусский политехнический институт

В [Л. 1] рассматриваются процессы намагничивания листового магнитопровода при прямоугольной форме импульсов напряжения. Хотя автор и отмечает, что исходные уравнения Максвелла решаются строгими методами и обращает внимание на физическую сторону процессов намагничивания, полученные им результаты не только противоречат физике процессов, но и указывают на неправильность решения в данном случае уравнений электромагнитного поля. Так, анализируя уравнения (9) и (12) [Л. 1], описывающие закон изменения напряженностей электромагнитного поля по толщине листа и во времени, приходим к выводу, что в установившемся режиме, т. е. при $t \rightarrow \infty$ напряженность магнитного поля $H(z, t)$ возрастает до бесконечности, а напряженность электрического поля $E(z, t)$ в листе магнитопровода достигает в каждом слое листа постоянного значения. Из (16) — (17) и рис. 4, а и б [Л. 1] следует, что мощность электромагнитного поля и удельные потери энергии в листе магнитопровода практически прямо пропорциональны времени воздействия приложенного напряжения.

В то же время общеизвестно, что при намагничивании магнитопроводов импульсами напряжения прямоугольной формы напряженность магнитного поля в установившемся режиме достигает постоянного значения, определяемого током намагничивания установившегося режима, а напряженность электрического поля в этом случае равна нулю. Потери энергии в магнитопроводе появляются только во время переходного процесса.

Ошибочные результаты получены автором [Л. 1] из-за пренебрежения активным сопротивлением намагничивающей цепи и допущения, что закон изменения напряженности электрического поля на поверхности листа задан априори — повторяет закон изменения приложенного к витку напряжения.

Эти допущения справедливы лишь для начальной стадии переходного процесса и при учете активного сопротивления листа магнитопровода, обусловливаемого потерями энергии в нем. Для процесса намагничивания, рассматриваемого в [Л. 1], закон изменения напряженности электрического поля на поверхности листа, определяющий результаты решения уравнений электромагнитного поля, неизвестен и его следует определить.

Правильные результаты по расчету параметров электромагнитного поля в листе магнитопровода можно получить лишь при условии совместного решения уравнений поля, описывающих электромагнитные процессы в листе, и уравнений эквивалентной электрической цепи. Рассмотрим их решение применительно к листу магнитопровода, охваченному одним намагничивающим витком (рис. 1). Здесь приняты с некоторыми коррективами те же обозначения и допущения о геометрических размерах листа, что и в [Л. 1]. Электромагнитные процессы в листе описываются уравнениями Максвелла [Л. 2 и 3], а в эквивалентной электрической цепи — законом Кирхгофа относительно намагничивающего тока или магнитного потока [Л. 3]. Тогда применительно к рассматриваемому случаю имеем:

$$\left. \begin{aligned} -\frac{\partial H(z, p)}{\partial z} &= \sigma(z, p); \quad \frac{\partial E(z, p)}{\partial z} = -pB(z, p); \\ \sigma(z, p) &= \gamma E(z, p); \quad B(z, p) = \mu H(z, p); \end{aligned} \right\} \quad (1)$$

$$\left. \begin{aligned} U(p) &= i(p)R + pLi(p); \\ U(p) &= \tau^{-1}\Phi(p) + p\Phi(p), \end{aligned} \right\} \quad (2)$$

где $\sigma(z, p)$ — плотность тока проводимости в листе магнитопровода; $B(z, p)$ — магнитная индукция; γ, μ — электрическая проводимость и магнитная проницаемость материала листа, принимаемые в данном случае постоянными; R, L — результирующие сопротивления и индуктивности эквивалент-

¹ Рассматриваются прямоугольные импульсы напряжения большой длительности.

ной электрической схемы замещения; $\tau = L/R$ — постоянная времени электрической цепи:

Так как задан закон изменения напряжения, приложенного к намагничивающему витку, определяющий закон изменения магнитного потока в листе магнитопровода, то уравнения (2) должны разрешаться относительно магнитного потока, а система уравнений (1) относительно напряженности электрического поля [Л. 4]. При этом должно быть известно изображение напряженности электрического поля на поверхностях листа $E\left(\pm \frac{\delta}{2}, p\right)$. Для определения $E\left(\pm \frac{\delta}{2}, p\right) = -E\left(-\frac{\delta}{2}, p\right)$ запишем второе дифференциальное

уравнение Максвелла, выражающее закон электромагнитной индукции, для листа магнитопровода, представленного на рис. 1:

$$p\Phi(p) = -2hE\left(\frac{\delta}{2}, p\right). \quad (3)$$

Отметим, что если при решении системы уравнений (1) — (3) пренебречь результирующим сопротивлением схемы (принять цепь без потерь), то намагничивающий ток в витке и магнитный поток в установившемся режиме возрастает до бесконечности. Однако их значения в этом режиме определяются суммарным сопротивлением намагничивающего витка и источника прямоугольных импульсов напряжения.

В переходном процессе величины R и L в (2) не остаются постоянными. Вследствие появления потерь энергии

в магнитопроводе от протекания вихревых токов результирующее сопротивление схемы в переходном режиме больше чем в установившемся на значение сопротивления магнитопровода, а результирующая индуктивность схемы уменьшается из-за реакции вихревых токов. Учет непостоянства сопротивления и индуктивности схемы в переходном режиме является сложной самостоятельной задачей. В нашем случае для качественной оценки электромагнитных процессов в магнитопроводе и упрощения решения уравнений (1) — (3) будем принимать, что величины R и L схемы остаются постоянными и их значения определяются из установившегося режима. При таком допущении постоянная времени цепи в начальной стадии переходного процесса будет больше, а свободные составляющие тока, потока, напряженности электрического поля на поверхности листа и другие величины будут затухать быстрее, чем в действительности.

Решая систему (1) — (3), получаем формулы для расчета изображений напряженностей электромагнитного поля; применяя к ним теорему разложения, находим закон изменения $E(z, t)$ и $H(z, t)$:

$$E(z, t) = \frac{U_0}{2h} f_E(z, t); \quad (4a)$$

$$H(z, t) = \frac{U_0 \tau}{h \mu \delta} f_H(z, t), \quad (46)$$

где

$$f_E(z, t) = - \left[\frac{\sin \sqrt{\frac{\gamma \mu}{\tau}} z}{\sin \sqrt{\frac{\gamma \mu}{\tau}} \frac{\delta}{2}} e^{-\frac{t}{\tau}} - \frac{\tau}{\pi} \sum_{k=1}^{\infty} (-1)^k \times \right. \\ \left. \times \frac{k \sin 2k \frac{z}{\delta} \pi}{\tau_B - \tau k^2} e^{-k^2 \frac{t}{\tau_B}} \right];$$

$$f_H(z, t) = \left[1 - \frac{\delta}{2} \sqrt{\frac{\gamma \mu}{\tau}} \frac{\cos \sqrt{\frac{\gamma \mu}{\tau}} z}{\sin \sqrt{\frac{\gamma \mu}{\tau}} \frac{\delta}{2}} e^{-\frac{t}{\tau}} + \right. \\ \left. + \tau_B \sum_{k=1}^{\infty} (-1)^k \frac{\cos 2k \frac{z}{\delta} \pi}{\tau_B - \tau k^2} e^{-k^2 \frac{t}{\tau_B}} \right];$$

$\tau_B = \frac{\gamma \mu \delta^2}{4\pi^2}$ — постоянная времени вихревых токов.

Анализ уравнения (4a) показывает, что электрическое поле и вихревые токи в листе магнитопровода появляются только в переходном процессе.

В каждом слое листа напряженность и вихревые токи состоят из двух аperiodических затухающих составляющих, обусловленных свободным намагничивающим током витка и вихревыми токами соседних слоев.

Из (46) видно, что в установившемся режиме намагничивания листа магнитопровода прямоугольными импульсами напряжения напряженность магнитного поля по сечению листа одинакова и равна напряженности на поверхности (первое слагаемое уравнения). В переходном процессе в листе возникают свободные (aperiodические) составляющие напряженности магнитного поля, которые затухают с постоянной времени электрической схемы замещения и постоянной времени вихревых токов соответственно. Первая аperiodическая составляющая вызывается свободным током, протекающим в намагничивающем витке, а вторая — реакцией поля листа (вихревых токов).

Зная напряженность магнитного поля, найдем значение магнитного потока, пронизывающего лист:

$$\Phi(t) = h \int_{-\delta/2}^{\delta/2} \mu H(z, t) dz = U_0 \tau \left(1 - e^{-\frac{t}{\tau}} \right) = U_0 \tau f_\Phi(t). \quad (5)$$

Из (5) следует, что магнитный поток содержит постоянную составляющую, обусловленную намагничивающим током в установившемся режиме, и свободную составляющую, вы-

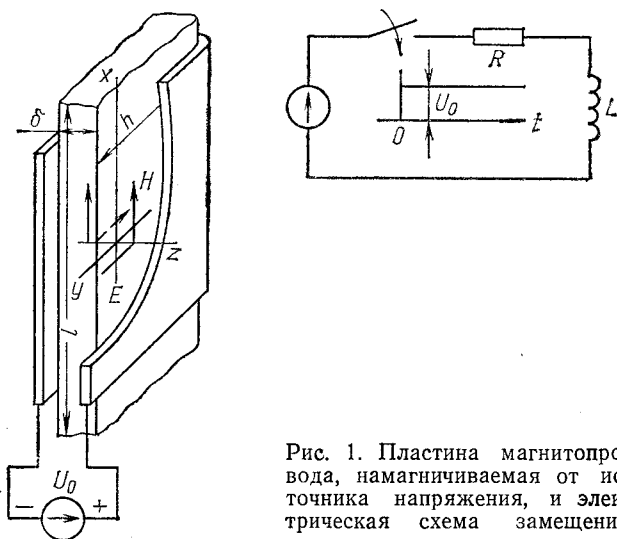


Рис. 1. Пластина магнитопровода, намагничиваемая от источника напряжения, и электрическая схема замещения цепи.

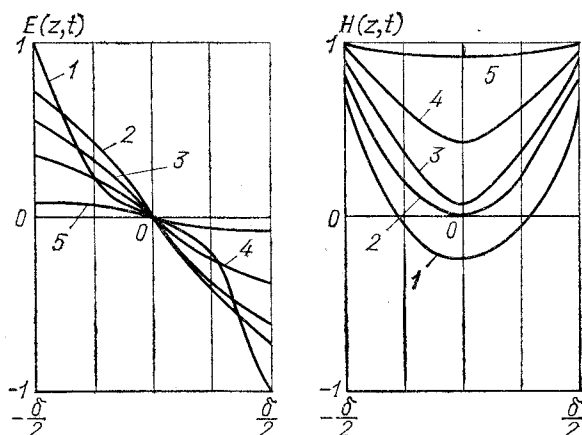


Рис. 2. Распределение напряженностей электромагнитного поля по толщине листа

1 — при $t/\tau = 0$; 2 — 0,25; 3 — 0,5; 4 — 1; 5 — 3.

званную аperiодическим намагничивающим током. Интеграл от последней составляющей напряженности в пределах интегрирования от $-\delta/2$ до $\delta/2$ равен нулю, что совпадает с результатом, полученным при определении магнитного потока из (2).

Среднее значение индукции по толщине пластины B_{cp} можно определить из (5); эквивалентная магнитная проницаемость (отношение B_{cp} к напряженности магнитного поля на поверхности листа)

$$\mu_{\text{эв}}(t) = \frac{B_{cp}(t)}{H\left(\frac{\delta}{2}, t\right)} = \mu \frac{f_{\Phi}(t)}{f_H\left(\frac{\delta}{2}, t\right)} = \mu f_{\mu}(t), \quad (6)$$

Мощность, проникающую в лист магнитопровода с единичными боковыми поверхностями и вызывающую нагрев листа и приращение энергии электромагнитного поля, найдем через значение вектора Пойнтинга, как векторную сумму потоков мощности, входящих с двух сторон:

$$S(t) = \frac{U_0^2 \tau}{h^2 \mu \delta} \left[e^{-\frac{t}{\tau}} - \frac{\delta}{2} \sqrt{\frac{\gamma \mu}{\tau}} \operatorname{ctg} \sqrt{\frac{\gamma \mu}{\tau}} \frac{\delta}{2} e^{-\frac{2t}{\tau}} - \tau_b \sum_{k=1}^{\infty} (-1)^k \frac{e^{-\frac{t}{\tau_b} \left(\frac{k^2}{\tau_b} + \frac{1}{\tau} \right)}}{\tau_b - \tau k^2} \right] = \frac{U_0^2 \tau}{h^2 \mu \delta} f_S(t). \quad (7)$$

Из (7) следует, что наибольшая мощность выделяется в листе в момент включения намагничивающего витка на прямоугольное напряжение и затем по мере затухания переходного процесса ее значение уменьшается до нуля.

Для сопоставления характера изменения параметров электромагнитного поля с данными [Л. 1] по полученным формулам (4)–(7) был проведен расчет распределения напряженностей электромагнитного поля по толщине листа. Расчеты проводились в относительных единицах. Так как постоянная времени электрической цепи зависит от параметров намагничивающей обмотки и источника прямоугольного напряжения и может значительно превышать постоянную времени вихревых токов, то для качественной оценки распределения напряженностей электрического поля по толщине листа она может быть принята любой. Для удобства расчета она принята равной $4\tau_b$. В [Л. 1] она получается равной бесконечности.

Анализ графиков распределения напряженностей $E(z, t)$ и $H(z, t)$ по толщине листа для различных моментов времени (рис. 2) показывает, что в начальный момент переходного процесса ($t=+0$) при включении намагничивающей обмотки на прямоугольный импульс напряжения во всех слоях листа скачком появляется напряженность электрического поля. Напряженность в слоях на этой стадии имеет наибольшее

значение, а ее распределение по толщине листа значительно отличается от линейного (кривая 1). Особенно это отличие заметно для средних слоев листа. Затем распределение напряженности по толщине листа приближается к линейному (кривые 2 и 3) и по мере затухания переходного процесса становится практически линейным, а значение напряженности электрического поля уменьшается до нуля. Аналогичный характер изменения в переходном режиме имеют и вихревые токи в магнитопроводе.

Напряженность магнитного поля в начальный момент переходного процесса по толщине листа распределяется резко неравномерно. При этом ее значение определяется вихревыми токами слоев листа, вызванными реакцией листа магнитопровода в соответствии с законом Ленца, хотя намагничивающий ток витка в этот момент и равен нулю. Значение и распределение напряженности магнитного поля от вихревых токов по толщине листа подчиняются первому и третьему уравнениям системы (1). При $t=0$ определяющими являются вихревые токи внешних слоев, так как они значительно превышают токи внутренних. Эти токи создают во внешних слоях положительную напряженность, а во внутренних — отрицательную. Магнитный поток в листе при этом равен нулю. По мере затухания переходного процесса распределение напряженности магнитного поля выравнивается и она достигает постоянного значения в установившемся режиме.

Анализ зависимостей, характеризующих изменение параметров электромагнитного поля во время переходного процесса, (в статье не приведены), показывает, что они соответствуют физике процесса намагничивания листа для рассматриваемого случая и качественно отличаются от аналогичных зависимостей [Л. 1]. Лишь значение напряженности электрического поля на поверхности пластины при $t=0$ совпадает по модулю с данными [Л. 1].

Таким образом, исследования показали, что при расчетах электромагнитного поля в листах магнитопроводов при их намагничивании прямоугольными импульсами необходимо учитывать не только свойства материала магнитопровода, но и параметры электрической цепи, определяющее значение и закон изменения напряженностей электромагнитного поля на поверхности листа.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Черкашин Ю. С. Процесс и энергия намагничивания листового магнитопровода при прямоугольном напряжении. — Электричество, 1978, № 6.
2. Поливанов К. М. Теоретические основы электротехники. Т. 3. — М.: Энергия, 1969.
3. Нейман Л. Р., Демирчян К. С. Теоретические основы электротехники. Т. 2. — Л.: Энергия, 1967.
4. Герасимович А. Н., Бобко Н. Н. Расчет переходного процесса в магнитопроводах с учетом гистерезиса. — Изв. вузов, Энергетика, 1977, № 6.

[29.11.80]

ОТ РЕДАКЦИИ

При расчете электромагнитных процессов в пакете ферромагнитных пластин кроме учета параметров электрической цепи, создающей внешнее магнитное поле (как отмечено в статье Герасимовича А. Н.), требуется рассмотрение электромагнитного поля в изоляции между соседними листами пакета (см. Нетушил А. В. Влияние толщины изоляции на магнитные свойства слоистых сердечников. — Тр. МЭИ, 1958, вып. 30).

Дифференциальные уравнения несимметричного асинхронного двигателя, не содержащие периодических коэффициентов

МАЛИНОВСКИЙ А. Е., ТАЛЮКО В. В.

При исследовании несимметричных режимов работы асинхронных двигателей (АД) пользуются двумя видами записи дифференциальных уравнений [Л. 1]. В случае несимметрии только лишь роторной или статорной цепи применяют приведенные дифференциальные уравнения, не содержащие периодических коэффициентов, при несимметрии статорной цепи уравнения приводят к осям $\alpha, \beta, 0$, при несимметрии роторной — к осям $d, q, 0$. Приведение к осям позволяет существенно упростить математическое описание процессов, протекающих в АД, исключить периодические коэффициенты, а также провести решение с помощью математического моделирования на АВМ.

При одновременной несимметрии роторной и статорной цепей пользуются непреобразованной системой уравнений с периодическими коэффициентами, записанной в реальных статорных и роторных осях [Л. 1—3]. Это связано с тем, что обычный подход к преобразованию не избавляет от коэффициентов, уравнения получаются громоздкими и решение их возможно с помощью ЦВМ, так как для реализации математической модели на АВМ требуется большое число блоков перемножения и, главное, такая модель будет структурно неустойчива.

Настоящая статья посвящена преобразованию уравнений АД с одновременной несимметрией роторной, статорной и магнитной цепей, позволяющему получить систему уравнений, приведенную к любым осям координат и не содержащую периодических коэффициентов.

Рассмотрим обобщенную двухфазную машину (см. рисунок), содержащую несимметричные системы обмоток: статорную, которая характеризуется параметрами обмоток по осям α, β , роторную — по осям d, q и имеющую различные значения взаимной индуктивности по осям d, q . На рисунке $r_\alpha, x_\alpha, r_\beta, x_\beta$ — активные и индуктивные сопротивления статорных обмоток, расположенных по осям α, β ; r_d, x_d, r_q, x_q — активные и индуктивные сопротивления роторных обмоток, расположенные по осям d, q ; x_{md}, x_{mq} — взаимноиндуктивное сопротивление по осям d, q ; θ — угол между осями α и d .

В реальных осях координат система дифференциальных уравнений, записанная для мгновенных значений переменных величин, имеет следующий вид [Л. 1, 3 и 4]:

$$\left. \begin{aligned} u_\alpha &= i_\alpha (r_\alpha + p x_\alpha) + p x_{md} i_d \cos \theta - p x_{mq} i_q \sin \theta; \\ u_\beta &= i_\beta (r_\beta + p x_\beta) + p x_{mq} i_q \cos \theta + p x_{md} i_d \sin \theta; \\ 0 &= i_d (r_d + p x_d) + p x_{md} (i_\alpha \cos \theta + i_\beta \sin \theta); \\ 0 &= i_q (r_q + p x_q) + p x_{mq} (-i_\alpha \sin \theta + i_\beta \cos \theta). \end{aligned} \right\} \quad (1)$$

Приняв оси α и d за действительные, а β и q — за мнимые, т. е. домножив второе и четвертое уравнения системы (1) на j и сложив соответствующие роторные и статорные уравнения, представим систему (1) в комплексной форме:

$$\left. \begin{aligned} u_\alpha + j u_\beta &= i_\alpha (r_\alpha + p x_\alpha) + j i_\beta (r_\beta + p x_\beta) + p x_{md} i_d \times \\ &\times (\cos \theta + j \sin \theta) + j p x_{mq} i_q (\cos \theta + j \sin \theta); \\ 0 &= i_d \left(\frac{r_d}{x_{md}} + p \frac{x_d}{x_{md}} \right) + j i_q \left(\frac{r_q}{x_{mq}} + p \frac{x_q}{x_{mq}} \right) + \\ &+ p i_\alpha (\cos \theta - j \sin \theta) + j p i_\beta (\cos \theta - j \sin \theta). \end{aligned} \right\} \quad (2)$$

С целью исключения периодических коэффициентов введем комплексные переменные: $\dot{U}_\alpha, \dot{U}_\beta, \dot{I}_\alpha, \dot{I}_\beta, \dot{I}_d, \dot{I}_q$. При этом мгновенные значения переменных можно представить как действительные и мнимые части вновь введенных комплексных переменных:

$$\left. \begin{aligned} u_\alpha &= \operatorname{Re} [\dot{U}_\alpha]; \quad j u_\beta = j \operatorname{Im} [\dot{U}_\beta]; \\ i_\alpha &= \operatorname{Re} [\dot{I}_\alpha]; \quad j i_\beta = j \operatorname{Im} [\dot{I}_\beta]; \\ i_d &= \operatorname{Re} [\dot{I}_d]; \quad j i_q = j \operatorname{Im} [\dot{I}_q]. \end{aligned} \right\} \quad (3)$$

В свою очередь, учитывая, что действительные и мнимые значения комплексного числа можно представить в виде по-

лусуммы и полуразности с сопряженным, представим мгновенные значения переменных следующим образом:

$$\left. \begin{aligned} u_\alpha &= \frac{1}{2} (\dot{U}_\alpha + \hat{\dot{U}}_\alpha); \quad j u_\beta = \frac{1}{2} (\dot{U}_\beta - \hat{\dot{U}}_\beta); \\ i_\alpha &= \frac{1}{2} (\dot{I}_\alpha + \hat{\dot{I}}_\alpha); \quad j i_\beta = \frac{1}{2} (\dot{I}_\beta - \hat{\dot{I}}_\beta); \\ i_d &= \frac{1}{2} (\dot{I}_d + \hat{\dot{I}}_d); \quad j i_q = \frac{1}{2} (\dot{I}_q - \hat{\dot{I}}_q). \end{aligned} \right\} \quad (4)$$

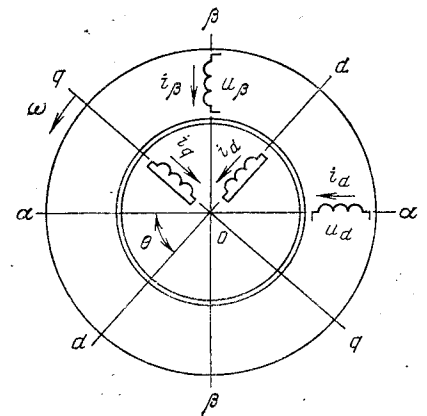
Используя выражения (4), в которых опустим коэффициент $1/2$ и учитывая, что $\cos \theta + j \sin \theta = e^{j\theta}$, а $\cos \theta - j \sin \theta = e^{-j\theta}$ запишем систему (2) следующим образом:

$$\left. \begin{aligned} (\dot{U}_\alpha + \hat{\dot{U}}_\alpha) + (\dot{U}_\beta - \hat{\dot{U}}_\beta) &= (\dot{I}_\alpha + \hat{\dot{I}}_\alpha) (r_\alpha + p x_\alpha) + \\ &+ (\dot{I}_\beta - \hat{\dot{I}}_\beta) (r_\beta + p x_\beta) + p x_{md} (\dot{I}_d + \hat{\dot{I}}_d) e^{j\theta} + \\ &+ p x_{mq} (\dot{I}_q - \hat{\dot{I}}_q) e^{j\theta}; \\ 0 &= (\dot{I}_d + \hat{\dot{I}}_d) \left(\frac{r_d}{x_{md}} + p \frac{x_d}{x_{md}} \right) + \\ &+ (\dot{I}_q - \hat{\dot{I}}_q) \left(\frac{r_q}{x_{mq}} + p \frac{x_q}{x_{mq}} \right) + \\ &+ p (\dot{I}_\alpha + \hat{\dot{I}}_\alpha) e^{-j\theta} + p (\dot{I}_\beta - \hat{\dot{I}}_\beta) e^{-j\theta}. \end{aligned} \right\} \quad (5)$$

Согласно методу суперпозиции, который выполняется для системы уравнений двигателя, разрешенной относительно токов [Л. 5], систему (5) представим в виде двух систем, разрешенных относительно основных и сопряженных комплексных переменных:

$$\left. \begin{aligned} \dot{U}_\alpha + \dot{U}_\beta &= \dot{I}_\alpha (r_\alpha + p x_\alpha) + \dot{I}_\beta (r_\beta + p x_\beta) + \\ &+ p x_{md} \dot{I}_d e^{j\theta} + p x_{mq} \dot{I}_q e^{j\theta}, \\ 0 &= \dot{I}_d (r'_d + p x'_d) + \dot{I}_q (r'_q + p x'_q) + \\ &+ p \dot{I}_\alpha e^{-j\theta} + p \dot{I}_\beta e^{-j\theta}; \end{aligned} \right\} \quad (6)$$

$$\left. \begin{aligned} \hat{\dot{U}}_\alpha - \hat{\dot{U}}_\beta &= \hat{\dot{I}}_\alpha (r_\alpha + p x_\alpha) - \hat{\dot{I}}_\beta (r_\beta + p x_\beta) + \\ &+ p x_{md} \hat{\dot{I}}_d e^{j\theta} - p x_{mq} \hat{\dot{I}}_q e^{j\theta}, \\ 0 &= \hat{\dot{I}}_d (r'_d + p x'_d) - \hat{\dot{I}}_q (r'_q + p x'_q) + \\ &+ p \hat{\dot{I}}_\alpha e^{-j\theta} - p \hat{\dot{I}}_\beta e^{-j\theta}. \end{aligned} \right\} \quad (7)$$



Расположение осей α, β, d, q и соответствующих обмоток несимметричного асинхронного двигателя.

где

$$r'_d = \frac{r_d}{x_{md}}; \quad r'_q = \frac{r_q}{x_{mq}}; \quad x'_d = \frac{x_d}{x_{md}}; \\ x'_q = \frac{x_q}{x_{mq}}.$$

Системы уравнений (6) и (7) приведем к координатным осям, вращающимся с произвольной скоростью ω_k . Для этого домножим статорные уравнения на $e^{-j\theta_k}$, а роторные на $e^{-j(\theta_k - \theta)}$ [Л. 4], где θ_k — угол поворота координатных осей. После дифференцирования получим системы уравнений, описывающие поведение несимметричного АД, записанные в осях координат x, y, θ , вращающихся с произвольной скоростью ω_k :

$$\begin{cases} \dot{U}_\alpha + \dot{U}_\beta = I_\alpha [r_\alpha + (p + j\omega_k)x_\alpha] + I_\beta [r_\beta + \\ + (p + j\omega_k)x_\beta] + (p + j\omega_k)x_{md}I_d + \\ + (p + j\omega_k)x_{mq}I_q; \\ 0 = I_d \{r'_d + [p + j(\omega_k - \omega)]x'_d\} + \\ + I_q \{r'_q + [p + j(\omega_k - \omega)]x'_q\} + \\ + [p + j(\omega_k - \omega)](I_\alpha + I_\beta); \end{cases} \quad (8)$$

$$\begin{cases} \hat{U}_\alpha - \hat{U}_\beta = \hat{I}_\alpha [r_\alpha + (p + j\omega_k)x_\alpha] - \hat{I}_\beta [r_\beta + (p + j\omega_k)x_\beta] + \\ + (p + j\omega_k)(x_{md}\hat{I}_d + x_{mq}\hat{I}_q); \\ 0 = \hat{I}_d \{r'_d + [p + j(\omega_k - \omega)]x'_d\} - \hat{I}_q \{r'_q + [p + \\ + j(\omega_k - \omega)]x'_q\} + [p + j(\omega_k - \omega)](\hat{I}_\alpha - \hat{I}_\beta). \end{cases} \quad (9)$$

Как видно из систем (8) и (9), введение новых комплексных переменных позволило исключить периодические коэффициенты, хотя и увеличило количество уравнений в два раза. Однако в подобной форме уравнения неудобны для решения. Разложив уравнения систем (8) и (9) на составляющие по осям x и y , а затем почленно сложив и вычтя уравнения статорных и роторных цепей, получим более удобную для решения систему уравнений:

$$\begin{cases} u_{\alpha x} = (r_\alpha - px_\alpha)i_{\alpha x} + px_{md}i_{dx} - \omega_k(x_{mq}i_{qy} + x_\beta i_{\beta y}); \\ u_{\alpha y} = (r_\alpha + px_\alpha)i_{\alpha y} + px_{md}i_{dy} + \omega_k(x_{mq}i_{qx} + x_\beta i_{\beta x}); \\ 0 = (r'_d + px'_d)i_{dx} + pi_{\alpha x} - (\omega_k - \omega)(i_{\beta y} + i_{qy}x'_q); \\ 0 = (r'_d + px'_d)i_{dy} + pi_{\alpha y} + (\omega_k - \omega)(i_{\beta x} + i_{qx}x'_q); \\ u_{\beta x} = (r_\beta + px_\beta)i_{\beta x} + px_{mq}i_{qx} - \omega_k(x_{mq}i_{dy} + x_\alpha i_{\alpha y}); \\ u_{\beta y} = (r_\beta + px_\beta)i_{\beta y} + px_{mq}i_{qy} + \omega_k(x_{mq}i_{dx} + x_\alpha i_{\alpha x}); \\ = (r'_q + px'_q)i_{qx} + pi_{\beta x} - (\omega_k - \omega)(i_{\alpha y} + i_{dy}x'_d); \\ 0 = (r'_q + px'_q)i_{qy} + pi_{\beta y} + (\omega_k - \omega)(i_{\alpha x} + i_{dx}x'_q). \end{cases} \quad (10)$$

Система (10) описывает процессы в АД с симметричными параметрами обмотки, соответствующих параметрам по действительным α, d и мнимым β, q осям, но имеющих перекрестные связи.

В ряде случаев для удобства аналогового моделирования систему (10) лучше представить в виде, выраженном через потокосцепления АД [Л. 4]:

$$\begin{cases} \frac{d\psi_{\alpha x}}{dt} = u_{\alpha x} - \omega_0 \frac{r_\alpha}{\sigma_\alpha x_\alpha} \psi_{\alpha x} + \omega_0 \frac{r_d x_{md}}{\sigma_\alpha x_\alpha x_d} \psi_{dx} + \omega_k \psi_{\beta x}; \\ \frac{d\psi_{\alpha y}}{dt} = u_{\alpha y} - \omega_0 \frac{r_\alpha}{\sigma_\alpha x_\alpha} \psi_{\alpha y} + \omega_0 \frac{r_d x_{md}}{\sigma_\alpha x_\alpha x_d} \psi_{dy} - \omega_k \psi_{\beta y}; \\ \frac{d\psi_{dx}}{dt} = -\omega_0 \frac{r_d}{\sigma_\alpha x_d} \psi_{dx} + \omega_0 \frac{r_d x_{md}}{\sigma_\alpha x_\alpha x_d} \psi_{dx} + (\omega_k - \omega) \psi_{qy}; \end{cases}$$

$$\begin{cases} \frac{d\psi_{dy}}{dt} = -\omega_0 \frac{r_d}{\sigma_\alpha x_d} \psi_{dy} + \omega_0 \frac{r_d x_{md}}{\sigma_\alpha x_\alpha x_d} \psi_{\alpha y} - (\omega_k - \omega) \psi_{qx}; \\ \frac{d\psi_{\beta x}}{dt} = u_{\beta x} - \omega_0 \frac{r_\beta}{\sigma_\beta x_\beta} \psi_{\beta x} + \omega_0 \frac{r_\beta x_{mq}}{\sigma_\beta x_\beta x_q} \psi_{qx} + \omega_k \psi_{\alpha y}; \\ \frac{d\psi_{\beta y}}{dt} = u_{\beta y} - \omega_0 \frac{r_\beta}{\sigma_\beta x_\beta} \psi_{\beta y} + \omega_0 \frac{r_\beta x_{mq}}{\sigma_\beta x_\beta x_q} \psi_{qy} - \omega_k \psi_{\alpha x}; \\ \frac{d\psi_{qx}}{dt} = -\omega_0 \frac{r_q}{\sigma_\beta x_q} \psi_{qx} + \omega_0 \frac{r_q x_{mq}}{\sigma_\beta x_\beta x_q} \psi_{\beta x} + (\omega_k - \omega) \psi_{dy}; \\ \frac{d\psi_{qy}}{dt} = -\omega_0 \frac{r_q}{\sigma_\beta x_q} \psi_{qy} + \omega_0 \frac{r_q x_{mq}}{\sigma_\beta x_\beta x_q} \psi_{\beta y} - (\omega_k - \omega) \psi_{dx}, \end{cases} \quad (11)$$

$$\text{где } \sigma_\alpha = 1 - \frac{x_{md}^2}{x_\alpha x_d}, \quad \sigma_\beta = 1 - \frac{x_{mq}^2}{x_\beta x_q}.$$

При исследовании динамических режимов работы АД систему (11) необходимо решать совместно с уравнением движения:

$$J \frac{d\omega}{dt} = M_{дв} - M_c. \quad (12)$$

Момент АД определится из выражения [Л. 4].

$$M_{дв} = \frac{3}{2} \operatorname{Re} \{ j [I_2 \times \hat{\Psi}_2] \} p, \quad (13)$$

где p — число пар полюсов; I_2 — ток ротора; $\hat{\Psi}_2$ — потокосцепление ротора.

Исходя из ранее рассмотренных соотношений, имеем:

$$\begin{cases} i_d = \operatorname{Re} [I_d] = i_{dx}; \\ i_q = \operatorname{Im} [I_q] = i_{qy}; \\ I_s = i_{dx} + j i_{qy}; \\ \psi_d = \operatorname{Re} [\hat{\Psi}_d] = \psi_{dx}; \\ \psi_q = \operatorname{Im} [\hat{\Psi}_q] = \psi_{qy}; \\ \hat{\Psi}_2 = \psi_{dx} - j \psi_{qy}. \end{cases} \quad (14)$$

При решении системы (10) выражение для момента (13) удобно записать через токи, а при решении системы (11) — через потокосцепления. Тогда выражение (13), записанное через потокосцепления, будет иметь следующий вид:

$$M_{дв} = \omega_0 \left[\frac{x_{mq}}{\sigma_\beta x_\beta x_q} \psi_{\beta y} \psi_{qy} - \frac{x_{md}}{\sigma_\alpha x_\alpha x_d} \psi_{\alpha x} \psi_{qy} + \right. \\ \left. + \left(\frac{1}{\sigma_\alpha x_d} - \frac{1}{\sigma_\beta x_q} \right) \psi_{dx} \psi_{qy} \right] \quad (15)$$

Таким образом, система (10), не содержащая периодических коэффициентов, совместно с уравнениями (12), (13), разрешенными относительно токов, или система (11) с уравнениями (12), (15), разрешенными относительно потокосцеплений, описывает поведение АД при совместной несимметрии статорной, роторной и магнитной цепей. Применение приведенного математического описания процессов, протекающих в несимметричном АД, имеет ряд преимуществ: существенно упрощается математическое описание; при решении системы уравнений на ЦВМ сокращаются затраты машинного времени; уравнения можно легко решить с помощью математического моделирования на АВМ.

Данное математическое описание можно применить при исследовании несимметричных режимов работы синхронных двигателей, несимметричных однофазных АД, а также при исследовании процессов в несимметричных АД в системе А, В, С, 0.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Копылов И. П. Электромеханические преобразователи энергии. — М.: Энергия, 1973.
2. Казовский Е. Я. Переходные процессы в электрических машинах переменного тока. — М.—Л.: Изд. АН СССР, 1962.

3. Трещев И. И. Методы исследования электромагнитных переходных процессов в машинах переменного тока. — Л.: Энергия, 1963.

4. Ковач К. П., Рац И. Переходные процессы в машинах переменного тока. — М.: Госэнергоиздат, 1963.

5. Лайон В. Анализ переходных процессов в электриче-

ских машинах переменного тока. — М.—Л.: Госэнергоиздат, 1958.

6. Копылов И. П., Мамедов Ф. А., Беспалов В. Я. Математическое моделирование асинхронных двигателей. — М.: Энергия, 1969.

[01.11.79]

УДК 621.313.33.018.782.3.001.24

Расчет переходных режимов глубокопазных индуктивных двигателей

ЧАБАН В. И., канд. техн. наук

Львовский политехнический институт

Статья посвящается практическому использованию теоретических результатов работы [Л. 1] для расчета переходных процессов глубокопазных индукционных двигателей с учетом электрического скин-эффекта в пазах ротора. Метод [Л. 1] основывается на интегрировании уравнений электромагнитного поля в пазовом пространстве. Совместное использование полевых методов и методов теории цепей представляется одним из перспективных направлений электротехнических исследований.

В качестве исходной математической модели двигателя используем дифференциальные уравнения [Л. 2], которые запишем в матричной форме:

$$\begin{aligned} p\Psi_S &= u_S - e_S - r_S i_S; \quad p\Psi_R = -V_R - r_R i_R; \\ p\Psi_m &= G(\alpha_S p\Psi_S + \alpha_R p\Psi_R), \end{aligned} \quad (1)$$

где Ψ_j ($j=S, R, m$) — матрицы-столбцы полных потокосцеплений обмотки статора ($j=S$), ротора ($j=R$) и рабочих потокосцеплений ($j=m$); u_S, i_S — матрицы-столбцы напряжений и токов обмотки статора; e_S — матрица-столбец э. д. с. вращения; i_R — матрица-столбец токов обмотки ротора

$$\left. \begin{aligned} h_j \ (h=\Psi, u, i; j=S, R) &= \text{colon}(h_{jd}, h_{jq}); \\ \Psi_m &= \text{colon}(\Psi_{md}, \Psi_{mq}); \quad e_S = \text{colon}(-\omega\Psi_{Sq}, \omega\Psi_{Sd}); \end{aligned} \right\} \quad (2)$$

ω — круговая частота вращения ротора; G — матрица связи рабочих и полных потокосцеплений, ее вид легко устанавливается на основании уравнений [Л. 2], для чего их следует записать в матричном виде; α_S, α_R — величины, обратные индуктивностям рассеяния обмоток статора и ротора; r_S, r_R — сопротивления обмоток статора и ротора; V_R — матрица-столбец величин, отражающих электрический скин-эффект в пазах ротора, [Л. 1]:

$$V_R = \text{colon}(E_d, E_q)2l; \quad (3)$$

E_d, E_q — значения напряженностей электрического поля на поверхности проводника; l — расчетная длина стержня обмотки ротора. Согласно (3) величина r_R не должна включать сопротивлений пазовых участков проводника, а величина α_R — потокосцепления пазового рассеяния.

В случае глубокого паза с параллельными стенками расчет поля наиболее прост и выполняется по уравнениям:

$$\frac{\partial^2 H}{\partial z^2} = \frac{b}{a} \mu \gamma \frac{\partial H}{\partial t}; \quad E = -\frac{1}{\gamma} \frac{\partial H}{\partial z} \Big|_{z=0}, \quad (4)$$

где z — пространственная координата по глубине паза; a — ширина паза; b — ширина проводника. Уравнение (4) получено при условии, что в декартовой системе координат вектор \vec{H} имеет только y -ю, а вектор \vec{E} только x -ю составляющие. Появление множителя b/a обусловлено требованием выполнения закона полного тока. Так, для произвольного контура интегрирования в плоскости поперечного сечения паза падение магнитного напряжения определяется шириной паза a , а полный ток — площадью, ограниченной шириной проводника b . Граничные условия находим через преобразованные токи i_{Rd} и i_{Rq} :

$$H_k(0) = i_k/a; \quad H_k(h) = 0, \quad k=Rd, Rq, \quad (5)$$

где h — глубина паза.

При усложнении конфигурации паза анализ усложняется. Запишем систему общеизвестных уравнений поля:

$$\text{rot } \vec{H} = \vec{\delta}; \quad \text{rot } \vec{E} = -\frac{\partial \vec{B}}{\partial t}; \quad \vec{B} = \text{rot } \vec{A};$$

$$\vec{B} = \mu \vec{H}; \quad \vec{\delta} = \gamma \vec{E}; \quad \text{div } \vec{A} = 0; \quad i = \int_S \vec{\delta} d\vec{S};$$

$$\int_S \vec{A} d\vec{S} = \int_V \text{div } \vec{A} dV; \quad \text{div } \vec{\delta} = 0.$$

Если учесть, что теперь вектор \vec{H} имеет две составляющие: y -ю и z -ю, а вектор \vec{E} и, следовательно, вектор \vec{A} — прежнему — только x -ю, то данную систему уравнений можно преобразовать к следующему виду:

$$\frac{\partial^2 A}{\partial y^2} + \frac{\partial^2 A}{\partial z^2} = \mu \gamma \frac{\partial A}{\partial t}; \quad E = -\frac{1}{\mu \gamma} \left(\frac{\partial^2 A}{\partial y^2} + \frac{\partial^2 A}{\partial z^2} \right). \quad (6)$$

Граничные условия находим по формулам:

$$\frac{\partial \vec{A}}{\partial \vec{n}_1} = -\mu \frac{i}{a}; \quad (7a)$$

$$\frac{\partial \vec{A}}{\partial \vec{n}_2} = 0, \quad (7b)$$

где \vec{n}_1 — орт к участку границы поверхности проводника; \vec{n}_2 — орт к участкам границы «проводник — ферромагнетик»; a — ширина раскрытия паза по поверхности проводника.

Формулы (5) и (7b) получены при допущении $\mu_f = \infty$. Это допущение является непринципиальным, но для практических целей оно оправдано и в настоящее время общепринято.

Интегрирование уравнений в частных производных (4) и (6) наиболее просто осуществимо на основе явных конечно-разностных схем, но при этом с целью сохранения устойчивости решения следует соблюдать условие

$$\Delta t < \frac{1}{2} \mu \gamma (\Delta l)^2,$$

где $\Delta l, \Delta t$ — шаги сетки в пространственной и временной координатах. В противном случае конечно-разностные схемы уравнений (4) и (6) следует выполнять по неявному принципу. Интегрируя (4), целесообразно использовать эффективный метод прогонки решения систем алгебраических уравнений.

Интегрируя уравнения (1) и (4) либо (1) и (6), находим полные и рабочие потокосцепления, а затем — токи:

$$i_S = \alpha_S (\Psi_S - \Psi_m); \quad i_R = \alpha_R (\Psi_R - \Psi_m). \quad (8)$$

Уравнениям (1) и (8) придадим иной вид. Дифференцируя (8) по времени и подставляя в полученный результат производные $p\Psi_S, p\Psi_R$ и $p\Psi_m$ из (1), получаем

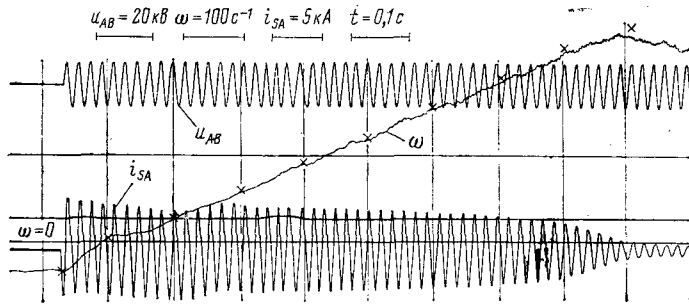
$$p i_k \ (k=S, R) = A_k u_S + D_k, \quad (9)$$

где

$$\left. \begin{aligned} D_k &= -A_k (e_S + r_S i_S) - B_k (V_R + r_R i_R); \\ A_S &= \alpha_S (1 - \alpha_S G); \quad A_R = B_S = -\alpha_S \alpha_R G; \\ B_R &= \alpha_R (1 - \alpha_R G). \end{aligned} \right\} \quad (10)$$

Матрица G имеет вид:

$$G = \begin{vmatrix} d & m \\ m & q \end{vmatrix}. \quad (11)$$



Осциллограмма реверса глубокопазного двигателя А 12-52-8А (крестиками обозначены результаты расчета; начальное значение частоты вращения ротора равно $-41,2$ рад/с).

Ее элементы d , q , m находим по формулам [Л. 2] при замене значений Ψ_{md} , Ψ_{mq} соответственно на i_d и i_q

$$d = (Ri_d^2 + Ti_q^2)/i_m^2; \quad q = (Ti_d^2 + Ri_q^2)/i_m^2;$$

$$m = (R - T) i_d i_q / i_m^2;$$

$$R = 1/(\rho + \alpha_s + \alpha_R); \quad T = 1/(\tau + \alpha_s + \alpha_R); \quad i_m = \sqrt{i_d^2 + i_q^2};$$

$$i_k (k = d, q) = i_{Sk} + i_{Rk}.$$

Величины ρ и τ находим по кривой намагничивания $\Psi_m = \Psi_m(i_m)$:

$$\rho = \frac{r di_m}{d \Psi_m} = \rho(i_m); \quad \tau = \frac{i_m}{\Psi_m} = \tau(i_m). \quad (12)$$

При отсутствии насыщения, когда $\tau = \rho = a_m$, $d = q = 1/(\alpha_m + \alpha_s + \omega_n)$; $m = 0$, и матрица (11) вырождается в скаляр.

Уравнения (9) внешне сходны с уравнениями [Л. 3], полученными на основе использования дифференциальных индуктивностей контуров. На самом деле здесь имеется принципиальное различие: уравнения (9) используют ту же матрицу связи

G , что и уравнения (1), только благодаря отказу от понятия индуктивностей стало возможным представить уравнения (9) в нормальной форме Коши и устранить наиболее трудоемкую операцию — нахождение производных численным методом.

Уравнения движения запишем в виде:

$$p\omega = p_0 \left[-\frac{3}{2} p_0 \frac{1}{\tau} (i_{Rd} i_{Sq} - i_{Rq} i_{Sd}) - M \right] / J; \quad p\varphi = \omega,$$

где p_0 — число пар полюсов; J — момент инерции; M — момент сопротивления; φ — угол поворота ротора (необходим для вычисления элементов матрицы-столбца u_s);

$$u_{sd} = U_m \cos(\omega_0 t - \varphi); \quad u_{sq} = U_m \sin(\omega_0 t - \varphi).$$

На рисунке приведены результаты расчета и экспериментала одного из переходных процессов глубокопазного двигателя А 12-52-8А. В расчетах использована экспериментальная кривая намагничивания. Момент сопротивления аппроксимировался выражением

$$M = 2,26\omega + 0,74 \cdot 10^{-4} \omega^3 - 0,21 \cdot 10^{-10} \omega^5.$$

Суммарный момент механизма равен $67,5$ кг/м². Скин-эффект учитывался на основании выражений (4) и (5). Интегрирование уравнений (4) при разбиении паза на 12 участков удлиняет вычислительный процесс не более чем на 10%.

Для учета насыщения потоков рассеяния необходимо значения матрицы-столбца (3) находить с учетом расчета поля в зубцовой зоне.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Чабан В. И. К расчету переходных процессов в демпферных контурах электрических машин. — Электричество, 1978, № 6.
2. Чабан В. И. Расчет переходных процессов неявнополюсных машин с учетом насыщения. — Электричество, 1974, № 10.
3. Фильц Р. В. Дифференциальные уравнения напряжений насыщенных неявнополюсных машин переменного тока. — Изв. вузов СССР. Электромеханика, 1966, № 11.

[16.10.79]

УДК 621.313.323.013.8.001.24

Анализ работы синхронного двигателя с системой амплитудно-фазового компаундирования при включении нагрузки

КОНОПЛЕВ К. Г., канд. техн. наук

Севастополь

Для автоматического регулирования возбуждения синхронных двигателей широко применяется система амплитудно-фазового компаундирования (АФК). Данная система возбуждения компенсирует размагничивающее действие реакции якоря и обладает хорошими регулировочными свойствами в установившихся режимах. В динамических режимах ее регулировочные свойства малоэффективны, что было подмечено, например, в [Л. 1]. Выявлению и объяснению основных причин малой эффективности системы АФК посвящена эта статья.

Напряжение возбуждения рассматриваемой системы состоит из двух составляющих. Первая обеспечивает холостой ход и ее можно принять постоянной ($U_{f0} = \text{const}$), так как постоянно напряжение сети. Вторая создает дополнительное напряжение возбуждения, пропорциональное току нагрузки с учетом его фазы. В целом система работает таким образом, что суммарный ток возбуждения в основном возрастает на величину, компенсирующую размагничивающее действие реакции якоря, т. е. пропорциональную продольному току статора I_d [Л. 2]. В результате общее напряжение возбуждения при постоянстве угла φ с некоторым допущением можно принять равным

$$U_f = U_{f0} + \Delta U_f = U_{f0} + k_f I_d,$$

где

$$U_{f0} = \text{const}; \quad \Delta U_f = k_f I_d.$$

Каждая составляющая напряжения возбуждения будет создавать соответствующие составляющие тока статора $I_d = i_{d0} + i_d'$, при этом следует отметить, что каждой составляющей соответствуют свои инерционные звенья, поэтому систему уравнений цепи статора и цепи возбуждения для каждой составляющей следует решать отдельно. Первая составляющая продольного тока статора i_{d0} определяется начальным возбуждением; для нее можно составить следующую систему:

$$\left. \begin{aligned} U_d &= (r + p x_d) i_{d0} - x_q i_{q0} (1 - p\delta) + p i_{f0} x_{ad}; \\ U_q &= x_d i_{d0} (1 - p\delta) + (r + p x_q) i_{q0} + i_{f0} x_{ad}; \\ U_{f0} \frac{r_f}{x_{ad}} &= \frac{1}{(1 + p T_{d0})} [r_f i_{f0} + p (x_f i_{f0} + x_{ad} i_{d0})]. \end{aligned} \right\} \quad (1)$$

Система (1) в настоящее время в основном решается на ЦВМ. Однако, кроме машинного, целесообразно знать и аналитический инженерный метод, который имеет ряд достоинств и поэтому нуждается в непрерывном совершенствовании. Его достоинства заключаются в выявлении фактических физических причин, определяющих характер переходного процесса,

и в данном случае в возможности учета инерционности цепи возбуждения, которая является определяющим фактором в переходном процессе, так как соизмерима с механической инерцией. При выводе применяется ряд общепринятых допущений: не учитывается влияние трансформаторных э. д. с., так как постоянная времени статора T_a в десятки раз меньше постоянной времени цепи возбуждения T'_d и T_{d0} используется линеаризация уравнений, т. е. $\sin \delta \approx \delta$ [Л. 3]; пренебрегается активным сопротивлением; не учитывается влияние демпферных контуров и дополнительной частоты вращения ротора.

Уравнение цепи возбуждения с учетом начальных условий имеет вид, представленный в системе уравнений (1), что можно доказать [Л. 2 и 5]. В результате решения системы получим:

$$i_{d0} = \frac{(U_q - U_{f0})}{x_d} \frac{(1 + pT_{d0})}{(1 + pT'_d)} = \frac{U_q - U_{f0}}{x_d} \left(1 + \xi e^{-\frac{t}{T'_d}}\right). \quad (2)$$

Для определения второй составляющей i'_d необходимо составить систему уравнений цепи статора для суммарной составляющей тока статора. Что же касается цепи возбуждения, то здесь составляющая ΔU_f вызывает дополнительный ток возбуждения i'_f с учетом инерционности этой цепи. Рассматриваемый процесс определяется следующей системой уравнений:

$$\left. \begin{aligned} U_d &= -x_q(i_{q0} + i'_q); \\ U_q &= x_d(i_{d0} + i'_d) + x_{ad}(i_{f0} + i'_f); \\ k_i I_d \frac{r_f}{x_{ad}} &= r_f i'_f + p(x_f i'_f + x_{ad} i'_d). \end{aligned} \right\} \quad (3)$$

Ток i'_f можно выразить из уравнения цепи статора по поперечной оси:

$$i'_d = -\frac{x_{ad}}{x_d} i'_f.$$

После преобразований получим

$$i'_d = -\frac{k_i I_d}{x_d T'_d \left(p + \frac{1}{T'_d}\right)}.$$

Суммарный ток

$$I_d = i_{d0} + i'_d,$$

тогда

$$i'_d = \frac{k_i (U_q - U_{f0}) \left(p + \frac{1}{T_{d0}}\right)}{T'_d x_d x'_d \left(p + \frac{1}{T'_d}\right) \left(p + \frac{x_d + k_i}{x_d T'_d}\right)}.$$

После перехода к оригиналам

$$\begin{aligned} I_d &= \frac{U_q - U_{f0}}{x_d} \left(1 + \xi e^{-\frac{t}{T'_d}}\right) - \\ &- k_i (U_q - U_{f0}) \left[\frac{1}{x_d (x_d + k_i)} + \frac{(T_{d0} - T'_d)}{k_i T'_d x_d} e^{-\frac{t}{T'_d}} - \right. \\ &\left. - \frac{(x_d + k_i - x'_d)}{(x_d + k_i) k_i x'_d} e^{-\frac{(x_d + k_i)}{x_d} \frac{t}{T'_d}} \right]. \end{aligned} \quad (4)$$

Электромагнитный момент

$$M = -(U_d I_d + U_q I_q) = \frac{U^2}{x_q} \sin \delta \cos \delta - U \sin \delta I_d. \quad (5)$$

Подставляя выражение для тока I_d в уравнение момента (5), а последнее в уравнение движения, получаем:

$$J \frac{d^2 \delta}{dt^2} + D \frac{d\delta}{dt} + \left(M_0 + M_{pe} e^{-\frac{t}{T'_d} k} \right) \delta = M_c, \quad (6)$$

где

$$M_0 = \left[\frac{U E_0}{x_d} + U^2 \frac{(x_d - x_q)}{x_d x_q} + \frac{k_i U (U - E_0)}{x_d (x_d + k_i)} \right];$$

$$M_{pe} = -\frac{(U^2 - U E_0) (x_d + k_i - x'_d)}{x'_d (x_d + k_i)};$$

$$k = \frac{x_d + k_i}{x_d}; \quad E_0 = U_{f0}.$$

Анализ полученного выражения показывает, что электромагнитный момент состоит из двух составляющих. Первая M_0 соответствует установившемуся режиму и имеет прибавку момента, определяемую автоматической системой регулирования, что и определяет ее регулирующие свойства. Вторая возникает только в переходном процессе и всегда имеет отрицательный знак (уменьшает суммарный момент), при этом ее значение превышает значение прибавки для установившегося момента в несколько раз, т. е. она значительно ухудшает эффективность регулирования в переходном процессе.

Для решения (6) необходимо ввести переменную $x = t/T'_d$, затем $z = e^{-x}$. Это позволит преобразовать (6) к виду:

$$z^2 \frac{d^2 \delta}{dz^2} + z \frac{(k - \alpha)}{k} \frac{d\delta}{dz} + (\beta + \lambda z^k) \delta = \varphi, \quad (7)$$

где

$$\beta = \frac{\beta_0}{k^2}; \quad \varphi = \frac{\varphi_0}{k^2}; \quad \beta_0 = \frac{M_0}{J} T_d'^2; \quad \varphi_0 = \frac{M_c}{J} T_d'^2;$$

$$\gamma = \frac{\beta_1}{k^2}; \quad \alpha = \frac{D}{J} T_d'; \quad \beta_1 = \frac{M_{pe}}{J} T_d'^2.$$

Уравнение (7) можно решить с помощью обобщенного степенного ряда согласно [Л. 5]. Для этого из определяющего уравнения [Л. 4]

$$r^2 - \alpha r + \beta = 0$$

находятся корни

$$r_1 = \nu + j\mu; \quad r_2 = \nu - j\mu,$$

затем определяются коэффициенты ряда: $a_0 = 1; b_0 = 1;$

$$a_1 = \omega + j\psi = ce^{j\rho}; \quad b_1 = \omega - j\psi = ce^{-j\rho};$$

$$\omega = -\frac{m\gamma}{m^2 + n^2}; \quad m = 1; \quad n = 2\mu;$$

$$\psi = \frac{n\gamma}{m^2 + n^2}; \quad c = \sqrt{\omega^2 + \psi^2}; \quad \rho = \arctg \frac{\psi}{\omega};$$

в результате

$$\delta_1 = z^{r_1} (a_0 + a_1 z) = e^{-\nu x} [\sin \mu x + ce^{-x} \sin (\mu x - \rho)];$$

$$\delta_2 = z^{r_2} (b_0 + b_1 z) = e^{-\nu x} [\cos \mu x + ce^{-x} \cos (\mu x - \rho)]$$

и после преобразований

$$\delta = e^{-\nu x} [A \sin \delta + B \cos \delta] + ce^{-x(\nu+1)} [A \sin (\mu x - \rho) + B \cos (\mu x - \rho)]. \quad (8)$$

Для нахождения зависимостей $A=f(x)$ и $B=f(x)$ применяется система вариации произвольных постоянных и система уравнений:

$$\left. \begin{aligned} A'(x) \delta_1 + B'(x) \delta_2 &= 0; \\ A'(x) \delta'_1 + B'(x) \delta'_2 &= \varphi. \end{aligned} \right\} \quad (9)$$

Решив систему (9), следует подставить $A=f(x)$ и $B=f(x)$ в уравнение (8), после чего постоянные интегрирования C_1 и C_2 определить из начальных условий при $x=0$ и $id/dx=0$. Окончательно имеем

$$\begin{aligned} \delta &= Ae^{-\nu x} \sin (\mu x + \varepsilon) + Ace^{-x(\nu+1)} \sin (\mu x + \lambda) + H_1 \mu + \\ &+ S_1 e^{-x} + G_1 e^{-2x} - H_2 \mu e^{-ax} + S_2 e^{-x(a+1)} + G_2 e^{-x(a+2)}. \end{aligned} \quad (10)$$

Значения всех коэффициентов здесь не приведены.

Таким образом, для синхронного двигателя с системой регулирования по продольному току статора получена аналитическая зависимость угла нагрузки в функции времени (10) с учетом особенностей системы АФК, электромагнитной инерции цепи возбуждения, механической инерции и других параметров двигателя. В технической литературе [Л. 6] данная задача решается только путем анализа характеристического уравнения 3—5-й степени с определением соответствующих зон или критериев устойчивости, что недостаточно для выявле-

ния основных причин, определяющих характер переходного процесса.

Сравнение результатов эксперимента и расчета угла δ по (10) показало удовлетворительное их совпадение, что позволяет рекомендовать пользоваться расчетными результатами в инженерной практике.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Системы возбуждения, регулирования и устойчивость синхронных машин. — М.: Наука, 1968.

2. Коноплев К. Г. Изменение напряжения синхронных генераторов с различными системами возбуждения при внешних включениях нагрузки. — Электричество, 1962, № 12.

3. Урусов И. Д. Линейная теория колебаний синхронной машины. — М.: изд. АН СССР, 1960.

4. Голубев В. В. Лекции по аналитической теории дифференциальных уравнений. — М.: ГИТТЛ, 1950.

5. Коноплев К. Г. Изменение напряжения синхронного генератора с токовым компаундированием и корректором по напряжению. — Изв. АН СССР. Энергетика и транспорт, 1963, № 1.

6. Петелин Д. П. Автоматическое регулирование возбуждения синхронных двигателей. — М.: Госэнергоиздат, 1961.

[18.04.79]

УДК 62-83-27

Анализ демпфирующих свойств возможных вариантов электропривода заданной производительности

ИСАЕВ И. Н., СОЗОНОВ В. Г.

Свердловск

Известно [Л. 1], что для выполнения механизмом работы с заданной производительностью может быть использован любой вариант электропривода из некоторого ограниченного множества. Каждый из этих вариантов характеризуется такими основными параметрами, как габариты и номинальные данные двигателя, передаточное число редуктора и тахограмма движения. Все варианты этого множества равноценны с точки зрения производительности, но различаются по многим показателям (капитальные затраты и эксплуатационные расходы, запас кинетической энергии маховых масс, способность демпфировать колебания динамического момента в упругих звеньях системы, частота собственных колебаний инерционных элементов и т. д.). Перечисленные показатели могут быть критериями оптимизации параметров электропривода.

Практический интерес представляет анализ возможных вариантов привода и выбор из них оптимального, обеспечивающего быстрое затухание колебаний момента в передаточных звеньях и снижение его амплитуды. Оптимизация параметров силовых элементов электропривода создает благоприятные предпосылки для решения целого ряда важных задач и позволяет, в конечном итоге, увеличить производительность механизма за счет интенсификации режимов его работы. Рациональное проектирование силовой части системы электропривода имеет особо важное значение для механизмов, испытывающих при работе частые нагрузки различной величины вплоть до стопорения рабочего органа.

В статье исследуется влияние основных параметров разомкнутой системы электропривода на значение и скорость затухания динамического момента в упругом звене при набросе нагрузки на валу рабочей машины. Опубликован целый ряд работ, в которых рассматривается влияние параметров привода на динамические нагрузки в пуско-тормозных режимах [Л. 2—4], а также в режиме стопорения рабочего органа [Л. 2, 3 и 5], однако в них не учитывается или учитывается частично взаимосвязь параметров привода, которая диктуется условием постоянства производительности.

Задача выбора наилучшего варианта привода решается здесь применительно к позиционным механизмам, рабочий орган которых совершает определенное перемещение за определенное время. Примерами могут служить многие вспомогательные механизмы прокатного стана: манипуляторы, шлепперы, нажимное устройство и т. д. Податливость механических связей (валов, канатов, цепей) между движущимися массами приводит к возникновению в переходных режимах дополнительных динамических нагрузок на механическое и электрическое оборудование системы. Одним из характерных режимов для указанных механизмов является режим приема рабочим органом нагрузки различной величины. Такой режим возникает, например, при перемещении и правке раската линейками манипулятора.

При анализе динамических усилий, возникающих в режиме приема нагрузки рабочим органом, электромеханическая система рассматривается как двухмассовая [Л. 2], при этом

изображение динамического момента в упругом звене в рассматриваемом режиме определяется следующим образом:

$$M_y(p) = \frac{1-r}{r} \Omega_0^2 \times \frac{T_M T_\pi p^2 + T_\pi T_M p^4 + T_M p^3 + \left(\frac{1}{r} T_M T_\pi \Omega_0^2 + 1\right) p^2 + \frac{+ T_M p + 1}{+ \frac{1}{r} T_M \Omega_0 + \frac{1-r}{r} \Omega_0^2} M_c(p), \quad (1)$$

где T_M , T_π — электромеханическая и электромагнитная постоянные двигателя; Ω_0 — частота собственных колебаний двигателя при жесткой заделке вала механизма; $M_c(p)$ — возмущение на валу механизма; $r = \frac{A_{p.m.}}{A_c}$ — коэффициент распре-

деления кинетической энергии; показывает какая часть энергии маховых масс системы приходится на рабочую машину [Л. 6].

За критерий колебательности электромеханической системы примем интегральную квадратичную оценку отклонения от эталона [Л. 7]. Целесообразно считать эталоном процесс нарастания момента в упругом звене по экспоненте с постоянной времени, равной постоянной времени привода при скачкообразном изменении нагрузки. Минимизация выбранного критерия позволит найти оптимальный вариант привода, обеспечивающий наименьшую колебательность системы при небольших значениях амплитуды упругого момента.

Интегральная оценка отклонения от эталона определяется по формуле [Л. 7]:

$$J = \int_0^\infty \delta^2(t) dt, \quad (2)$$

где $\delta(t) = \mu_{y,эт}(t) - \mu_y(t)$.

Изображение $\mu_{y,эт}$ для эталонного процесса имеет следующий вид:

$$M_{y,эт}(p) = \frac{1}{1-r} T_M p + 1 M_c(p). \quad (3)$$

Изображение функции $\delta(t)$ может быть представлено в виде:

$$\Delta(p) = \frac{c_3 p^3 + c_2 p^2 + c_1 p + c_0}{d_5 p^5 + d_4 p^4 + d_3 p^3 + d_2 p^2 + d_1 p + d_0}. \quad (4)$$

Коэффициенты многочленов числителя и знаменателя последнего выражения определяются из (1)—(3) (принято, что

$\mu_c(t)$ — единичная ступенчатая функция):

$$\left. \begin{aligned} c_3 &= T_M T_J; \\ c_2 &= T_M \left(1 - \frac{1}{r} T_M T_J \Omega_0^2 \right); \\ c_1 &= \left(1 - \frac{1}{r} T_M \Omega_0^2 + T_M T_J \Omega_0^2 \right); \\ c_0 &= -T_M \Omega_0^2; \\ d_5 &= \frac{1}{1-r} T_M^2 T_J; \\ d_4 &= T_M \left(\frac{1}{1-r} T_M + T_J \right); \\ d_3 &= \frac{1}{1-r} T_M \left(\frac{1}{r} T_M T_J \Omega_0^2 + 2 - r \right); \\ d_2 &= \frac{1}{r(1-r)} T_M^2 \Omega_0^2 + \frac{1}{r} T_M T_J \Omega_0^2 + 1; \\ d_1 &= \frac{2}{r} T_M \Omega_0^2; \\ d_0 &= \frac{1-r}{r} \Omega_0^2. \end{aligned} \right\} \quad (5)$$

Интегральная оценка [Л. 8]:

$$J = \frac{1}{2\Delta_5} [c_3^2 m_1 + (c_2^2 - 2c_1 c_3) m_2 + (c_1^2 - 2c_0 c_2) m_3 + c_0^2 m_4].$$

где

$$\begin{aligned} m_1 &= -d_0 d_3 + d_1 d_2; \\ m_2 &= -d_0 d_5 + d_1 d_4; \\ m_3 &= \frac{1}{d_0} (d_2 m_2 - d_4 m_1); \\ m_4 &= \frac{1}{d_0} (d_2 m_3 - d_4 m_2); \\ \Delta_5 &= d_0 (d_1 m_4 - d_3 m_3 + d_5 m_2). \end{aligned}$$

Основные параметры электромеханической системы T_M , T_J , r , Ω_0 , характеризующие тот или иной вариант электропривода, находятся во взаимосвязи, определяемой условием заданной производительности. Изменение любого из этих параметров вызывает соответствующие изменения других. Для выявления этой взаимосвязи необходимо воспользоваться выражением основных параметров привода через обобщенные

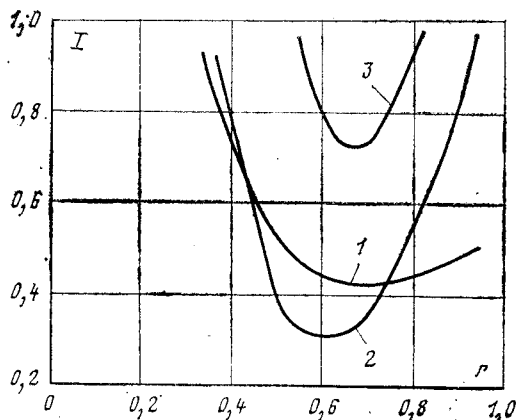


Рис. 1. Зависимость интегрального критерия от коэффициента распределения кинетической энергии при $a=1$.
1 — $b=0$; 2 — $b=1$; 3 — $b=2$.

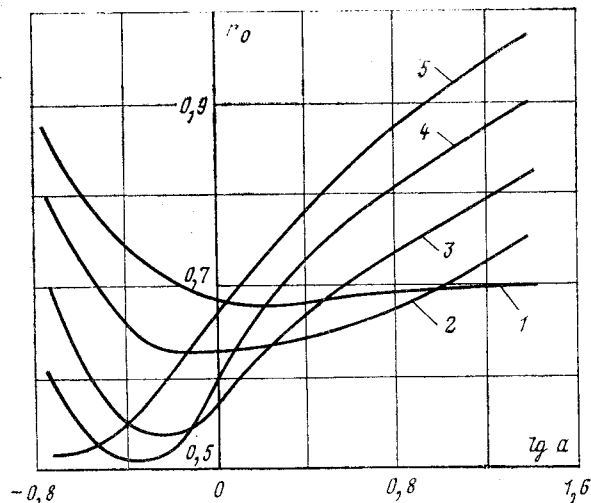


Рис. 2. Зависимость оптимального коэффициента распределения кинетической энергии от коэффициентов a и b .
1 — $b=0$; 2 — $b=0.2$; 3 — $b=0.5$; 4 — $b=1$; 5 — $b=2$.

координаты позиционных систем заданной производительности [Л. 1]:

$$\begin{aligned} \frac{M_H}{M_H^*} &= \left[\frac{(1+j^2)\sqrt{3/2}}{2j(2v-1)^{1/2}} \right]^{2-\gamma}; \quad \frac{i}{i^*} = j \left[\frac{2j(2v-1)^{1/2}}{(1+j^2)\sqrt{3/2}} \right]^{2-\gamma}; \\ \frac{\omega_H}{\omega_H^*} &= vj \left[\frac{2j(2v-1)^{1/2}}{(1+j^2)\sqrt{3/2}} \right]^{2-\gamma}, \end{aligned} \quad (7)$$

где M_H , ω_H — номинальный момент и скорость двигателя на его валу; i — передаточное число редуктора; v — коэффициент тахограммы; значение $v=1$ соответствует треугольной тахограмме; $v=0.5$ — прямоугольной (идеальной); $0.5 < v < 1$ — трапециoidalной; $j=i/i_0$ — относительное передаточное число редуктора; $i_0=(J_{p.m}/J_d)^{0.5}$; γ — показатель степени в выражении, связывающем момент инерции двигателя и его номинальный момент $J_d=k'M_H^*$ [Л. 1]; M_H^* , ω_H^* , i^* — базовые значения номинального момента, скорости двигателя и передаточного числа редуктора, взятые при $j^*=1$ и $v^*=1$.

Базовые параметры M_H^* , i^* , ω_H^* для случая $M_c=0$ определяются из заданных величин следующим образом:

$$\left. \begin{aligned} M_H^* &= \left(\frac{64k_p^2 J_{p.m} L^2 k'}{t_{ц}^4 m^2 \tau_p^3} \right)^{\frac{1}{2-\gamma}}; \\ i &= \frac{8k_p J_{p.m} L}{t_{ц}^2 M_H^* m \tau_p^{3/2}}; \\ \omega_H^* &= \frac{2k_p L}{t_{ц} \tau_p} i^*, \end{aligned} \right\} \quad (8)$$

где $J_{p.m}$ — момент инерции рабочей машины; L — заданный путь перемещения рабочего органа; $t_{ц}$ — время цикла работы электропривода; τ_p — относительное время работы привода за цикл; $m = \frac{M_{э.кв}}{M_H}$ — коэффициент, характеризующий заданные условия нагревания двигателя; k_p — передаточный коэффициент механизма при поступательном движении рабочего органа.

С помощью (7) устанавливается зависимость между параметрами T_M , T_J , r , Ω_0 через обобщенные координаты си-

стемы j и v (учитывая, что $T_m = \frac{J_d \omega_0}{M_{k.3}}$ и $\Omega_0^2 = \frac{c}{J_d t^2}$):

$$\left. \begin{aligned} \frac{T_m}{T_m^*} &= \frac{J_d}{J_d^*} \frac{\omega_n}{\omega_n^*} \frac{M_n^*}{M_n} = \frac{2j^2 (2v-1)^{1/2}}{(1+j^2)^{1/2}}; \quad r = \frac{1}{1+j^2}; \\ \frac{\Omega_0^2}{\Omega_0^{*2}} &= \left(\frac{i^*}{i} \right)^2 \frac{J_d}{J_d^*} = \frac{1}{j^2}; \quad \frac{T_{я}}{T_{я}^*} = \left(\frac{J_d}{J_d^*} \right)^\sigma = \\ &= \left[\frac{(1+j^2)^{3/2}}{2j(2v-1)^{1/2}} \right]^{\frac{2\gamma\sigma}{2-\gamma}} \end{aligned} \right\} \quad (9)$$

Здесь принято: $M_{k.3} = k_1 M_n$ и $\omega_2 = k_2 \omega_0$, где k_1, k_2 — коэффициенты пропорциональности, постоянные для рассматриваемых вариантов. Зависимость $T_{я}/T_{я}^* = f(j, v)$ получена из выражения $T_{я} = k'' J_d^{\sigma}$. Значения $k'' = 0,027$ и $\sigma = 0,38$ определены по методу наименьших квадратов для двигателей серий Д и ДП тихоходного исполнения, параллельного возбуждения, $U_n = 220$ В с независимой вентиляцией, ПВ=100%.

В (9) под $T_m^*, T_{я}^*, \Omega_0^*$ понимаются базовые параметры электромеханической системы, соответствующие варианту привода с $j^* = 1$ и $v^* = 1$. Эти параметры подобно M_n^*, i^*, ω_n^* определяются по исходным данным на проектирование:

$$\left. \begin{aligned} T_m^* &= \frac{1}{4} m t_{ц}^2 \tau_p^{1,5}; \\ T_{я}^* &= k'' [k' M_n^*]^\sigma; \\ \Omega_0^* &= \left(\frac{c}{J_{p.m}} \right)^{0,5}, \end{aligned} \right\} \quad (10)$$

где c — эквивалентная жесткость двухмассовой электромеханической системы.

Для сокращения количества переменных в (6) можно представить все параметры системы как функции одного аргумента, например r (принято $v=1$):

$$\left. \begin{aligned} \frac{T_m}{T_m^*} &= 2(1-r); \quad \frac{T_{я}}{T_{я}^*} = [4r(1-r)]^{\frac{\gamma\sigma}{2-\gamma}}; \quad \frac{\Omega_0}{\Omega_0^*} = \\ &= \left(\frac{r}{1-r} \right)^{0,5}. \end{aligned} \right\} \quad (11)$$

Зависимость $J(r)$ при $a=1$ для различных значений b представлена на рис. 1, где $a = T_m^2 \Omega_0^2$ и $b = T_{я}^*/T_m^*$. Вид целевой функции $J(r)$ говорит о весьма существенном влиянии параметров силовых элементов электропривода на колебательность электромеханической системы. Наличие минимума функции $J(r)$ указывает на возможность отыскания оптимального варианта с наименьшими динамическими нагрузками. Кроме того, минимум функции становится все более острым по мере увеличения $T_{я}^*/T_m^*$, поэтому, как следует из (10), эффективность оптимизации возрастает для быстродейст-

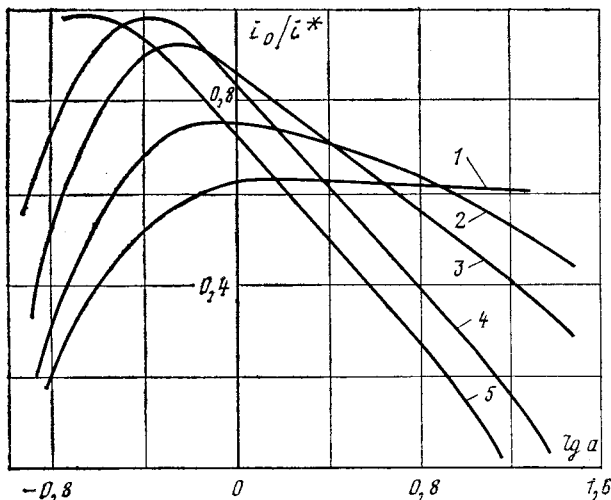


Рис. 3. Зависимость оптимального передаточного числа редуктора от коэффициентов a и b .
 $1 - b=0; 2 - b=0,2; 3 - b=0,5; 4 - b=1; 5 - b=2$.

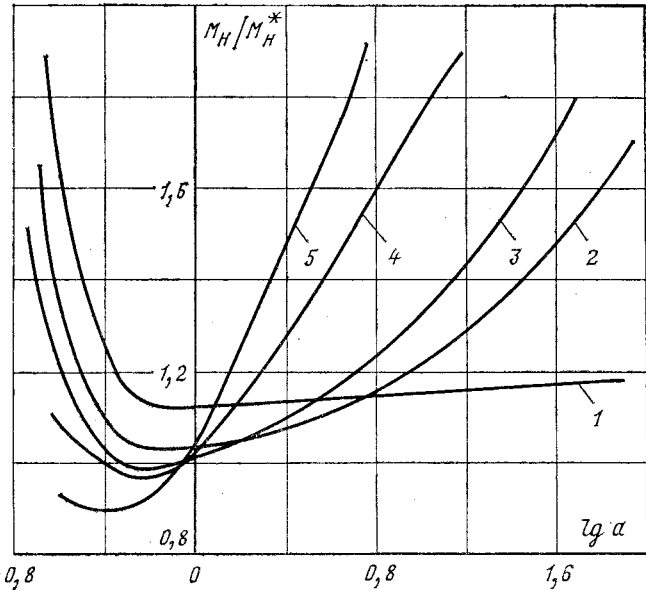


Рис. 4. Зависимость оптимального номинального момента двигателя от коэффициента a и b .
 $1 - b=0; 2 - b=0,2; 3 - b=0,5; 4 - b=1; 5 - b=2$.

ствующих электроприводов большой мощности (с большими значениями M_n и малыми τ_p).

На рис. 2 представлены результаты минимизации целевой функции $J(r)$ при различных исходных данных, откуда следует, что оптимальные значения коэффициента распределения лежат в пределах $0,5 \leq r < 1$; это соответствует значениям координаты j в диапазоне от 1 до 0. Абсолютные значения оптимального передаточного числа (в соответствии с выражением $j = i/i_0$) находятся в пределах $i_0 \geq i \geq 1$ (в статье рассматриваются варианты электропривода с $i \geq 1$), что говорит о целесообразности использования электроприводов с малым передаточным отношением. Конкретные значения оптимального передаточного числа и соответствующие им значения номинального момента и скорости двигателя определяются из (7) и (8) подстановкой $j=i_0$.

Результаты расчетов относительных значений передаточного числа и номинального момента, оптимизированных по критерию минимума колебательности динамического момента, приведены на рис. 3 и 4. Они подтверждают ранее сделанный вывод о целесообразности проектирования электроприводов с передаточным числом $1 \leq i \leq i^*$ (в данном случае $i^* = i_0$, так как $j^* = 1$) и могут быть использованы при решении практических задач по выбору варианта электропривода позиционных механизмов.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Выбор параметров силовых элементов позиционного электропривода и рационализация систем управления/ Созонов В. Г., Образцов А. П., Посохин О. В., Сохареv П. М. — В кн.: Автоматизированный электропривод, вып. 1, Свердловск, 1974.
2. Ключев В. И. Ограничение динамических нагрузок электропривода. — М.: Энергия, 1971.
3. Волков Д. П., Каминская Д. А. Динамика электромеханических систем экскаваторов. — М.: Машиностроение, 1975.
4. Квартальнов Б. В. Динамика автоматизированных электроприводов с упругими механическими связями. — М.: Энергия, 1965.
5. Каминская Д. А., Григорьева Н. Н. Анализ динамических процессов при стопорении механизма подъема экскаваторов с системой подчиненного регулирования. — ЭП. Электропривод, вып. 2 (28), 1974.
6. Созонов В. Г., Баимов Н. И. Оптимизация параметров системы двигатель — редуктор — механизм по минимуму кинетической энергии маховых масс при заданной производительности. — Труды УПИ, 1974, № 213.
7. Теория автоматического управления/ Под ред. А. В. Нутшила. — М.: Высшая школа, 1976.
8. Ньютон Д. К., Гулд Л. А., Кайзер Д. Ф. Теория линейных следящих систем. Пер. с англ. — М.: Физматгиз, 1961. [28.03.79]

Исследование магнитного поля между противолежащими пазами магнитной цепи

КОТЕНКО Г. И., КАРХИН В. А., кандидаты техн. наук

Ленинград

В ряде случаев достаточно полную информацию о магнитном поле в пазах магнитопровода при решении нелинейной задачи можно получить лишь численными методами. Легче всего это осуществить методом конечных элементов (МКЭ) [Л. 1].

Данная статья посвящена расчету магнитного поля между противолежащими пазами магнитной цепи с учетом насыщения материала магнитопровода при большой дискретизации исследуемого сечения и является развитием задачи [Л. 2]. В [Л. 2] дискретизация исследуемого сечения в зубцовой зоне магнитопровода выполнена весьма грубо, что не позволяет детально проанализировать зону насыщения в противолежащих пазах.

Для неоднородной среды распределение потенциала U описывается известным квазигармоническим уравнением

$$\frac{\partial}{\partial x} \left(\mu \frac{\partial U}{\partial x} \right) + \frac{\partial}{\partial y} \left(\mu \frac{\partial U}{\partial y} \right) + Q = 0, \quad (1)$$

где μ — магнитная проницаемость среды, зависит от координат x, y (материала) и нормальной производной потенциала $\partial U / \partial n$ (напряженности H); Q — известная функция x, y (тока).

На границе исследуемой области задаются краевые условия:

$$a \frac{\partial U}{\partial n} + bU + c = 0. \quad (2)$$

Представляет практический интерес решение нелинейной задачи (1) и (2) с учетом насыщения материала и геометрической формы полюсов для четырехполюсной системы $N-S-N-S$ (см. рисунок, а). Разбивая исследуемую область на конечные элементы, задачу (1) и (2) можно свести к матричному уравнению относительно узлов системы конечных элементов

$$[K] \{U\} = \{F\}, \quad (3)$$

где матрица $[K]$ образуется суммированием по всем элементам

$$K_{ij} = \sum k_{ij}^e,$$

а вектор $\{F\}$ определяется граничными условиями (2) известным образом [Л. 1].

Матрица $[K]$ зависит от проницаемости μ , которая в свою очередь зависит от решения $\partial U / \partial n$. Поэтому нелинейное уравнение (3) решали итерационным методом в соответствии с формулой

$$\{U\}^{(n)} = ([K]^{(n-1)})^{-1} \{F\}, \quad (4)$$

а проницаемость на предыдущей итерации $\mu^{(n-1)}$ определяли по напряженности:

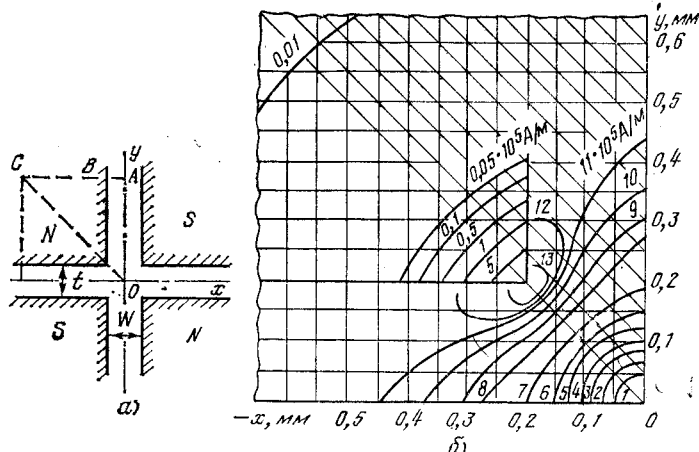
$$\mu^{(n-1)} = \frac{B(H^{(n-1)})}{H^{(n-1)}}, \quad (5)$$

где $B(H)$ — кривая намагничивания материала (начальное значение $\mu^{(0)}$ принимали при ненасыщенном состоянии материала).

Итерационный процесс продолжался до получения решения с заданной точностью, которую оценивали по изменению проницаемости в каждом элементе

$$\left| \frac{\mu^{(n)}}{\mu^{(n-1)}} - 1 \right| < \epsilon, \quad (6)$$

где $\epsilon \ll 1$ — максимальная допустимая погрешность. Итерационный процесс (5) и (6) апробирован при решении ряда практических задач и оказался устойчивым и достаточно быстро расходящимся.



Магнитное поле исследуемой магнитной системы.

а — схема магнитной системы; б — картина напряженности магнитного поля.

В качестве примера реализации изложенного алгоритма рассмотрим задачу о поле между противолежащими пазами магнитной цепи с полярностью, указанной на рисунке а. Так как имеются четыре плоскости симметрии, можно рассматривать только восьмую часть системы, например, область ОАВСО со следующими краевыми условиями: производная по нормали $\partial U / \partial n = 0$ на OC ; $U = 0$ на AO ; а на AC распределение потенциала U задается из условия, что средняя напряженность H в зазорах длиной $t = w = 0,4$ мм равна $17,2 \times 10^5 \text{ А} \cdot \text{м}^{-1}$ при $x \gg w, y \gg t$.

На рисунке б показаны картина поля насыщенной области четверти магнитной системы и линии равной напряженности магнитного поля при нелинейной постановке задачи. Материал полюсов — пермендюр со следующей зависимостью намагничивания:

$B, \text{ Тл}$	1,73	1,96	2,17	2,27	2,30
$H, \text{ А} \cdot \text{м}^{-1}$	500	1250	2500	5000	10 000

Как видно из рисунка, линии равной напряженности магнитного поля располагаются концентрическими окружностями вокруг центра симметрии магнитной системы и искажаются тем больше, чем дальше отстоят от центра. Максимальная напряженность наблюдается у острия магнитопровода. В магнитопроводе линии напряженности имеют форму дуги окружности, центром которой является центр симметрии магнитной системы. Магнитный материал практически полностью насыщен в радиусе, равном длине зазора $t = w$. Естественно, что магнитный материал у острия магнитопровода глубоко насыщен. Можно показать, что насыщение материала полюсов ведет к падению градиента напряженности магнитного поля вдоль оси абсцисс. Знание степени насыщения материала позволяет определить поверхностные потери в полюсных накопниках.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Зенкевич О. К. Метод конечных элементов в технике. — М.: Мир, 1975.
2. Chari M. V. K., Silvester P. Finite-element analysis of magnetically saturated D—C machines. — IEEE Trans. on PAS, 1971, vol. 90.

[03.03.81]

Расчет токораспределения в автотрансформаторной системе питания электрифицированных железных дорог

МАРКВАРДТ Г. Г., доктор техн. наук, ЧЕРНОВ Ю. А., канд. техн. наук

Москва

Рост грузопотоков на электрифицированных железных дорогах вызывает необходимость увеличения мощности системы электроснабжения. Одним из путей повышения мощности линий переменного тока является применение автотрансформаторной системы питания, которая одновременно снижает электромагнитное влияние тяговой сети на линии связи. Так, автотрансформаторная система 2×25 кВ, примененная на скоростной дороге в Японии для электрификации новых участков, позволила примерно в 3 раза увеличить расстояние между подстанциями. Расчеты проектных организаций в нашей стране показали перспективность системы 2×25 кВ для электрификации западного участка БАМа; по этой системе электрифицирована линия Вязьма—Орша, намечена электрификация других линий.

Практическая реализация системы 2×25 кВ требует разработки инженерной методики расчета нагрузок ее элементов. В известных японских работах [Л. 1] обычно приводится упрощенная методика, пригодная, как отмечают сами авторы, для расчета потерь напряжения в тяговой сети и не позволяющая исследовать другие вопросы. В нашей стране [Л. 2—4] были предложены методики расчета токораспределения в системе 2×25 кВ. Общим недостатком их является трудоемкость, так как рекомендуется определять токораспределение отдельно от каждой нагрузки и затем использовать метод наложения.

В статье предложена более простая методика расчета нагрузок элементов автотрансформаторной системы для нормальных режимов работы при принятии, как и в предыдущих работах, допущения, что токи холостого хода трансформаторов и автотрансформаторов равны нулю.

Так как собственные и взаимные сопротивления автотрансформаторной системы пропорциональны длине, то разнесение всех нагрузок между узлами можно проводить обычными способами. После этого схема замещения автотрансформаторной системы примет вид, представленный на рисунке с нагрузками $I_{0A}, I_{01}, \dots, I_{0n}, I_{0B}$. В схеме замещения учтено, что у трансформатора подстанции с расщепленной вторичной обмоткой сопротивление первичной обмотки равно нулю.

Обозначим: L — расстояние между подстанциями; L_i — расстояние от подстанции A до автотрансформатора с номером i ; l_j — расстояние от подстанции A до нагрузки с номером j ; n — общее число автотрансформаторов между подстанциями A и B ; m — общее число нагрузок в рассматриваемой мгновенной схеме; $k_{21} = \omega_2/\omega_1$ — отношение числа витков полуобмотки автотрансформатора, соединенной с фидером, к числу витков полуобмотки, соединенной с контактной сетью; Z_{KA}, Z_{KB} — сопротивления полуобмоток трансформаторов, присоединенных к контактной сети на подстанциях A и B соответственно; $Z_{\Phi A}, Z_{\Phi B}$ — то же полуобмоток, подключенных к фидеру.

Автотрансформаторная система представляет собой трехпроводную несимметричную сеть с различными по материалу, сечению и конструктивному выполнению проводами, в одном из которых протекает разность токов.

Введем понятие сопротивления провода a в петле между проводами a и b — Z^a_{bc} . Это сопротивление обусловлено внутренним потоком в проводе a и потоком за счет тока в проводе a , пронизывающим контур между проводами a и b .

Применительно к автотрансформаторной системе обозначим: Z^{Φ}_p — удельное сопротивление контактной сети в петле «контактный провод — рельс»; Z^p_k — удельное сопротивление рельсов в петле «рельс — контактный провод»; Z^{Φ}_p — удельное сопротивление

фидера в петле «фидер — рельс»; Z^p_{Φ} — удельное сопротивление рельсов в петле «рельс — фидер».

Введем также понятие взаимного сопротивления между проводом (пучком проводов) a и петлей, состоящей из двух других проводов b и c — Z^a_{bc} . Это сопротивление обусловлено э. д. с., наведенной в контуре проводами b и c потоком, обусловленным током в проводе (пучке проводов) a . Применительно к рассматриваемой системе обозначим: $X^{\Phi}_{\Phi,p}$ — удельное взаимное сопротивление между контактной сетью и петлей «фидер — первый рельс»; $X^{\Phi}_{k,p}$ — то же между фидером и петлей «контактный провод — первый рельс».

Уравнения, определяющие токи в обмотках автотрансформаторов. Рассмотрим участок между i -м и $(i-1)$ -м автотрансформаторами ($i \neq 1$). Пусть расстояние между ними равно a_i . Для контура, включающего верхние полуобмотки этих автотрансформаторов, справедливо (см. рисунок):

$$\begin{aligned} \dot{E}_{i-1} - Z_1 \dot{I}_{i-1} + a_i Z^{\Phi}_p \dot{I}_{ki} - \\ - a_i \sqrt{Z^p_k} (\dot{I}_{ki} - \dot{I}_{\Phi i}) - a_i X^{\Phi}_{k,p} \dot{I}_{\Phi i} - \\ - \dot{E}_i + Z_1 \dot{I}_i = 0. \end{aligned}$$

Для контура, включающего нижние полуобмотки, имеем:

$$\begin{aligned} k_{21} \dot{E}_{i-1} + Z_2 \frac{\dot{I}_{i-1}}{k_{21}} - a_i Z^{\Phi}_p \dot{I}_{\Phi i} + a_i \sqrt{Z^p_k} (\dot{I}_{ki} - \dot{I}_{\Phi i}) - \\ - a_i X^{\Phi}_{\Phi,p} \dot{I}_{ki} - k_{21} \dot{E}_i - Z_2 \frac{\dot{I}_i}{k_{21}} = 0, \end{aligned}$$

где Z_1, Z_2 — сопротивления верхней и нижней полуобмоток автотрансформатора соответственно; $\sqrt{}$ — коэффициент, учитывающий долю тока в рельсах. При бесконечно большом переходном сопротивлении «рельсы — земля» $\sqrt{}=1$.

Разделив второе уравнение на k_{21} и вычтя из него первое, получим:

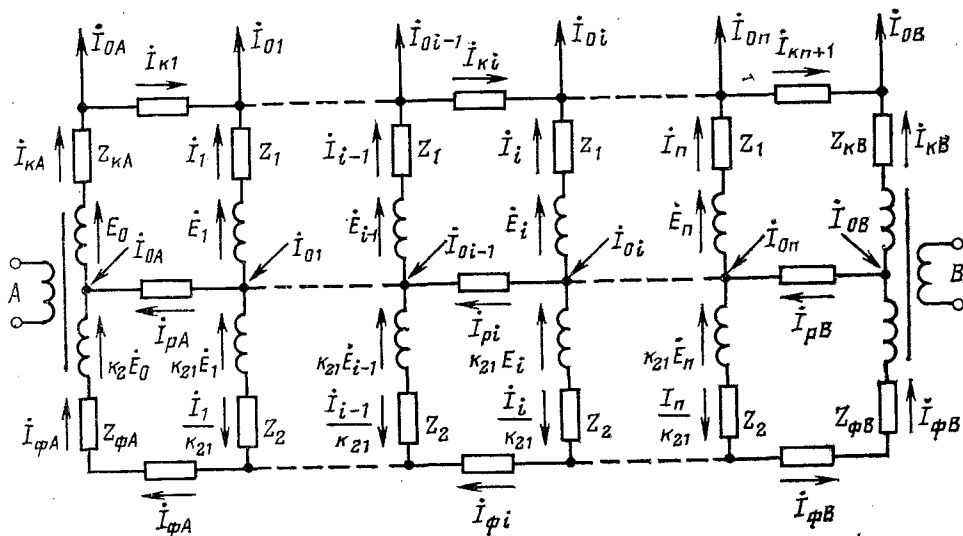
$$\frac{Z_T}{a_i} \dot{I}_{i-1} + Z_K \dot{I}_{ki} - k_{21} Z_{\Phi} \dot{I}_{\Phi i} - \frac{Z_T}{a_i} \dot{I}_i = 0. \quad (a)$$

В выражении (a) и последующих:

$$Z_T = Z_1 + \frac{Z_2}{k_{21}};$$

$$Z_K = Z^{\Phi}_p + \sqrt{Z^p_k} + \frac{\sqrt{Z^p_k} - X^{\Phi}_{\Phi,p}}{k_{21}};$$

$$Z_{\Phi} = \frac{1}{k_{21}} \left(\frac{Z^{\Phi}_p + \sqrt{Z^p_k}}{k_{21}} + \sqrt{Z^p_k} - X^{\Phi}_{k,p} \right).$$



Для участка между автотрансформаторами i и $i+1$ по аналогии запишем:

$$\frac{Z_T}{a_{i+1}} I_i + Z_K I_{ki+1} - k_{21} Z_\Phi I_{\Phi i+1} - \frac{Z_T}{a_{i+1}} I_{i+1} = 0. \quad (6)$$

Вычитая из уравнения (а) уравнение (б), получаем:

$$\frac{Z_T}{a_i} I_{i-1} - Z_T \left(\frac{1}{a_i} + \frac{1}{a_{i+1}} \right) I_i + \frac{Z_T}{a_{i+1}} + Z_K (I_{ki} - I_{ki+1}) - k_{21} Z_\Phi (I_{\Phi i} - I_{\Phi i+1}) = 0. \quad (1)$$

Поскольку

$$\begin{cases} I_{ki} - I_{ki+1} = I_{oi} - I_i; \\ I_{\Phi i} - I_{\Phi i+1} = I_i / k_{21}; \end{cases} \quad (2)$$

вместо (1) запишем уравнение, связывающее нагрузку трех автотрансформаторов ($1 < i < n$):

$$\begin{aligned} -a_{i+1} I_{i-1} + \left[a_i + a_{i+1} + \frac{a_i a_{i+1}}{Z_T} (Z_K + Z_\Phi) \right] I_i - a_i I_{i+1} = \\ = \frac{a_i a_{i+1}}{Z_T} Z_K I_{oi}. \end{aligned} \quad (3)$$

Для верхнего и нижнего контуров на участке между подстанцией A и первым автотрансформатором имеем:

$$\begin{aligned} E_0 - Z_{KA} I_{KA} - a_1 Z_{KP} I_{K1} - a_1 v Z_{P\Phi} (I_{K1} - I_{\Phi A}) - \\ - a_1 X_{K,P}^{\Phi} I_{\Phi A} + Z_1 I_1 - E_1 = 0 \end{aligned}$$

и

$$\begin{aligned} k_{-1} E_{01} - Z_{\Phi A} I_{\Phi A} + a_1 v Z_{P\Phi} (I_{K1} - I_{\Phi A}) - a_1 Z_{KP} I_{\Phi A} - \\ - a_1 X_{K,P}^{\Phi} I_{K1} - Z_2 \frac{I_1}{k_{21}} - k_{21} E_1 = 0. \end{aligned}$$

Из этих уравнений, как это было выполнено ранее при выводе (а), получим:

$$\frac{Z_{KA}}{a_1} I_{KA} + Z_K I_{K1} - \left(\frac{Z_{\Phi A}}{k_{21} a_1} + k_{21} Z_\Phi \right) I_{\Phi A} - \frac{Z_T}{a_1} I_1 = 0.$$

Запишем уравнение (а) для $i=2$:

$$\frac{Z_T}{a_2} I_1 + Z_K I_{K2} - k_{21} Z_\Phi I_{\Phi 2} - \frac{Z_T}{a_2} I_2 = 0.$$

Вычитая это уравнение из предыдущего, с учетом (2) получаем:

$$\begin{aligned} -\frac{a_2}{Z_T} \left(Z_{KA} I_{KA} - \frac{Z_{\Phi A}}{k_{21}} I_{\Phi A} \right) + \left[a_1 + a_2 + \frac{a_1 a_2}{Z_T} (Z_K + Z_\Phi) \right] I_1 - \\ - a_1 I_2 = \frac{a_1 a_2}{Z_T} Z_K I_{01}. \end{aligned} \quad (4)$$

Аналогично можно записать уравнение, связывающее токи

$$\begin{aligned} I_{KB}, I_{\Phi B}, I_{n-1} \text{ и } I_n: \\ -\frac{a_n}{Z_T} \left(Z_{KB} I_{KB} - \frac{Z_{\Phi B}}{k_{21}} I_{\Phi B} \right) + \left[a_n + a_{n+1} + \frac{a_n a_{n+1}}{Z_T} (Z_K + \right. \\ \left. + Z_\Phi) \right] I_n - a_{n+1} I_{n-1} = \frac{a_n a_{n+1}}{Z_T} Z_K I_{on}. \end{aligned} \quad (5)$$

Уравнения, определяющие нагрузку контактной сети и фидера у подстанции. Чтобы определить I_{KB} и $I_{\Phi B}$, запишем уравнения для верхнего и нижнего контуров между подстанциями, выразив I_{ki} и $I_{\Phi i}$ через I_{KB} и $I_{\Phi B}$:

$$\begin{aligned} \sum_{j=1}^m Z_{KA} + L_j (Z_{KP} + v Z_{P\Phi}) I_j - \sum_{i=1}^n \left[Z_{KA} + L_i Z_{KP} \right] I_i + \\ + L_i v Z_{P\Phi} \left(1 + \frac{1}{k_{21}} \right) I_i - L_i X_{K,P}^{\Phi} \frac{I_i}{k_{21}} - (Z_{KA} + Z_{KB} + \\ + L Z_{KP}) I_{KB} - L v Z_{P\Phi} (I_{KB} - I_{\Phi B}) - L X_{K,P}^{\Phi} I_{\Phi B} = 0 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} \sum_{i=1}^n \left[(Z_{\Phi A} + L_i Z_{P\Phi}) \frac{I_i}{k_{21}} + L_i v Z_{P\Phi} \left(1 + \frac{1}{k_{21}} \right) I_i - L_i X_{K,P}^{\Phi} \frac{I_i}{k_{21}} \right] - \\ - v Z_{P\Phi} \sum_{j=1}^m I_j I_j + X_{K,P}^{\Phi} \sum_{j=1}^m I_j I_j - (Z_{\Phi A} + Z_{\Phi B} + \\ + L Z_{P\Phi}) I_{\Phi B} + v Z_{P\Phi} L (I_{KB} - I_{\Phi B}) - L X_{K,P}^{\Phi} I_{KB} = 0. \end{aligned}$$

После преобразований получим:

$$\begin{aligned} [Z_{KA} + Z_{KB} + L (Z_{KP} + v Z_{P\Phi})] I_{KB} + (X_{K,P}^{\Phi} + v Z_{P\Phi}) I_{\Phi B} + \\ + \sum_{i=1}^n \left[Z_{KA} + L_i \left(Z_{KP} + v \frac{1+k_{21}}{k_{21}} Z_{P\Phi} - \frac{X_{K,P}^{\Phi}}{k_{21}} \right) \right] I_i = \\ = \sum_{j=1}^m [Z_{KA} + L_j (Z_{KP} + v Z_{P\Phi})] I_j; \end{aligned} \quad (6)$$

$$\begin{aligned} L (X_{K,P}^{\Phi} + v Z_{P\Phi}) I_{KB} + [Z_{\Phi A} + Z_{\Phi B} + L (Z_{P\Phi} + v Z_{P\Phi})] I_{\Phi B} - \\ - \sum_{i=1}^n \left[\frac{Z_{\Phi A}}{k_{21}} + L_i \left(\frac{Z_{P\Phi}}{k_{21}} + v \frac{1+k_{21}}{k_{21}} + Z_{P\Phi} - X_{K,P}^{\Phi} \right) \right] I_i = \\ = (X_{K,P}^{\Phi} - v Z_{P\Phi}) \sum_{j=1}^m I_j I_j. \end{aligned} \quad (7)$$

При $Z_{KA} = Z_{KB} = Z_{\Phi A} = Z_{\Phi B} = 0$ имеем:

$$I_{KB} = \frac{1}{L} \left(\sum_{j=1}^m I_j I_j - \sum_{i=1}^n L_i I_i \right); \quad (6')$$

$$I_{\Phi B} = \frac{1}{L k_{21}} \sum_{i=1}^n L_i I_i. \quad (7')$$

Для определения токов контактной сети и фидера у подстанции A могут быть использованы формулы (6) и (7), если в них заменить взаимно индексы A и B у сопротивлений, а расстояния L_i и l_j заменить на $L-L_i$ и $L-l_j$. Эти токи могут быть найдены также из выражений:

$$I_{KA} = \sum_{j=1}^m I_j - \sum_{i=1}^n I_i - I_{KB}; \quad (8)$$

$$I_{\Phi A} = \frac{1}{k_{21}} \sum_{i=1}^n I_i - I_{\Phi B}. \quad (9)$$

Из изложенного видно, что для расчета токораспределения при двустороннем питании фидерной зоны необходимо решить систему уравнений (3)–(9) с $n+4$ неизвестными. Общий вид уравнения:

$$\alpha_{f1} I_1 + \alpha_{f2} I_2 + \dots + \alpha_{fn} I_n + \alpha_{fn+1} I_{KA} + \alpha_{fn+2} I_{\Phi A} + \\ + \alpha_{fn+3} I_{KB} + \alpha_{fn+4} I_{\Phi B} = \beta_f,$$

где f — номер уравнения.

При одностороннем питании фидерной зоны для расчета токораспределения имеем систему уравнений с $n+2$ неизвестными. В этом случае $n-1$ уравнение записывается на основании выражений (3) и (4). Три уравнения можно получить, приняв $a_{n+1} = \infty$ в (5), а в (8) и (9) $I_{KB} = I_{\Phi B} = 0$. В результате получим:

$$-I_{n-1} + \left[1 + \frac{a_n}{Z_T} (Z_K + Z_\Phi) \right] I_n = \frac{a_n}{Z_T} Z_K I_{on}; \quad (10)$$

$$I_{\kappa A} = \sum_{j=1}^m I_j - \sum_{i=1}^n I_i; \quad (11)$$

$$I_{\Phi A} = \frac{1}{k_{21}} \sum_{i=1}^n I_i. \quad (12)$$

Упрощенные формулы. Приведенная выше методика позволяет получить простые выражения для расчета токораспределения в автотрансформаторной системе. Пренебрегая малым сопротивлением автотрансформаторов ($Z_T=0$) в выражении (3) имеем:

$$I_i = \frac{Z_{\kappa}}{Z_{\kappa} + Z_{\Phi}} I_{oi}.$$

Используя эту формулу для I_{i-1} и I_{i+1} в формуле (3), получаем:

$$I_i = \frac{Z_{\kappa}}{a_i + a_{i+1} + \frac{a_i a_{i+1}}{Z_T} (Z_{\kappa} + Z_{\Phi})} \left[\frac{a_i a_{i+1}}{Z_T} I_{oi} + \frac{1}{Z_{\kappa} + Z_{\Phi}} (a_{i+1} I_{oi-1} + a_i I_{oi+1}) \right]. \quad (13)$$

Сравнение показало практическое совпадение результатов расчета токов автотрансформаторов по формуле (13) и при решении системы уравнений.

Для определения нагрузок автотрансформаторов, прилегающих к подстанциям, положим приближенно в формуле (4)

$$Z_{\kappa A} (I_{\kappa A} - I_{0A}) - \frac{Z_{\Phi A}}{k_{21}} I_{\Phi A} = 0$$

и

$$I_2 = \frac{Z_{\kappa}}{Z_{\kappa} + Z_{\Phi}} I_{02};$$

после преобразований получим:

$$I_1 = \frac{\frac{a_2}{Z_T} Z_{\kappa A} I_{0A} + a_2 Z_{\kappa} \left(\frac{a_2 I_{01}}{Z_T} + \frac{I_{02}}{Z_{\kappa} + Z_{\Phi}} \right)}{a_1 + a_2 + \frac{a_1 a_2}{Z_T} (Z_{\kappa} + Z_{\Phi})}. \quad (14)$$

Аналогично найдем

$$I_n = \frac{\frac{a_n}{Z_T} Z_{\kappa B} I_{0B} + a_{n+1} Z_{\kappa} \left(\frac{a_n I_{0n}}{Z_T} + \frac{I_{0n-1}}{Z_{\kappa} + Z_{\Phi}} \right)}{a_n + a_{n+1} + \frac{a_n a_{n+1}}{Z_T} (Z_{\kappa} + Z_{\Phi})}. \quad (15)$$

В случае одностороннего питания фидерной зоны

$$I_n = \frac{Z_{\kappa} \left(\frac{a_n I_n}{Z_T} + \frac{I_{0n-1}}{Z_{\kappa} + Z_{\Phi}} \right)}{1 + \frac{a_n}{Z_T} (Z_{\kappa} + Z_{\Phi})}. \quad (16)$$

При известных нагрузках автотрансформаторов нагрузки трансформаторов подстанций можно определить по (11) и (12) при одностороннем питании. Для случая двустороннего питания воспользуемся формулами (6) и (7), которые можно записать в следующем виде:

$$\left. \begin{aligned} A_{11} I_{\kappa B} + A_{12} I_{\Phi B} &= B_1; \\ A_{21} I_{\kappa B} + A_{22} I_{\Phi B} &= B_2, \end{aligned} \right\} \quad (17)$$

где

$$A_{11} = Z_{\kappa A} + Z_{\kappa B} + (Z_{\kappa p} + \nu Z_{\kappa}^p) L;$$

$$A_{12} = (X_{\kappa, p}^{\Phi} - \nu Z_{\kappa}^p) L;$$

$$A_{21} = (X_{\Phi, p}^{\kappa} - \nu Z_{\Phi}^p) L;$$

$$A_{22} = Z_{\Phi A} + Z_{\Phi B} + (Z_{\Phi p}^{\Phi} + \nu Z_{\Phi}^p) L;$$

$$B_1 = \sum_{j=1}^m [Z_{\kappa A} + I_j (Z_{\kappa p}^{\kappa} + \nu Z_{\kappa}^p)] I_j - \sum_{i=1}^n \left[Z_{\kappa A} + L_i \left(Z_{\kappa p}^{\kappa} + \nu \frac{1+k_{21}}{k_{21}} Z_{\kappa}^p - \frac{X_{\kappa, p}^{\Phi}}{k_{21}} \right) \right] I_i;$$

$$B_2 = (X_{\Phi, p}^{\kappa} - \nu Z_{\Phi}^p) \sum_{j=1}^m I_j I_j + \sum_{i=1}^n \left[\frac{Z_{\Phi A}}{k_{21}} + L_i \left(\frac{Z_{\Phi p}^{\Phi}}{k_{21}} + \nu \frac{1+k_{21}}{k_{21}} Z_{\Phi}^p - X_{\Phi, p}^{\kappa} \right) \right] I_i.$$

Решив систему (17), получим:

$$I_{\kappa B} = \frac{A_{22} B_1 - A_{12} B_2}{A_{11} A_{22} - A_{21} A_{12}}; \quad (18)$$

$$I_{\Phi B} = \frac{A_{11} B_2 - A_{21} B_1}{A_{11} A_{22} - A_{21} A_{12}}. \quad (19)$$

Проведено сравнение результатов расчета токораспределения по предлагаемой методике с токораспределением, полученным при испытаниях системы 2×25 кВ на опытном участке Красноярской железной дороги. Расхождение результатов находится в пределах 10%, что следует считать удовлетворительным, поскольку измерения проводились при наличии влияющих полей от высоковольтной линии передачи.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Masami Hayashi, Tsugio Iwashita. A theoretical study on AT feeding system — calculation formula for power characteristics. — Quarterly Reports, 1971, vol. 12, № 4.
2. Бочев А. С. Метод расчета электротяговых сетей с автотрансформаторами. — Труды РИИЖТ, 1975, вып. 109.
3. Марский В. Е. Расчет токов в системе тягового электроснабжения 2×25 кВ. — Вестник ВНИИЖТ, 1976, № 8.
4. Чернов Ю. А. Расчет токораспределения в системе электроснабжения 2×25 кВ. — Труды МИИТ, 1976, вып. 487. [23.05.79]

Всесоюзное научно-техническое совещание „Применение в электроэнергетике мощных бетеловых резисторов и резисторных установок”

(24—27 июня 1980 г., Новосибирск)

Одним из эффективных средств повышения надежности работы электрических аппаратов и электрических систем в целом является использование мощных активных сопротивлений, позволяющих демпфировать электромагнитные и электромеханические переходные процессы, ограничивать перенапряжения, токи короткого замыкания (к. з.) и т. д. Широкое применение для этих целей металлических резисторов затруднено дефицитностью и высокой стоимостью сплавов высокого сопротивления. В связи с этим в СССР была поставлена и решена задача создания новых резистивных материалов. В СибНИИЭ (Новосибирск) был разработан композиционный материал бетел (бетон электротехнический), на основе которого налажен промышленный выпуск мощных бетеловых резисторов электроэнергетического назначения.

По своим свойствам бетел находится на уровне мировых достижений в области электропроводных композиционных материалов. Его удельное электрическое сопротивление технологическим путем может изменяться от 10^{-1} до 10^5 Ом·см при допустимой напряженности поля 200–1500 В/см и удельной разрушающей энергии 50–500 (Н·м)/см³. В настоящее время обоснована возможность повышения предельно допустимых энергий до 1000 (Н·м)/см³.

Невысокая стоимость бетела, относительно простая технология изготовления изделий из него, широкий регулируемый диапазон характеристик обеспечили высокую технико-экономическую эффективность бетеловых резисторов. За последние 10 лет создано около 40 резисторных установок различного назначения, модернизировано с помощью бетеловых резисторов более 1000 высоковольтных воздушных выключателей 110–330 кВ. Экономический эффект от применения бетеловых резисторов составил около 12 млн. руб. Можно констатировать, что в настоящее время накоплен достаточный опыт для перехода от опытно-промышленного применения резисторов к их планомерному регламентированному использованию. Этапом этой необходимой работы явилось научно-техническое совещание, на котором обсуждались свойства бетела как электротехнического материала, задача и перспективы их совершенствования, состояние промышленного производства бетеловых резисторов, опыт и перспективы применения резисторов в электроэнергетике. Задачей совещания являлось также улучшение координации научно-исследовательских, проектно-конструкторских работ и других мероприятий, способствующих ускорению практического внедрения бетеловых резисторов.

Материалы для 26 докладов представили 22 организации: Энергосетьпроект (Москва), СибНИИЭ, НИЦ ВВА, Энерготехпром, ВНИИЭ, ВЭИ, МЭИ, Ленгидропроект, ЛПИ, Литовглазэнерго, Каунасский политехнический институт, Украинское отделение ЭСП, Киевский ОКП ЭСП, Харьковский политехнический институт, Донбассэнерго, Молдглазэнерго, Азглазэнерго, Институт физики АН АзССР, АзНИИЭ, Уралтезэнерго, Алтайский политехнический институт (Барнаул), ОДУ Востока (Хабаровск). В работе совещания приняли участие представители ряда других институтов, предприятий и энергосистем. Перечень организаций — участников совещания — свидетельствует о повсеместной заинтересованности в использовании бетеловых резисторов. Однако этот процесс, как было отмечено на совещании, сдерживается в основном тремя причинами: отсутствием прогноза потребности резисторов в энергосистемах, отсут-

ствием регламентирующих документов по применению резисторов и тем обстоятельством, что бетеловые резисторы не нашли еще применения при серийном производстве аппаратов на предприятиях Минэлектротехпрома. Этими же причинами сдерживается расширение объема производства резисторов, который составляет в настоящее время около 2500 шт. в год. С учетом указанных обстоятельств на совещании наибольшее внимание было уделено опыту применения бетеловых резисторов и тем вопросам, которые необходимо решить для распространения положительных технических решений.

Наибольшее распространение бетеловых резисторов получили как шунтирующие при модернизации высоковольтных воздушных выключателей серии ВВН в тех точках энергосистем, где токи к. з. превысили отключающую способность этих выключателей. Благодаря активной согласованной работе ряда организаций, среди которых следует отметить НИЦ ВВА, Энерготехпром, ЭСП, отключающая способность этих выключателей была повышена в 1,5–2 раза, что позволило отказаться от массовой замены аппаратов на более совершенные.

Бетеловые резисторы могут быть успешно использованы при производстве новых выключателей, о чем свидетельствует совместный доклад ВЭИ и Энерготехпрома, в котором представлены результаты проектных проработок и коммутационных испытаний выключателей серии ВВН на напряжения до 1150 кВ и номинальные отключаемые токи до 63 кА. Бетеловые резисторы использованы в этих выключателях в качестве шунтирующих и предвключенных.

Повышенная эффективность бетеловых шунтирующих резисторов определяется практическим отсутствием паразитной индуктивности, высокими энергетическими параметрами и специфической нелинейностью их вольт-амперных характеристик. На основании натурных и лабораторных экспериментов сделана попытка описать эти нелинейные закономерности (НИЦ ВВА, СибНИИЭ), предложен оптимальный вид нелинейной характеристики шунтирующего резистора (ВНИИЭ). Однако общим недостатком этих исследований является представление характеристик бетела как статических. В действительности вид вольт-амперных характеристик бетела существенно зависит от характера электрического воздействия, что затрудняет выбор параметров шунтирующих резисторов и является наиболее вероятной причиной разногласий в количественной оценке их эффективности. В связи с этим в докладах и дискуссии отмечалась необходимость дальнейших работ в направлении исследования и описания характеристик бетеловых шунтирующих резисторов, получения бетелов с улучшенными характеристиками, разработки методики выбора шунтирующих резисторов с учетом оптимального сочетания их нелинейных характеристик с параметрами дуги в выключателях.

Перспективным является способ ограничения тока к. з. с помощью резисторов в нейтральных трансформаторов и автотрансформаторов, который в опытным порядке успешно осуществлен в Азглазэнерго при активном участии ИФ АН АзССР. Способ прост в технической реализации, позволяет существенно (на 20–40%) ограничивать квазиустановившиеся токи к. з., является эффективным средством ограничения и перераспределения ударных токов к. з., что особенно важно с точки зрения защиты обмоток трансформаторов и генераторов от опасных электродинамических воздействий. При

этом резисторы в нейтралах всегда оказывают положительное влияние на динамическую устойчивость систем, которое соизмеримо с воздействием других традиционных мер повышения устойчивости (электрическое торможение, отключение генераторов и т. д.). С точки зрения условий работы выключателей резисторы в нейтралах более предпочтительны, чем реакторы, так как последние, а также практикуемое разземление части нейтралей трансформаторов, могут приводить к повышению амплитуд восстанавливающихся напряжений на контактах выключателей и к ухудшению условий их работы при ограниченном токе к. з. Основным фактором, определяющим допустимую величину резисторов, является применяемый для нейтралей трансформаторов уровень изоляции 35 кВ, при котором эффективное ограничение установившихся токов к. з. возможно в сетях 110—220 кВ. Для решения этой задачи в сетях 330, 500, 750 кВ изоляция нейтралей их трансформаторов должна допускать повышение напряжения на время ликвидации к. з. соответственно до 130, 200, 290 кВ. В любом случае резисторы в нейтралах трансформаторов оказываются эффективными для ограничения ударных токов к. з. в их обмотках. Совещание отметило, что препятствием для широкого внедрения этого способа токоограничения является отсутствие руководящих указаний и отсутствие согласованного с электротехнической промышленностью решения о допустимых уровнях напряжения на изоляции нейтралей трансформаторов и автотрансформаторов.

Положительным оказался опыт использования бетэловых резисторов для установок электрического торможения Зейской и Шекснинской ГЭС. Испытания, проведенные в 1980 г. на Зейской ГЭС (Ленгидропроект, ЛПИ, СибНИИЭ), подтвердили надежность бетэловых установок и их эффективность как средства повышения динамической устойчивости системы. Этими испытаниями подтверждены также результаты лабораторных испытаний резисторов на пропускную способность (СибНИИЭ), согласно которым удельные нагрузки силовых резисторных установок могут быть увеличены в 2—2,5 раза, что ведет к соответствующему снижению их габаритов и стоимости. Полученные экспериментальные данные являются основой разрабатываемой методики расчета мощностей резисторных установок.

Исследования, выполненные в Алтайском политехническом институте, говоря о возможности и целесообразности использования относительно недорогих бетэловых установок электрического торможения на многочисленных ГЭС малой мощности, имеющих, как правило, слабые связи с системами.

Бетэловые резисторы с успехом могут быть применены для ограничения или ликвидации перенапряжений различного рода. На Конаковской ГРЭС введена в строй опытная установка опережающего шунтирования шин подстанции 220 кВ для ограничения восстанавливающихся напряжений на контактах выключателей при отключении к. з. На основании опыта разработки и эксплуатации этой установки предлагается (ЭСП) подобное техническое решение применить в сетях 35 кВ для облегчения условий работы выключателей ВВН-35.

В линиях с трансформаторами на отпайках, работающих с изолированными нейтралами, штатная защита в ряде случаев оказывается нечувствительной к неполнофазным режимам, при которых могут возникнуть опасные феррорезонансные перенапряжения. Для ликвидации этого явления предлагается в таких случаях (ИФ АН АзССР, Азглавэнерго, Краснодарэнерго) нейтраль хотя бы одного трансформатора заземлять через высокоомный (1500—4000 Ом) бетэловый

резистор. Эффективность решения подтверждена натурными экспериментами.

В энергосистеме Востока осуществлена установка бетэловых резисторов в нейтрали шунтирующих реакторов ВЛ 500 кВ. Исследования и эксперимент (ОДУ Востока, ВНИИЭ, СибНИИЭ) показали эффективность такого решения для ограничения коммутационных перенапряжений и улучшения условий погасания дуги проходящего к. з. в паузу ОАПВ, что в конечном итоге ведет к повышению надежности работы системы.

Резисторы являются необходимыми элементами установки продольной компенсации (УПК) и батарей статической компенсации (БСК), где они используются для разряда конденсаторов, для ограничения перенапряжений при внешних коротких замыканиях и для защиты коммутирующих выключателей от опасных повторных зажигания. Н УПК бетэловые резисторы успешно используются уже длительное время. Примером может служить УПК на подстанции 400 кВ Вулканешты Молдглавэнерго, где резисторная установка без существенных значений работает с 1973 г. Не найдено пока оптимальное решение для БСК 10—110 кВ, для которых в опытным порядке осуществлено несколько схем защиты. В Краснодарэнерго совместно с АзНИИЭ для БСК 35 кВ выбрана схема с подключением резисторов через дополнительные выключатели. Испытания подтвердили работоспособность и эффективность этой схемы. Недостатком ее являются ограниченная автономность и повышенная стоимость, связанные с применением дополнительных выключателей и устройств автоматики. В Крымэнерго и Чувашэнерго применена схема ВНИИЭ и Энерготехпрома, основой которой служит специальный резисторно-искровой блок. В процессе эксплуатации этой схемы наблюдались отказы резисторно-искровых блоков, что является следствием недостаточно четкой координации защитных характеристик искровых промежутков с параметрами схемы. В настоящее время ведутся работы по устранению этого недостатка.

Оценив в целом положительно накопленный опыт разработки и применения бетэловых резисторов, совещание отметило следующие общие недостатки.

Несмотря на уже имеющийся положительный опыт эксплуатации бетэловых резисторов они не нашли еще применения при производстве электрических аппаратов на предприятиях Министерства электротехнической промышленности.

Технические решения, прошедшие опытно-промышленную проверку не находят широкого применения в энергосистемах в связи с отсутствием соответствующих регламентирующих и директивных документов.

Объем промышленного производства бетэловых резисторов не обеспечивает существующую потребность электроэнергетики. Развитие производства сдерживается отсутствием прогноза потребности.

При технико-экономическом обосновании параметров резисторных установок не нашли еще практического применения методы теории надежности.

Недостаточен объем работ по созданию новых композиционных материалов, исследованию электрофизических свойств бетэловых резисторов и физических процессов в резисторных установках различного назначения.

Согласно рекомендации совещания работы по бетэловым резисторам представлены и включены в план ГКНТ СССР по электроэнергетике на XI пятилетку.

КОВАЛЕВ Б. И., МАНЧУК Р. В.,
кандидаты техн. наук

Всесоюзная конференция по автоматизированному линейному и магнитогидродинамическому электроприводу

(3—5 февраля 1981 г., Таллин)

Конференция была организована Минвузом СССР, Минвузом ЭССР, Таллинским политехническим и Московским энергетическим институтами, а также ВНИИэлектропривода. Оргкомитет конференции возглавил проф. Х. А. Тийсмус.

Линейные и магнитогидродинамические (МГД) двигатели сравнительно недавно стали предметом технических разработок. Несмотря на это их исследованиям уделяется все большее внимание как у нас в стране, так и за рубежом. Одной из основных задач конференции была координация деятельности многих организаций, занимающихся электроприводом на базе линейных и МГД-двигателей, установление между ними деловых контактов и обмен информацией. С инициативой созвать конференцию выступил Минвуз СССР, так как на данном этапе наиболее активно в этом направлении работают вузы страны.

При подготовке конференции ее Оргкомитет сформулировал основные научно-технические направления в области линейного и МГД-привода и пригласил принять участие в работе заинтересованные организации. Было отобрано и вынесено на обсуждение 70 докладов, тезисы которых были изданы заранее. В работе конференции приняли участие 150 человек, в том числе несколько зарубежных специалистов, которые выступили с докладами.

Работа конференции проводилась на двух пленарных заседаниях и на заседаниях двух секций. На первом пленарном заседании участников конференции приветствовал заместитель министра высшего и среднего специального образования Эстонской ССР **Х. И. Перемеев**, который обратил внимание на роль высшей школы в разработке проблем линейного и МГД-привода и, в частности, отметил научный вклад эстонских ученых. В докладе чл.-корр. АН Латв. ССР, проф. **И. М. Кирко** рассматривались современные проблемы магнитной гидродинамики. Широкая картина анализа актуальных проблем линейного электропривода для систем автоматики была представлена в докладе проф. **Б. А. Ивоботенко**. Состояние и перспективы развития автоматизированного МГД-привода осветил в своем докладе проф. **Х. А. Тийсмус**.

Конференция отметила заметные успехи, достигнутые советскими учеными и конструкторами в области линейных и МГД-приводов. В частности, как значительное достижение отмечалась разработка специалистами Московского энергетического института и других организаций принципиально новой элементной базы многокоординатного прецизионного электропривода на основе линейных, линейно-поворотных и планарных шаговых двигателей с микропроцессорным управлением. Значительный вклад в разработку и создание линейных асинхронных двигателей для систем промышленной автоматики внесли коллективы Новосибирского электротехнического, Пермского, Уральского и Таллинского политехнических, Вильнюсского инженерно-строительного институтов, а для скоростного городского и магистрального транспорта — ВНИПИтранспрогресса, Киевского политехнического института и др. Заслуживает одобрения опыт разработки и промышленного внедрения Одесским политехническим институтом электропривода на базе линейных двигателей постоянного тока с совмещенными обмотками возбуждения и якоря. Весьма перспективно применение в различных отраслях промышленности двухцелевых линейных асинхронных электродвигателей, разработанных в Таллинском политехническом институте.

Достижения советских ученых по физике, инженерной теории и методике конструирования электромагнитных насосов признаны во всем мире. Большой комплекс работ в этой области выполнен в Институте механики сплошных сред Уральского научного центра АН СССР, Институте физики АН Латв. ССР, НИИЭФА, Таллинском и Пермском политехнических институтах, Институте проблем литья АН Укр. ССР и др. Разработаны высокоэффективные электромагнитные насосы для перекачки щелочных металлов, расплавленных цветных металлов и чугуна. Установки с МГД-насосами и МГД-дозаторами в настоящее время выпускаются серийно и поставляются на советские и зарубежные предприятия.

На заседаниях первой секции «Линейный электропривод» (председатель проф. **Б. А. Ивоботенко**) рассматривался широкий круг вопросов разработки и оптимизации линейных

асинхронных двигателей (ЛАД) для систем автоматики. Интересные доклады на эту тему представили **О. Н. Веселовский (НЭТИ)**, **К. И. Настенко (Киевский ПИ)**, **Ю. Я. Лаугис и Т. Ю. Тулдова (Таллинский ПИ)**, **М. Г. Резин, Ф. Н. Сарпулов и Ю. В. Барышников (Уральский ПИ)**, **Р. В. Ринкевичене (Вильнюсский ИСИ)**. Ряд докладов был посвящен применению ЛАД для промышленных роботов.

Вопросам исследования и разработки ЛАД для целей высокоскоростного городского и магистрального транспорта были посвящены доклады **Л. К. Сорокина** с соавторами (ВНИПИтранспрогресс, МЭИ), **А. Г. Шаповаленко и В. А. Гаврилюка** с соавторами (Киевский ПИ). С докладом в этой секции выступил представитель Хельсинского высшего технического училища **М. Марди**, который рассмотрел методику выбора электропривода транспортных средств по экономическим критериям; эта методика распространяется и на линейные электроприводы.

Большой интерес вызвали у участников конференции доклады, посвященные прецизионным линейным шаговым электроприводам.

Новым направлением в линейном электроприводу является привод с двигателем постоянного тока. Участники конференции отметили работы, выполненные в этой области **Одесским ПИ (В. Т. Беликов)**, а также результаты, полученные во ВНИПИтранспрогрессе (**Л. П. Побережский** с соавторами) и Киевском ПИ (**П. Ф. Васко**).

Работа второй секции «Магнитогидродинамический привод» (председатель чл.-корр. АН Латв. ССР, проф. **И. М. Кирко**) была посвящена обсуждению проблемы оптимального проектирования МГД-двигателей и средств управления ими, а также исследования МГД-приводов. Интересный доклад на этой секции сделал **В. А. Сиймара и А. В. Конта (Таллинский ПИ)**; он был посвящен вопросам разработки алгоритма расчета на ЦВМ линейных индукционных машин. В докладе **В. И. Межбурда** рассматривались оригинальные способы измерения физических величин на базе МГД-методов, позволяющие получить информацию без введения посторонних тел в движущийся поток.

Сотрудники Карл-Маркс-Штадтского высшего технического училища (ГДР) **К. Штер, И. Дитрих и Д. Вольф** сообщили о результатах расчета, исследования и испытаний опытного МГД-привода для транспорта и дозирования жидкого цинка. Эта установка была разработана в рамках научно-технического сотрудничества с Таллинским ПИ.

Значительных успехов в разработке линейных индукционных цилиндрических двигателей и дросселей для щелочных металлов достиг коллектив исследователей НИИЭФА им. **Д. В. Ефремова**, работающий под руководством **В. А. Глухих**. Этот коллектив представил на конференцию несколько докладов.

В процессе обсуждения докладов участники конференции отметили ряд нерешенных проблем, из которых прежде всего следует указать следующие: отсутствие координации деятельности многочисленных коллективов; недостаточная разработка ряда теоретических аспектов линейных и МГД-машин; отсутствие единого методологического подхода в проектировании; недостаточная проработка вопросов, связанных с управлением приводами; медленные темпы работ по созданию специальных датчиков, вентильных преобразователей и аппаратов управления; недостаточное участие организаций и предприятий Минэлектротехпрома в организации проектирования и производства оборудования для линейных и МГД-приводов; отставание разработки методов технико-экономической оценки эффективности линейных и МГД-приводов; неупорядоченная терминология. Кроме того, констатировалось, что в вузах страны фактически не ведется подготовка специалистов в данной области.

На заключительном пленарном заседании были обсуждены и приняты рекомендации конференции, в которых намечены пути решения отмеченных выше проблем, а также указаны те из них, на которых следует сконцентрировать внимание специалистов в ближайшее время.

ШИНЯНСКИЙ А. В., ЛАУГИС Ю. Я.,
кандидаты техн. наук

СОДЕРЖАНИЕ

Александров Г. Н. — Воздушные линии электропередачи повышенной пропускной способности	1
Беляков Н. Н., Бургсдорф В. В., Рашкес В. С., Хоециан К. В. — Исследование ОАПВ в электропередачах 750 кВ с шунтирующими реакторами	6
Синьчугов Ф. И., Макаров С. Ф. — Формирование пространства состояний электроэнергетических систем при расчете их надежности	12
Кинаш Б. М., Лишак И. В., Перхач В. С. — Математические модели надежности грозозащиты объектов энергосистем	16
Финагин В. И. — Автоматизация формирования математических моделей автономных электроэнергетических систем	20
Мамонтова Т. Н., Королев Е. П., Куцовский С. М. — Применение автоматики опережающего деления сети при отключении коротких замыканий	24
Ключев В. И., Жильцов Л. В., Калашников Ю. Т. — Состояние и перспективы развития теории электропривода с упругими механическими связями	28
Китаев Г. И. — Нагрузочные характеристики каскадных генераторов выпрямленного напряжения	32
Ефремов И. С., Калинин А. Я. — Цифровое управление тиристорными импульсными преобразователями постоянного тока	38
ИЗ ОПЫТА РАБОТЫ	
Бобровская Л. Д. — Оценка допустимых напряженностей электрического поля в эпоксидной изоляции	43
Бернштейн Л. М. — О методиках оценки нагревостойкости электронизолационных материалов и конструкций	45
Кадников С. Н., Клемин Е. А. — Расчет емкости осесимметричных электродных систем, содержащих тонкие оболочки	48

Левитский Б. Ю., Мазнев А. С., Корнев А. С. — Определение перенапряжений в многозвенных коммутрующих узлах тиристорных преобразователей	51
Лебедев С. В., Можаров Г. И., Савватимский А. И. — Бездуговая коммутация постоянного тока	53

СООБЩЕНИЯ

Завьялов В. И. — Условия существования стационарных процессов в автономных инверторах	56
Асиновский Э. И., Афанасьев А. А., Пахомов Е. П. — Исследование коммутационной аппаратуры с винтовой формой дуги	59
Герасимович А. Н. — Электромагнитные процессы в листовом магнитопроводе при его импульсном намагничивании	61
Малиновский А. Е., Талиуко В. В. — Дифференциальные уравнения несимметричного асинхронного двигателя, не содержащие периодических коэффициентов	64
Чабан В. И. — Расчет переходных режимов глубокопазных индуктивных двигателей	66
Коноплев К. Г. — Анализ работы синхронного двигателя с системой амплитудно-фазового компаундирования при включении нагрузки	67
Исаев И. Н., Созонов В. Г. — Анализ демпфирующих свойств возможных вариантов электропривода заданной производительности	69
Котенко Г. И., Кархин В. А. — Исследование магнитного поля между противолежащими пазами магнитной цепи	72
Марквардт Г. Г., Чернов Ю. А. — Расчет токораспределения в автотрансформаторной системе питания электрифицированных железных дорог	73

ХРОНИКА

CONTENTS

Overhead Transmission Systems of Extra High Transfer Capacity — G. N. Alexandrov	1
Single-Phase Automatic Reclosure on 750 kV Transmission Systems With Shunt Reactors — N. N. Belyakov, V. V. Burgsdorf, V. S. Rashkes, K. V. Khoyetsian	6
Forming the State Space for Power Systems When Calculating Their Reliability — F. I. Sinchugov, S. F. Makarov	12
Mathematical Models for the Reliability of Lightning Protection Power System Installations — B. M. Kinash, I. V. Lischak, V. S. Perkhach	16
Automatic Construction of Mathematical Models for Self-Contained Power Systems — V. I. Finagin	20
Application of Time Advanced Network Splitting During Fault Clearance — T. N. Mamontova, E. P. Korolev, S. M. Kutsovski	24
The Present State and Prospects for the Development of Principles for Electric Drives With Elastic Mechanical Coupling — V. I. Klutchev, L. V. Djilstsov, U. T. Kalashnikov	28
Load Characteristics for Rectified Voltage Cascaded Generators — G. I. Kitayev	32
Digital Thyristor-Pulse Control for D. C. Converters — I. S. Yefremov, A. J. Kalinichenko	38
FROM OPERATING EXPERIENCE	
Evaluating Allowable Field Densities in Epoxy Insulation — L. D. Bobrovskaya	43
Methods for Evaluating the Heat Resistance of Electric Insulating Materials and Elements — L. M. Bernstein	45
Calculating the Capacitance of Axially Symmetric Electrode Systems Containing Thin-Walled Sheaths — S. N. Kadnikov, E. A. Klemm	48

Determining Overvoltages on Multi-section Switching Points of Thyristor Converters — B. U. Levitski, A. S. Maznev, A. S. Kornev	51
Arcless Switching of Direct Current — S. V. Lebedev, G. I. Modjarov, A. I. Savvatimski	53

REPORTS

Conditions for the Existence of Stationary Processes in Self-Contained Inverters — V. I. Zavyalov	56
A Study of Switchgear Having a Spiral-Shaped Arc — E. I. Asinovski, A. A. Afanasiev, E. P. Pakhomov	59
Electromagnetic Processes in a Laminated Magnetic Circuit for Impulse Magnetization — A. N. Gerasimovitch	61
Differential Equations Without Periodically Varying Coefficients for an Unsymmetrical Induction Motor — A. E. Malinovski, V. V. Taliuko	64
Calculating Transients in Deep Slotted Induction Motors — V. I. Chaban	66
Analysis of the Performance of a Synchronous Motor With Phase-Amplitude Compound Excitation When Switching on the Load — K. G. Konoplev	67
Analysis of the Damping Properties of Alternatives for an Electric Drive of Given Capacity — I. N. Isayev, V. G. Sozonov	69
A Study of the Electric Field Between the Subtended Slots of a Magnetic Circuit — G. I. Kotenko, V. A. Karkhin	72
Calculating the Current Distribution in an Autotransformer Supply System for Electrified Railways — G. G. Markvardt, U. A. Chernov	73

CHRONICLE

РЕФЕРАТЫ ПУБЛИКУЕМЫХ СТАТЕЙ

УДК 621.315.1.

Воздушные линии электропередачи повышенной пропускной способности. Александров Г. Н. — «Электричество», 1981, № 7. Показано, что при максимальном использовании поверхности и сечения проводов, увеличении радиуса расщепления фаз и числа составляющих в фазе можно обеспечить произвольное увеличение пропускной способности ВЛ переменного тока. Библ. 8.

УДК 621.315.1.027

Исследование ОАПВ в электропередачах 750 кВ с шунтирующими реакторами. Беляков Н. Н., Бургсдорф В. В., Рашкев В. С., Хоециан К. В. — «Электричество», 1981, № 7.

Изложены результаты испытаний ОАПВ в пяти ВЛ 750 кВ. Установлена зависимость времени гашения дуги тока подпитки от амплитуд установившегося тока и напряжения на отключенной фазе. Минимальное время гашения определяется затуханием переходной апериодической составляющей в токе (до 0,2–0,3 с). В ВЛ 750 кВ длиной до 525 км с шунтирующими реакторами гашение дуги подпитки обеспечивается восстановлением диэлектрической прочности промежутка после одной или нескольких попыток обрыва тока; при этом канал дуги теряет однородность по длине. Оценено нарастание во времени прочности промежутка, полное восстановление которой составляет 0,15–0,2 с. Библ. 8.

УДК 621.311.019.3.001.24

Формирование пространства состояний электроэнергетических систем при расчете их надежности. Синьчугов Ф. И., Макаров С. Ф. — «Электричество», 1981, № 7.

Предлагается способ формализации процесса формирования пространства состояний электроэнергетической системы при расчете ее надежности. Приводятся формы задания расчетной схемы и алгоритмы формирования пространства расчетных состояний системы путем выявления расчетных групп отказа и ремонта и расчетных рабочих групп. Библ. 6.

УДК 621.316.93:621.311.1.001.57

Основы построения математической модели надежности грозозащиты объектов энергосистем. Кинаш Б. М., Лишак И. В., Перхач В. С. — «Электричество», 1981, № 7.

Дан анализ построения алгоритма расчетов грозозащиты подстанций. Доказано существование единообразия при расчетах средних чисел коротких замыканий, опасных перенапряжений и отключений при прозовых поражениях, на основе которого построена математическая модель надежности грозозащиты. Библ. 7.

УДК 621.311.018.782.3.001.24

Автоматизация формирования математических моделей автономных электроэнергетических систем. Финагин В. И. — «Электричество», 1981, № 7.

Рассмотрена теория возможных путей автоматизации формирования моделей. Изложена специфика математической модели, обеспечивающей эффективную автоматизацию ее формирования для автономной энергосистемы любой структуры. Сформулированы и обоснованы принципы рационального воспроизведения произвольной структуры и эффективной алгоритмизации процесса расчета по полным уравнениям Парка-Горевы. Выявлены формы математического обеспечения для автоматического и полуполуавтоматического формирования моделей. Библ. 8.

УДК 621.316.925.43:621.311—523

Применение автоматики опережающего деления сети при отключении коротких замыканий. Мамонтова Т. Н., Королев Е. П., Куцовский С. М. — «Электричество», 1981, № 7.

Дано обоснование целесообразности применения опережающего деления сети на энергообъектах, где токи короткого замыкания превышают отключающую способность установленных выключателей. Даны рекомендации по выбору мест деления сети с учетом обеспечения коммутационной способности выключателя поврежденного присоединения как по току, так и по скорости восстанавливающего напряжения. Библ. 10.

УДК 621.314.54.012.6

Нагрузочные характеристики каскадных генераторов выпрямленного напряжения. Китаев Г. И. — «Электричество», 1981, № 7.

Рассмотрены вопросы теории стационарного режима работы нагруженных умножителей выпрямленного напряжения с четырьмя основными схемами: однофазной однополупериодной (Грейнахера), двухфазной однополупериодной (Хайльперна) и предложенными автором двухполупериодными однофазной и трехфазной. Даны формулы для расчета падения напряжения внутреннего сопротивления и пульсации напряжения на нагрузке для общего случая с любыми значениями емкостей в ступенях. Приведены результаты исследования работы вентилей в разных ступенях умножителя. Анализируются особенности нагрузочных характеристик каскадных генераторов рассматриваемых схем. Показаны существенные преимущества двухполупериодных схем умножения напряжения. Библ. 14.

УДК 62-83:621.314.26.07

Цифровое управление тиристорными импульсными преобразователями постоянного тока. Ефремов И. С., Калинин И. А. — «Электричество», 1981, № 7.

Рассмотрены характерные особенности построения систем управления тиристорными импульсными преобразователями по цифровому принципу, применение которых возможно в тяговом и в промышленном электроприводе постоянного тока. Показываются ограничения в выборе параметров основных узлов системы управления, влияющие на характеристики электропривода и тиристорных преобразователей на основных параметры цифровой системы управления. Библ. 7.

УДК 621.3.001.4.001.24:517.512.3

Расчет емкости осесимметричных электродных систем, содержащих тонкие оболочки. Кадников С. Н., Клемин Е. А. — «Электричество», 1981, № 7.

На двух примерах показана возможность применения метода парных рядов для расчета электростатического поля электродных систем, образованных пересечением сферических оболочек, дисков и плоскостей. Система сумматорных уравнений, полученная из краевых условий, сводится к интегральному уравнению Фредгольма второго рода с непрерывным ядром. Заряды электродов выражаются в виде простых квадратур. Библ. 5.

УДК 621.314.26.064.015.3

Определение перенапряжений в многовенных коммутирующих узлах тиристорных преобразователей. Левитский Б. Ю., Мазнев А. С., Корнев А. С. — «Электричество», 1981, № 7.

Предложена методика расчета перенапряжений на коммутирующих конденсаторах многовенных коммутирующих узлов тиристорных преобразователей и получены выражения для определения уровня перенапряжений при любом числе ячеек. Библ. 4.

УДК 621.316.54

Бездуговая коммутация постоянного тока. Лебедев С. В., Можаров Г. И., Савватимский А. И. — «Электричество», 1981, № 7.

Приведено описание и принцип действия бездугового быстродействующего прерывателя постоянного тока на основе параллельного соединения механического выключателя и разрушающегося проводника однократного применения. Библ. 5.

Исследование коммутационной аппаратуры с винтовой формой дуги. Асиновский Э. И., Афанасьев А. А., Пахомов Е. П. — «Электричество», 1981, № 6.

Дан анализ работы коммутационных аппаратов, в которых возникающей электрической дуге придается винтовая форма с принудительным заданием малого шага винта.

РЕДАКЦИОННАЯ КОЛЛЕГИЯ:

Бертинов А. И., Будзко И. А., Веников В. А., Глебов И. А., Евсеев Б. Н. (зам. главного редактора), Ефремов И. С., Иванов-Смоленский А. В., Ильинский Н. Ф., Комельков В. С., Костенко М. В., Лабунцов В. А., Ларионов В. П., Лидоренко Н. С., Лизунов С. Д., Мамиконянц Л. Г. (главный редактор), Меерович Э. А., Мучник Г. Ф., Нетушил А. В., Рабинович С. И., Сабинин Ю. А., Слежановский О. В., Совалов С. А., Тареев Б. М., Тиходеев Н. Н., Толстов Ю. Г., Федосеев А. М., Шакарян Ю. Г., Шаталов А. С., Шилин Н. В.

Научные редакторы А. Б. Желдыбин, Б. Д. Макашкин

Адреса редакции: 103012, Москва, К-12, Б. Черкасский пер., 2/10. Телефон 294-24-80.

101000, Москва, Главный почтамт, абонентный ящик № 648

Адрес для телеграмм: МОСКВА 12, ЭЛЕКТРИЧЕСТВО

Технический редактор Н. Н. Хотулева

Сдано в набор 15.05.81

Подписано в печать 02.07.81

T-20075

Формат 60 × 90/16

Печать высокая

Усл. печ. л. 10,0

Уч.-изд. л. 12,0

Тираж 7523 экз.

Заказ 1155

Энергоиздат, 113114, Москва, М-114, Шлюзовая наб., 10

Московская типография № 10 Союзполиграфпрома при Государственном комитете СССР по делам издательств, полиграфии и книжной торговли. 113114, Москва, М-114, Шлюзовая наб., 10

Вологодская областная универсальная научная библиотека

www.booksite.ru